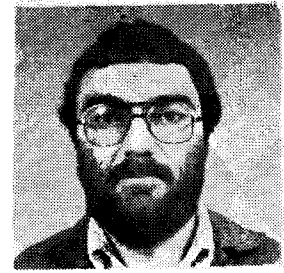


# Az orthogonális-multiplex adatátviteli eljárás rendszertechnika vizsgálata és viselkedése nem ideális átviteli közegben



HANZÓ LAJOS

Távközlési Kutató Intézet

## ÖSSZEFOGLALÁS

A cikkben olyan adatátviteli eljárással ismerkedünk meg, amelynek segítségével a Nyquist szerinti 2 Bd/Hz-es maximális sávzélesség kihasználtság tetszőlegesen megközelíthető, és — ha a jel/zaj viszony elég magas — 10 kbps feletti átviteli sebesség érhető el távbeszélő áramkörön. Amennyiben alkalmas digitális jelfeldolgozási módszereket választunk, a megvalósításhoz szükséges számítási igény is relatíve csekély. A cikk a multiplexálás, illetve moduláció itteni elvének ismertetése után egy lehetséges rendszertechnikát ismertet. Vizsgálataik során módszert keresnek a szimbólumközi áthallás és a lineáris torzítások leküzdésére, továbbá az általánosított Nyquist kritérium és az általánosított orthogonális kritérium definiálásával megteremtik a hagyományos rendszerekkel való kapcsolatot.

HANZÓ LAJOS

A BME Híradástechnika Szakán végzett 1976-ban. Azóta a Távközlési Kutató Intézetben dolgozik. 1980-ban egy évet dolgozott az erlangeni egyetemen (NSZK). 1982-ben szakmérnöki

diplomát szerzett és egyetemi doktori értekezést adott be. Szakmai érdeklődési körébe az információátvitellel kapcsolatos jelfeldolgozási és rendszertechnikai problémák tartoznak. Hobbij: bútorépítés és sport. (□)

## 1. Bevezetés

A számítástechnika gyors fejlődése egyre növekvő követelményeket ró az adatátvitelre is, aminek logikus következménye, hogy új telepítések helyett a meglévő összeköttetések kihasználtságát igyekezünk növelni. Most ismertetendő eljárásunk nagy előnye, hogy a digitális jelfeldolgozás adta lehetőségek optimális kihasználása mellett tetszőlegesen megközelítheti a Nyquist szerinti maximális  $\eta=2$  Bd/Hz-es sávzélesség-kihasználtságot. Ezzel egyértelmű sebességnövekedést vagy adott sebesség mellett ráfordítás-csökkenést érünk el, amit az 1. táblázat is bizonyít [1]:

1. táblázat

9600 bit/s-os hagyományos QAM és frekvenciamultiplex modem összehasonlítása

9600 bps frekvenciamultiplex modem		9600 bps QAM modem	
összeadások száma/sec	szorzások száma/sec	összeadások száma/sec	szorzások száma/sec
140 000	60 000	600 000	600 000

Noha az eljárás alap gondolatai immár 15–20 évesek [2]–[5], a technológiai nehézségek miatt az eddigi alkalmazások félig-meddig katonai területekre korlátozódtak, s a ráfordítás vonatkozásában messze nem optimálisak [6]–[8].

A technika mai fejlettségi szintjén legelterjedtebb 2400–4800 bps sebességű adatátviteli modemek már részben mikroprocesszoros hardware-re épülnek és a digitális jelfeldolgozás nyújtotta előnyöket igyekeznek kihasználni [9]–[13], [23], rendszertechnikai ele-

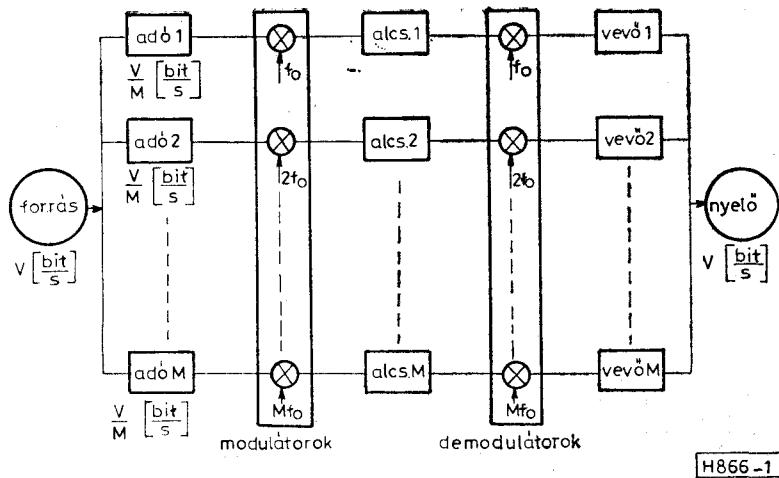
meiket azonban olykor az analóg technikából veszik át és az így nyert struktúrákat optimalják. Ha ehelyett már a feladat megfogalmazásakor szem előtt tartjuk a digitális jelfeldolgozás eszköztárából [14]–[17] meríthető lehetőségeinket, valóban optimális megoldásokat kapunk [18]–[22].

A cikk 2. fejezetében az eljárás alapelvét, a 3.-ban a moduláció és a multiplexálás itteni elvét, a 4. fejezetben pedig a megvalósítás rendszertechnikáját ismerhetjük meg. Az 5. fejezetben a sávhatárolt közegben való adatátvitelt, a 6.-ban az interferenciák leküzdési lehetőségeit taglaljuk. Az eddigi alapra helyezkedve a 7. fejezet a nem ideális átviteli közegben való kommunikáció fontosabb jelenségeit tárgyalja. A 8. fejezetben a jobb érthetőség kedvéért az általánosított Nyquist kritérium és az általánosított orthogonális kritérium definiálásával megteremtjük a hagyományos rendszerekkel való kapcsolatot, a 9. fejezet pedig bizonyítja, hogy a sávzélesség-kihasználtság tart a 2 Bd/Hz-es elméleti maximumhoz.

## 2. Az eljárás alapelve

Az eljárás lényege első közelítésben az, hogy a forrás és nyelő közötti — adóból, csatornából és vevőből álló — összeköttetést sok, párhuzamos részösszeköttetésre bontja fel [3]. Ezek átviteli sebessége természetesen az eredetiének a részösszeköttetések számának megfelelő töredéke. Az így frekvenciamultiplex elven működő átviteli rendszert az 1. ábrán láthatjuk. A vevőoldalon végzett döntést után az alcsatornák jelét ismét egyetlen adatfolyammá egyesítjük.

Ha az alcsatornák száma  $M$  és a forrás adási sebessége  $v$  bit/s, akkor az alcsatornák információátviteli sebessége  $v/M$  bit/s. Noha az alcsatornák modulációs módjára elvileg nincs megkötés, célszerű az adatátvitelben gyakori és kidolgozott QAM/PSK alkalmazása. Ezt támasztja alá az is, hogy éppen a



1. ábra. A frekvenciamultiplex adatátviteli eljárás alapelve

*QAM/PSK* vezet az eljárás mai felhasználási területét kibővítő, *FFT*-t alkalmazó modulációhoz, így ugyanis az átviteli út alcsatornákra bontása igen egyszerűen realizálható. Az alcsatornákra bontás alapvető előnye az, hogy így az egyes alcsatornák jelzési sebessége kicsi lehet a csatorna idődiszperziójának reciprokához képest.

### 3. Az eljárásra épülő modem rendszertechnikája

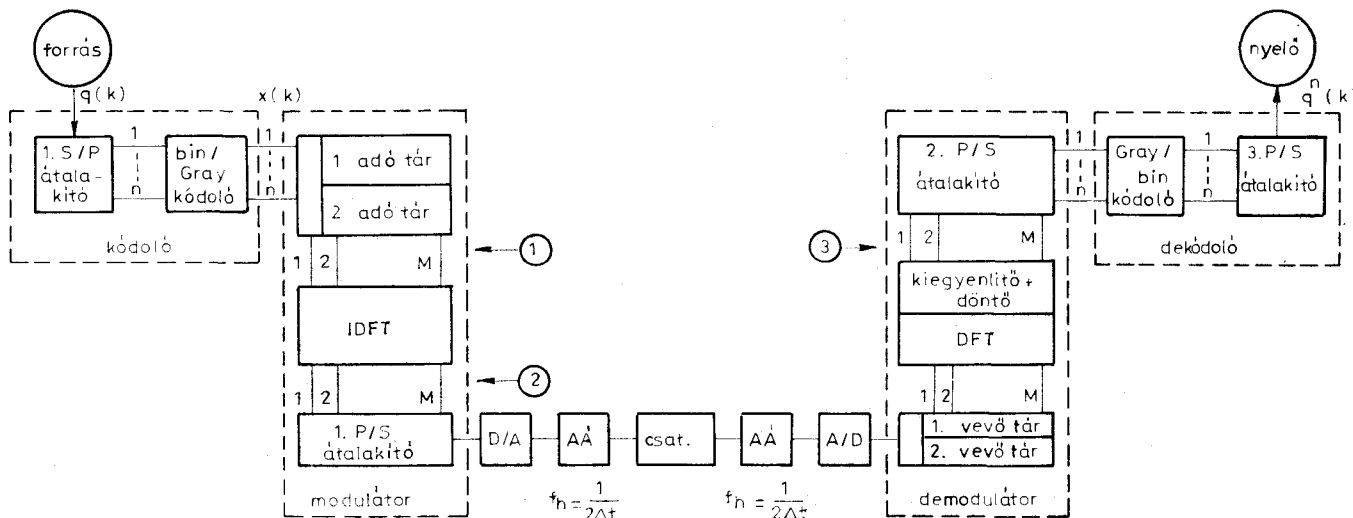
Mivel belátható, hogy az egyes alcsatornák komplex *QAM/PSK* modulátorai és demodulátorai igen célszerűen valósíthatók meg *IDFT* és *DFT* segítségével, az alcsatornában külön-külön végzett *QAM/PSK* moduláció, ill. demoduláció ekvivalens az azok összességén egy lépésben végzett *IDFT*-vel, ill. *DFT*-vel. Ennek érdekében a forráskódoló kimenetén megjelenő  $X(k)$  komplex adósorozat mintáinak véges elem számú halmazát úgy fogjuk fel, mint egy konjugált komplex értelemben szimmetrikus, diszkrét vonalakból álló spektrum egyik felét. Ekkor a véges

számú mintából álló vonalas spektrum *IDFT*-je (moduláció) után nyert időfüggvény (modulált jel) valós lesz. Az eljárás tömbvázlata a kvalitatív áttekintéshez szükséges mélységben a 2. ábrán tanulmányozható.

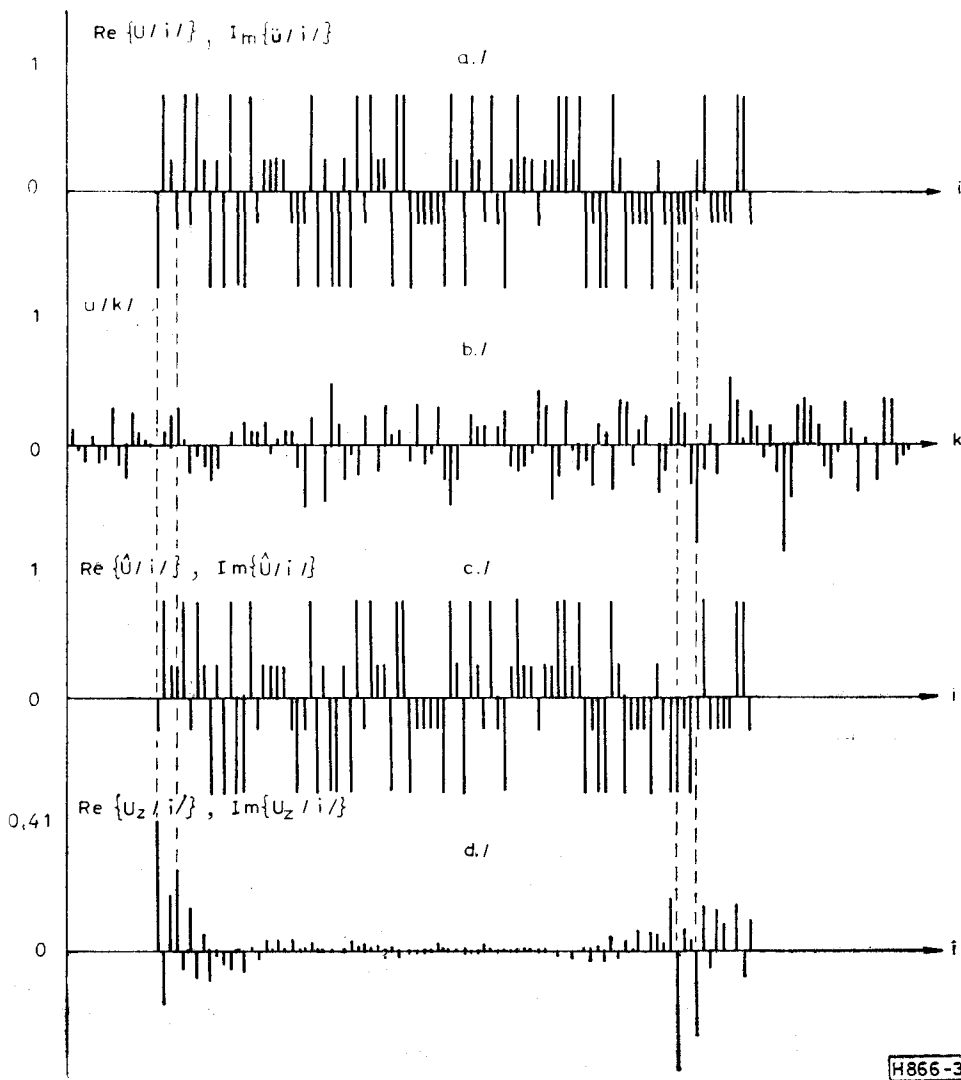
A forrástól érkező  $q(k)$  adósorozatot az 1. soros/párhuzamos átalakító és a bináris/Gray kódoló  $X(k)$  adósorozattá alakítja, amelyben a minták  $n$  bitesek, azaz  $2^n$  lehetséges állapotuk van a komplex  $X(k)$  síkon.

Az 1. vagy 2. adó tárban összevárunk az alcsatornák számának megfelelően  $M$  db  $n$  bites  $X(k)$  mintát, amelyek a hipotetikus, komplex és diszkrét spektrum egyik felét képezik (valós és képzetes részek rendre követik egymást). Ebből a spektrumból egyetlen lépésben képezzük *IDFT* segítségével a hozzá tartozó valós időfüggvényt, amelyet az 1. párhuzamos/soros átalakító és a digitál/analóg átalakító segítségével továbbítunk a csatornára, s a vett jel az analóg/digitál átalakítóhoz kerül.

Az érthetőség kedvéért megjegyezzük, hogy a forrás  $q(k)$  bináris jelfolyamát a kódoló (2. ábra)  $n$  bites



2. ábra. Az eljárásra épülő modem rendszertechnikája



3. ábra. A maradék tranziens hiba hatása az adatátvitelre  $M=1020$ -as referencia áramkörön  $M=128$ ,  $n=2$  a) adott spektrum, b) adott időfüggvény, c) vett, döntött spektrum, d) a vett spektrum maradék tranziens hibája

$X(k)$  szavakká fogja össze, de az adó tára kimenetén megjelenő  $n$  bites szavakat a dinamikataromány változatlanul tartása mellett finomabb —  $b$  bites — felbontással dolgozzuk fel. Így az  $IDFT$  utáni 1.  $P/S$  átalakító  $2^b$  lehetséges állapotú szavakat továbbítja a  $D/A$  átalakítóhoz. A feldolgozáshoz azért van két adó tárra és két vevő tárra szükség, mert az  $IDFT$ , ill.  $DFT$  véges ideje alatt a másik tár feltöltése folyik.

Az 1. vagy 2. vevő tár  $b$  bites mintákkal való feltöltése után a vett időfüggvényt  $DFT$  segítségével átalakítjuk spektrummá, a csatorna komplex átviteli karakterisztikájával osztva kiegyenlítjük, majd a vett és kiegyenlített spektrumon döntést végzünk. A döntés esetünkben igen egyszerű, hiszen a vett, kiegyenlített spektrumot  $n$  bitre kell kerekíteni. Az  $n$  bites szavakat a Gray/bináris kódolóból és a 3. párhuzamos/soros átalakítóból álló dekódoló (2. ábra) konvertálja binárisra és továbbítja a nyelőhöz.

A szemléletesség kedvéért vizsgáljuk meg a rendszertechnika néhány jellegzetes jelformáját a 2. ábrán nyilakkal jelzett pontokon.

A 3. ábrán látható függvények egy blokk átvitelét szemléltetik az eljárást szimuláló program segítségével a távbeszélős és adatátvitel gyakorlatban ismert  $M=1020$ -as ajánlást megvalósító referencia áramkörön. Az 1. függvény az átviendő, 4 szintűvé kódolt információt (adó spektrumot) ábrázolja, a 2. a hozzá tartozó időfüggvényt, a 3. a vett, döntött spektrumot, a 4. pedig az adott spektrumvonalak és a vett, még döntés előtt álló spektrumvonalak különbségét mutatja. A spektrumban a csatorna átteresztő sávján kívüli tartományt nem használjuk adatátvitelre, hiszen még így is látható, hogy a nagyobb torzítású sávszéleken a hiba nagyobb, mint a sávközépen. A szaggatott vonallal jelzett helyeken emiatt hibás döntést is hoztunk.

#### 4. Moduláció IFFT-vel

Tekintsünk szinkron  $QAM/PSK$  adatátviteli rendszereket és vezessük be leírásuk formalizmusát.

A modulátor kimenőjele felírható az alábbi alakban:

$$m(t) = \text{Re} \{ a(t) e^{j2\pi f_0 t} \}, \quad (4-1)$$

ahol  $\text{Re}$  valósrészképzést jelent,  $f_0$  a vivőfrekvencia és  $a(t)$  az információt hordozó ekvivalens alapsávi jel. A modulációs elemek megfelelő sorozatából álló  $a(t)$  jel felírható az egyes modulációs intervallumokra értelmezhető valós alapsávi impulzusoknak  $u_T(t-kT)$  és az átvendő komplex szimbólumok digitális folyamának  $X(k)$  segítségével:

$$a(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(k) u_T(t-kT) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(k) \text{rect} \frac{1}{T} (t-kT), \quad (4-2)$$

ahol  $k$  a modulációs ütemindex és  $T$  a modulációs ütemidő. Ha (4-2)-t (4-1)-be helyettesítjük:

$$m(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(k) u_T(t-kT) e^{j2\pi f_0 t} \right\}. \quad (4-3)$$

Vizsgáljuk a modulátor kimenőjelét a  $k=0$  jelzési intervallumban, s jelöljük  $m_0(t)$ -vel:

$$m_0(t) = m(t) \text{rect} \frac{t}{T}. \quad (4-4)$$

$$m_0(t) = \sum_{l=1}^M m_{0l}(t), \quad (4-5)$$

ahol  $m_{0l}(t)$  az alcsatorna-modulátorok kimenőjele a  $k=0$  jelzési intervallumban, és így (4-5) az alcsatorna-modulátorok kimenőjelenek összegzését jelenti. Ha  $X_l = X_l(k=0)$  az  $l$ . alcsatornán a  $k=0$ . jelzési intervallumban átvendő minta és  $f_{0l}$  az  $l$ . alcsatorna vivőfrekvenciája, akkor (4-3), (4-4) és (4-5) segítségével a modulált jel a  $k=0$  jelzési intervallumban:

$$m_0(t) = \begin{cases} \sum_{l=1}^M \text{Re} \{ X_l(k=0) e^{j2\pi f_{0l} t} \}, & \text{ha } |t| < \frac{T}{2} \\ 0 & \text{egyébként,} \end{cases} \quad (4-6)$$

Az a tény, hogy  $m(t)$  helyett annak  $k=0$ -ra eső szakaszát, azaz  $m_0(t)$ -t vizsgáljuk, feltételezi, hogy az egyes jelzési intervallumok között nem lép fel szimbólumközi interferencia ( $ISI = \text{Interymbol Interference}$ ), azaz az I. Nyquist feltétel teljesül. Annak tárgyalására, hogy ez milyen mélységben igaz, illetve hogy milyen elhanyagolásokat kell ennek kapcsán tennünk, később térünk ki.

A (4-6) összefüggés máris bizonyos hasonlóságot mutat a Fourier sorfejtéssel, de ha az áttekinthetőség kedvéért csak a  $|t| < \frac{T}{2}$  tartományt vizsgáljuk és (4-6)-ot kissé átalakítjuk, a modulátor kimeneti jelét valóban Fourier sorfejtés alakjában kapjuk. Ehhez  $m_0(t)$  (4-6) szerinti összefüggését rövidebb formában írjuk fel, de szem előtt tartjuk, hogy  $m_0(t)$  csak a  $|t| < \frac{T}{2}$  intervallumon van értelmezve:

$$m_0(t) = \sum_{l=1}^M \text{Re} \{ X_l e^{j2\pi f_{0l} t} \}. \quad (4-7)$$

A valósrészképzést a konjugált komplex segítségével elvégezve:

$$m_0(t) = \sum_{l=1}^M \frac{1}{2} \{ X_l e^{j2\pi f_{0l} t} + X_l^* e^{-j2\pi f_{0l} t} \}, \quad (4-8)$$

$$m_0(t) = \sum_{l=-M}^M \frac{1}{2} X_l e^{j2\pi f_{0l} t}, \quad (4-9)$$

ahol:

$$X_{-l} = X_l^*, \quad X_0 = 0, \quad (4-10)$$

$$f_{0(-l)} = -f_{0l}, \quad f_{00} = 0, \quad (4-11)$$

$$l = 1, 2, \dots, M \text{ és } *$$

konjugált komplex képzést jelent.

Ha az alcsatornák vivőit úgy vesszük fel, hogy  $f_{0l} = N_l \Delta f$ ,  $N_l = N_1, (N_1+1) \dots (N_1+M-1)$ ,  $N_1$  pozitív egész szám, és a jelzési idő reciproka

$$\Delta f = \frac{1}{T}, \quad (4-13)$$

ahol  $\Delta f$  az alcsatornák sávszélessége, akkor a csatorna áteresztő tartománya, amely

$$B = M \Delta f, \quad (4-14)$$

sávszélességű ( $M$  az alcsatornák száma),

$$f_a = f_{als\delta} = N_1 \Delta f - t\delta l, \quad (4-15)$$

$$f_j = f_{jels\delta} = (N_1 + M - 1) \Delta f - ig, \quad (4-16)$$

terjed. Így ha

$$N_M = N_1 + M - 1; \quad (4-17)$$

akkor

$$f_{jels\delta} = N_M \Delta f. \quad (4-18)$$

Ezért (4-9) átírható (4-12)–(4-18) segítségével:

$$m_0(t) = \sum_{i=-N_M}^{N_M} C_i e^{j2\pi \Delta f_i t}, \quad (4-19)$$

ahol a  $C_i$  Fourier együtthatók:

$$C_i = \begin{cases} \frac{1}{2} X_{i-N_1+1}, & \text{ha } N_1 \leq i \leq N_M, \\ \frac{1}{2} X_{-i-N_1+1}^*, & \text{ha } -N_M \leq i \leq -N_1, \\ 0 & \text{egyébként.} \end{cases} \quad (4-20)$$

A  $DFT$ -vel való feldolgozás miatt (4-19)-ben  $t = k \Delta t$ -t bevezetve:

$$m_0(k \Delta t) = \sum_{i=-N_M}^{N_M} C_i e^{j2\pi \Delta f_i k \Delta t}. \quad (4-21)$$

Ekkor a mintavételi tétel betartása érdekében teljesülnie kell

$$f_{mv} = \frac{1}{\Delta t} - re, \quad (4-22)$$

hogy

$$f_{mv} \geq (2N_M + 1)\Delta f. \quad (4-23)$$

A megvalósítást szem előtt tartva legyen

$$\frac{T}{\Delta t} = \frac{f_{mv}}{\Delta f} = N, \quad (4-24)$$

ahol  $N$  pozitív egész szám, azaz a mintavételi frekvencia legyen az alcsatornák sáv szélességének egész számú többszöröse. Így (4-22) és (4-24) segítségével:

$$N = \frac{1}{\Delta f \cdot \Delta t}. \quad (4-25)$$

Ha figyelembe vesszük, hogy a  $C_i$  együtthatók a csatorna áteresztő tartományán kívül — tehát ha  $N_M \leq i \leq \frac{N}{2}$  — nullák és hogy az  $f=0$  Hz frekvenciára nézve konjugált komplex értelemben szimmetrikusak, akkor fennáll, hogy

$$C_i = 0, \quad \text{ha} \quad N_M \leq i \leq \frac{N}{2}, \quad (4-26)$$

$$C_i = C_{i-N} = C_{N-i}^*, \quad \text{ha} \quad \frac{N}{2} + 1 \leq i \leq N-1.$$

A  $C_i$  együtthatókra tett (4-26) szerinti megkötés miatt ekkor az  $IDFT$  után nyert időfüggvény — a modulált jel — valós. Így (4-24) és (4-25) figyelembevételével (4-21) végleges formája:

$$m_0(k\Delta t) = \sum_{i=0}^{N-1} C_i e^{j \frac{2\pi}{N} i \cdot k}, \quad k=0, 1, \dots, N-1, \quad (4-27)$$

ami az  $IDFT$  szokásos alakja.

Megjegyezzük, hogy  $m_0(t)$  reprezentálása  $\Delta t$  közül mintáival — azaz  $m_0(k\Delta t)$ -vel — csak akkor korrekt, ha  $m_0(t)$ -t az időtengely mindkét irányában periodikusan kiegészítve képzeljük el, hiszen  $m_0(t)$  egyszeri folyamat, s így nem sávhatárait. A periodikussá kiegészített  $m_{oper}(t)$  már sávhatárolt, s így a  $\Delta t$  közül mintavétel hatására a mintavételi frekvencia egész számú többszöröse körül ismétlődő spektrumrészek nem lapolódnak át.

Megállapíthatjuk tehát, hogy a  $C_i$ -k sorozata is periodikus a modulált jel mintavételezett volta miatt, és mindkét mintasorozat egy periódusa  $N$  mintából áll. Az is látható (4-27)-ből, hogy a két periodikus sorozat bármelyike meghatározott a másik egyetlen periódusa által. Ez a  $DFT/IDFT$ -nek azt a fontos tulajdonságát hordozza magában, hogy véges számú mintából álló sorozatok  $DFT$  koefficiensei a sorozatot egyértelműen reprezentálják, mert az inverz transzformációval az eredeti sorozat egyértelműen visszaállítható. Így a  $DFT/IDFT$  transzformációk — noha periodikus sorozatokra vonatkozóan származtathatók — alkalmasak véges számú mintából álló sorozatok reprezentálására, ami megteremti egyben egy periódus  $z$  transzformáltja és a  $DFT$  közötti kapcsolatot is [14].

Beláttuk tehát, hogy modulációra alkalmazhatunk  $IDFT$ -t, s ha a transzformálandó minták, azaz

az alcsatornák száma kettő egész számú hatványa, akkor a számítási algoritmus tovább egyszerűsíthető  $IFFT$  alkalmazásával.

## 5. Adatátvitel sávhatárolt közegben

Ha a (4-27) szerinti mintasorozatot periodikussá téve a csatornát megelőző ideális aluláteresztőre adjuk, amelynek határfrekvenciája

$$f_h = \frac{1}{2\Delta t}, \quad (5-1)$$

akkor a szűrő kimenetén a folytonos és periodikus  $m_{oper}(t)$  jelet kapjuk. Mi azonban nem periodikusan akarjuk a modulált jelet adni, hanem annak csak egy periódusát szeretnénk a vonalra továbbítani. Ha  $m_{oper}(k\Delta t)$ -nek csak egy  $N$  mintából álló periódusát adjuk az (5-1) szerinti ideális aluláteresztőre, akkor a szűrő kimenetén előálló jel időtartományban (5-2) szerinti:

$$m_{0AA}(t) = m_0(k\Delta t) * h_{AA}(t), \quad (5-2)$$

ahol (5-1) segítségével:

$$h_{AA}(t) = \frac{1}{\Delta t} \text{si} \pi \frac{t}{\Delta t} = \frac{1}{\Delta t} \cdot \frac{\sin \pi \frac{t}{\Delta t}}{\pi \frac{t}{\Delta t}}, \quad (5-3)$$

az ideális aluláteresztő súlyfüggvénye,  $m_{0AA}(t)$  a modulált jel  $\Delta t$  közül mintáinak  $f_h$  határfrekvenciájú, ideális aluláteresztőn átengedett változata,  $m_0(k\Delta t)$  pedig a periodikusnak képzelt modulált jel egy periódusa. Ezt a mintasorozatot a periodikusnak képzelt jel segítségével felírva:

$$m_0(k\Delta t) = m_{oper}(k\Delta t) \cdot \text{rect} \frac{t}{N\Delta t}, \quad (5-4)$$

és (5-4)-ben  $m_{oper}(k\Delta t)$  a periodikus modulált jel  $\Delta t$  közül mintasorozata. Így (5-2)–(5-4) segítségével az ideális aluláteresztő kimenőjele egy periódussal gerjesztve:

$$m_{AA}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} m_0(k\Delta t) \frac{1}{\Delta t} \text{si} \left( \pi \frac{t - k\Delta t}{\Delta t} \right). \quad (5-5)$$

Vizsgáljuk meg, hogy milyen spektrális tulajdonságokkal rendelkezik  $m_{0AA}(t)$ :

$$M_{0AA}(f) = M_0(f) \cdot H_{AA}(f), \quad (5-6)$$

ahol

$$M_0(f) = \mathcal{F}\{m_0(t)\}, \quad (5-7)$$

$$H_{AA}(f) = \mathcal{F}\{h_{AA}(t)\}, \quad (5-8)$$

így

$$H_{AA}(f) = \mathcal{F}\left\{ \frac{1}{t} \text{si} \pi \frac{t}{\Delta t} \right\}, \quad (5-9)$$

$$H_{AA}(f) = \text{rect} \frac{f}{f_h}, \quad (5-10)$$

és

$$M_0(f) = \mathcal{F}\left\{ m_{oper}(t) \cdot \text{rect} \frac{t}{N\Delta t} \right\}, \quad (5-11)$$

$$M_0(f) = M_{oper}(f) * \frac{1}{\Delta f} \text{si} \pi \frac{f}{\Delta f}. \quad (5-12)$$

Ezért (5-9)–(5-12) figyelembevételével (5-2) alakja:

$$M_{0AA}(f) = \left\{ M_{oper}(f) * \frac{1}{\Delta f} \operatorname{si} \pi \frac{f}{\Delta f} \right\} \cdot \operatorname{rect} \frac{f}{f_h}, \quad (5-13)$$

azaz a periodikus  $m_{oper}(t)$  helyett annak egy periódusát az aluláteresztőre adva a hozzá tartozó  $M_{oper}(f)$  komplex spektrumot konvolválni kell az  $\frac{1}{\Delta f} \operatorname{si} \pi \frac{f}{\Delta f}$  nem sávhatárolt interpoláló függvénnyel. Ennek hatására az (5-12) szerinti  $M_0(f)$  sem sávhatárolt, de az ideális aluláteresztőn átengedve sávhatárolt lesz. Ebből a Fourier transzformáció ide vonatkozó tétele alapján az következik, hogy  $m_{0AA}(t)$  időben nem véges tartójú, amit egyébként (5-5) is szemléletesen mutat, hiszen a  $\operatorname{si}$  függvény csak a végtelenben cseng le. Annak következtében tehát, hogy az adó oldalon a modulált jelet  $-m_0(f) - t$  sávkorlátozzuk,  $m_{0AA}(t)$ -ben a szomszédos intervallumok között kölcsönös zavarhatást okozunk, amelynek részletes tárgyalására a 6. fejezetben térünk ki.

## 6. Az interferenciák leküzdése

### 6.1. Az interferenciák leküzdése Nyquist elvén

Noha bizonyítás nélkül is plauzibilis, [26] és [27] segítségével belátható, hogy a hagyományos digitális rendszerekhez hasonlóan szimbólumközi interferenciától mentesen kommunikálhatunk, ha minden alcsatornában biztosítjuk, hogy a teljes átviteli út ele-

get tegyen Nyquist I. feltételének. Erre az elvre épülő rendszertechnikát ismertet a [20] cikkben B. Hiro-saki (ld. 4. ábra), a megvalósításához szükséges ráfordítás azonban nagyobb, mint az 1. táblázatbeli, ezért célszerűbbnek tűnik a tranziensek kiváráására épülő interferenciamentesítés.

### 6.2. Az interferenciák leküzdése a tranziensek lecsengésének kiváráása elvén

A csatornát megelőző ideális aluláteresztőn átbocsátott modulált jel időben nem véges tartójú, s így, ha az I. Nyquist feltételnek nem teszünk eleget, a szomszédos blokkok kölcsönösen zavarják egymást. Hogy milyen a zavarítás mértéke, az attól függ, hogy a teljes átviteli út milyen gyorsan veszi fel stacionárius állapotát.

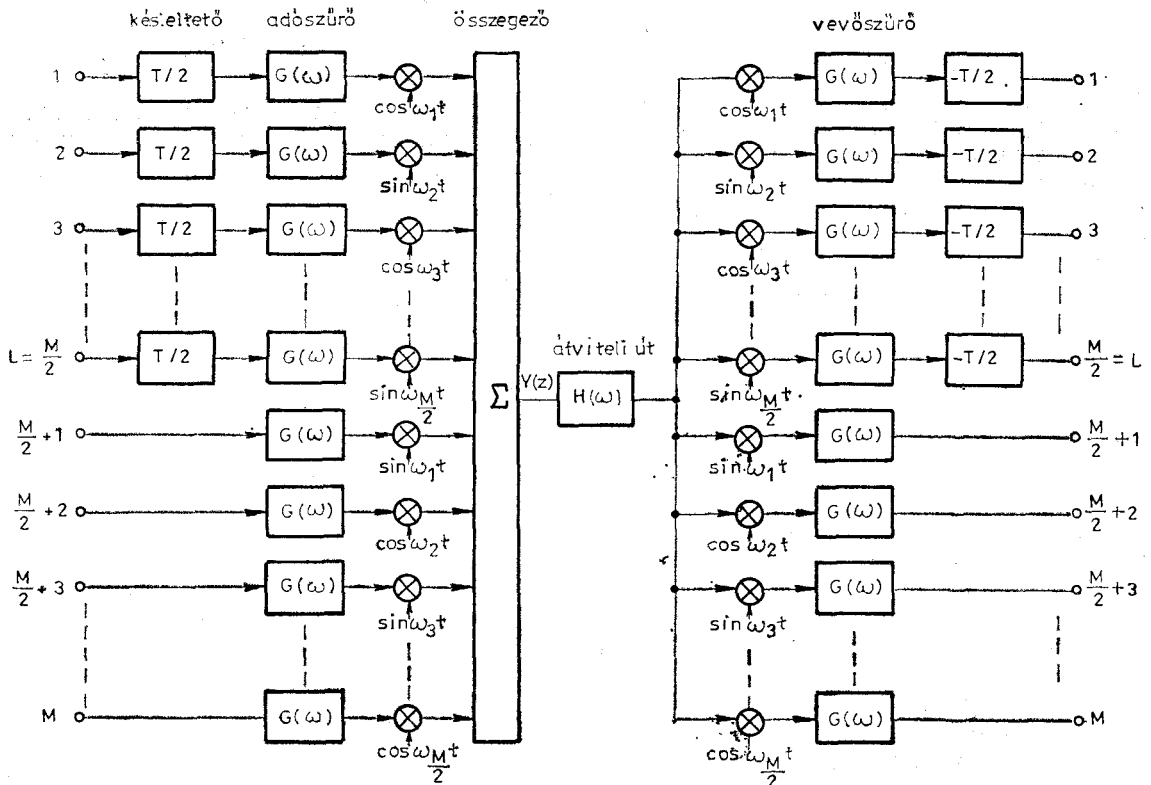
Ennek vizsgálatához szorítkozzunk lineáris, kauzális, véges impulzus válaszu és időinvariáns rendszerrel modellezhető átviteli utakra. Ekkor a rendszer tetszőleges  $f_1$  frekvenciájú periodikus jellel gerjesztve a kimenőjele [16] segítségével (34–39. o.) felírható az alábbi formában:

$$y(k) = H(z_1) \cdot z_1^k + \sum_{v=1}^n \frac{R_v}{z_{\infty v} - z_1} z_{\infty v}^k \quad (6-1)$$

stacionárius rész:  $y_{st}(k)$       tranziens rész:  $y_{be}(k)$

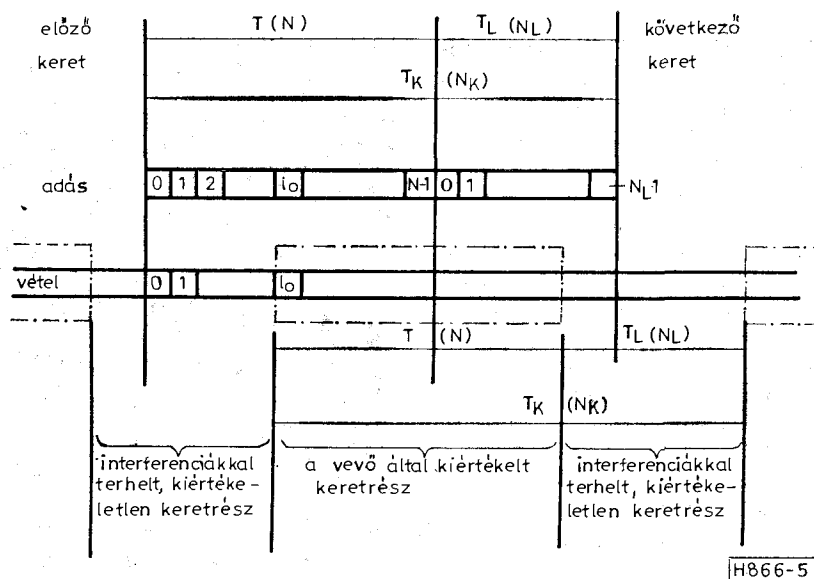
vagyis

$$y(k) = y_{st}(k) + y_{be}(k). \quad (6-2)$$



H866-4

4. ábra. Az interferenciák leküzdése Nyquist elvén működő rendszertechnikával



5. ábra. Az információs keretek felosztása a vevő által kiértékelt és kiértékeletlen keretrészre

Mint látható, a rendszer kimenőjele a feltételezett periodikus gerjesztés esetén tartalmaz egy stationárius részt, amelynek átvitelét a rendszer  $z_1$  helyen, azaz a harmonikus gerjesztés  $f_1$  frekvenciáján felvett értéke szabja meg, és amelynek periodicitása megegyezik a gerjesztésével. Emellett tartalmaz egy tranzienst, amely a rendszer sajátrezgéseit reprezentálja, és jellegét egyrészt a rendszerjellemező  $R_z$  értékek, továbbá a gerjesztés  $z_{\infty}$  helyeken felvett értékei szabják meg, ahol  $z$  a rendszer  $z$  tartománybeli  $H(z)$  átviteli függvényének pólusait jelöli. Mivel stabil, véges impulzus válaszú rendszereket vizsgálunk, a tranzienst időben lecsengő jellegű.

Eddig mindvégig feltételeztük, hogy minden  $T$  hosszúságú blokkban  $M$  db komplex, értékes szimbólumot viszünk át  $N$  hosszúságú  $IFFT/FFT$  segítségével, de a modulált jelet  $m_0(t-t)$  periodikusan kiegészítve képeltük el annak érdekében, hogy  $m_0(kAt)$  spektrumátlapolódás nélkül, egzaktul reprezentálja az átvendő információt, azaz spektrumvonalakból álló blokkot (vö. 5. fejt.). Nos, ezt a feltételezést most annyiban módosítjuk, hogy az időfüggvény blokkhosszúságát  $T_L$  lengési idővel megnöveljük. Így a blokkhosszúság és lengési idő összegeként keletkező  $T_k$  keretidő:  $T_k = T + T_L$ . Ez alatt a megnövelt időtartam alatt akarunk ezután  $M$  db komplex szimbólumot a csatornán át továbbítani, mégpedig úgy, hogy valamivel több, mint egy periódusnyit adunk  $m_0(t)$ -ből a vonalra. Azt, hogy mennyivel többet, a csatorna „memóriája” szabja meg. Másképp fogalmazva azt is mondhatjuk, hogy  $N$  helyett  $N_k = N + N_L$  mintát adunk a vonalra, ahol  $N_k$  az egy keretben küldött minták száma,  $N_L$  pedig az átviteli út belengéséhez és lecsengéséhez szükséges minták száma. A most bevezetett, „részben periodikus” blokkismétlés a korábbi megfontolások alapján lehetővé teszi, hogy a szomszédos blokkok közötti áthallásokat és a saját interferenciákat a megengedhető érték alá szorítsuk.

Annak érdekében, hogy a tárgyalt elméleti alapokkal összhangban maradjunk, megjegyezzük, hogy az információs blokkok ily módon való kvázi-periodikus ismétlése a periodikus gerjesztés feltételének

közelítése. Így ugyanis a gerjesztés a csatorna emlékező idejéig jó közelítéssel periodikus. A közelítés iósága  $T_L$ , illetve  $N_L$  megfelelő választásával növelhető. Más megközelítésben ez azt jelenti, hogy a véges tartójú időfüggvény tartójának növelésével az egyes alcsatornák spektrális tartalmának sáv szélessége keskenyedik, s így az interferencia csökken. A periodikus gerjesztés feltételének közelítését részletesebben szimulációs vizsgálatok segítségével lehet tanulmányozni, amelyek azt mutatják, hogy átlagos csatornák esetén az így felmerülő átviteli sebességcsökkenés 20% alatt marad. Az így szükséges számításigény jóval kisebb, mint az I. Nyquist feltételnek eleget téve, vagy mint a tranziensek kompenzálásakor, ezért a dolgozat szimulációs vizsgálatainál ezt a megoldást alkalmaztuk. Az elmondottakat foglaljuk össze a szemléletesség kedvéért az 5. ábrán, ahol egy minta egy téglalapnak felel meg.

### 6.3. Az interferenciák leküzdése tranziensek kompenzálásával [22]

A tranziensek kompenzálásánál [22]-ben H. J. Kolb arra az alapra épít, hogy egyetlen blokk átvitelénél a csatorna belengési tranzienstől kiszámítható a kikapcsolási tranzienst:  $y_{ht} = -y_{be}$ . Ez a tény lehetővé teszi, hogy az információs blokkok előtt elsőként ismert előkódot a vonalra küldve a csatorna tranzienst meghatározzuk, és a hasznos blokkoknál szukcesszíve figyelembe veszünk. A módszer elméleti jelentősége nagy, mert analóg a hagyományos rendszerek részleges válaszfüggvényű technikájával, ahol a szomszédos jelzési intervallumok szintén zavarhatják egymást. Így elhagyhatnánk a  $T_L$  lengési idő bevezetését, de érte bonyolultabb számítási algoritmussal fizetünk.

## 7. Nem ideális átviteli közegben való viselkedés

### 7.1. Lineáris torzítások kiegyenlítése

Mivel az információt hordozó mintasorozatot eljárásunknál úgy fogjuk fel, mint egy konjugált komplex

értelemben szimmetrikus diszkrét spektrumot, demoduláció után a vevőoldalon az átviteli út lineáris torzításaival terhelt spektrum áll rendelkezésünkre. A lineáris torzításokat ki kell egyenlítőnk és az így kapott mintasorozaton döntést kell végeznünk.

A kiegyenlítés esetünkben — szemben a hagyományos rendszerek konvolúcióra épülő döntésvisszacsatolt kiegyenlítőivel — igen egyszerű, mert csak el kell osztatnunk a vett jelspektrumot döntés előtt minden spektrumvonal frekvenciáján a csatorna komplex átvitelével [25].

A csatorna komplex átvitele úgy határozható meg, hogy a kommunikáció elején olyan előkódot adunk rá, amely az átviteli sávban fehér spektrumú, azaz az időfüggvény (a modulált jel) a Kronecker delta. Ekkor a hozzá tartozó vett jelspektrum maga a csatorna komplex átviteli függvénye.

Ha feltesszük, hogy a döntés utáni spektrum hibátlan, a vett és a döntött spektrumból a döntésvisszacsatolás elvén kiszámítható a pillanatnyi átviteli függvény, s így idővariáns átviteli utak is kiegyenlíthetők.

Annak érdekében, hogy a kiegyenlítő hatékonyságát lemérhessük, vizsgáljuk a következő példát. Legyen az *FFT* blokkhosszúsága  $N=512$ , a belengési rész  $N_L=64$ , használjunk  $j=8$  szintű átvitelt (valós és képzetes rész egyaránt  $2^n=8$  lehetséges állapotú), és mérjük az M1020-as referencia áramkörön  $S/N=30$  dB jel—zaj viszony esetén. Számítsuk ki az információátviteli sebességet:

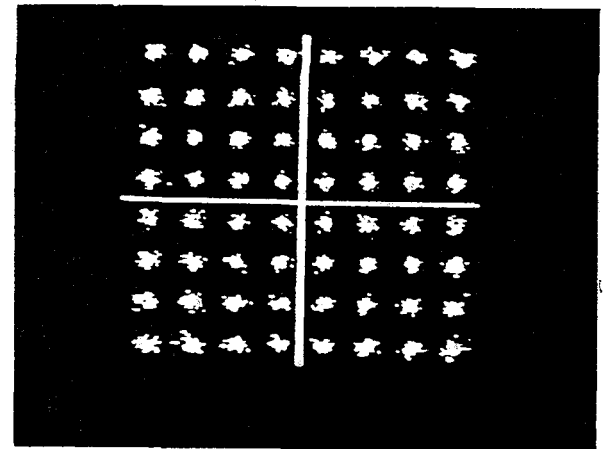
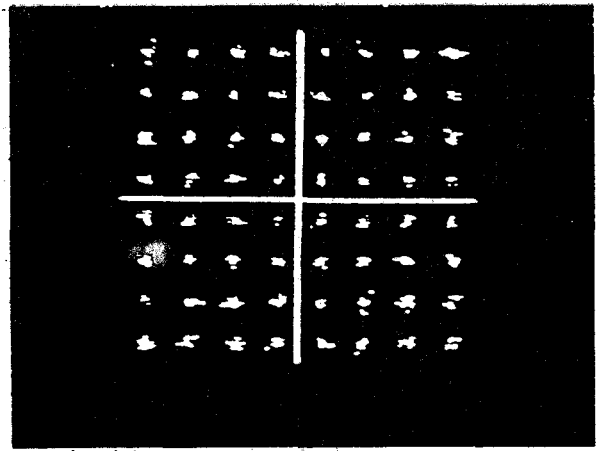
$$v_{\text{átv}} = \frac{N}{N+N_L} \cdot 2 \cdot B \cdot n \text{ bit/s}, \quad (7-1)$$

$$v_{\text{átv}} = 14,4 \text{ kpbs.}$$

Kiegyenlítés nélkül a bevezetőben említett feltételek mellett nem lehetséges a vett komplex vektorokból hibamentes detekció, a komplex vektorábrán gyakorlatilag semmilyen csomósodás nem figyelhető meg a várt állapotok környezetében, így nem is érdemes regisztrálni. Ezzel szemben bekapcsolt kiegyenlítővel zajmentes esetben a 6a ábra szerinti,  $S/N=30$  dB esetén a 6b ábra szerinti fazorképet kapjuk. Megállapíthatjuk, hogy 14,4 kbps sebességen az M1020-as referencia-áramkörön a fazorábra alapján jó minőségű adatátvitel folytatható, a kiegyenlítő igen hatékony. A kiegyenlítő hatékonyságát természetesen döntően befolyásolja a jó minőségű AGC. Elvileg lehetséges volna ugyan, hogy az AGC-t ne emeljük ki a kiegyenlítőből, hiszen elegendően nagy számbázisú pontosságánál a kiegyenlítő ellátja ezt a funkciót is. Célszerű mégis a csatorna átviteli függvényének mérésére szolgáló előkód vétele után belőle a csatorna frekvenciafüggetlen csillapítását meghatározni, s a kiegyenlítés előtt kompenzálni, hogy a kiegyenlítőt ne terheljük vele fölöslegesen.

## 7.2. Vívós szakaszok frekvenciaelcsúszása

A többi jelenséghez hasonlóan közelítsük meg a frekvenciaelcsúszás jelenségét is kvalitatív oldalról. Ha az adó és vevő között frekvenciaelcsúszás van, forgó fazorábrát kapunk, s így nem lehet hibamentesen detektálni.



H866-6

6. ábra. A kiegyenlített fazorábra a) zajmentes M1020-as referencia áramkörön, b) M1020-as referencia áramkörön  $S/N=30$  dB esetén

Hatásának kompenzálására a [25] dolgozatban ismertetett új módszer szerint iktassunk be az adó-spektrumba egy  $e^{j\theta}$  állandó értékű komplex spektrumvonalat. Ha az adott frekvencián ettől eltérő értéket veszünk, a teljes vett spektrumot az

$$e^{j2\pi\Delta f t} = e^{j\psi_{\text{eles}}} = e^{-j\psi_{\text{korr}}}, \quad (7-2)$$

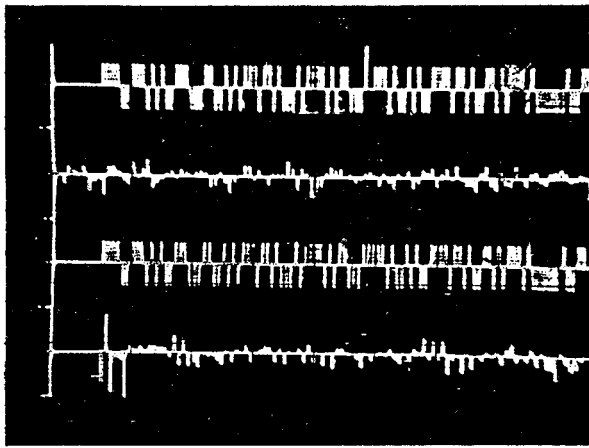
korrekciós faktoriall meg kell szorozni. Így a frekvenciaelcsúszás miatti fázisforgatás hatása kompenzálható.

A 7. ábrán a frekvenciaelcsúszás becslésére szolgáló spektrumvonal látható  $N=128$  és kétszintű átvitel esetén (vö. 3. ábra).

A frekvenciaelcsúszás korrekciója utáni maradék amplitúdóhiba minősítésére végzett szimulációs vizsgálatok és statisztikák  $\Delta f=6$  Hz esetén azt mutatják, hogy a hiba egyszerű és négyzetes átlaga, valamint szórása, továbbá eloszlás-sűrűség függvénye jellegét és nagyságrendjét tekintve jól egyezik a  $\Delta f=0$  Hz-es esetével, azaz új eljárásunk hatékonyan alkalmazható [25].

Módszert találtunk tehát a hagyományos rendszerek vívóvisszaállítási és frekvenciaelcsúszási hibájával analóg frekvenciaelcsúszás hatásának korrigálására.





H 866-7

7. ábra. A frekvencia elcsúszás becslésére szolgáló spektrumvonal  $n=1$  esetén

a) adott spektrum, b) adott időfüggvény, c) vett spektrum, d) hibáspektrum

## 8. Kapcsolat a hagyományos rendszerekkel

### 8.1. Az általánosított Nyquist feltétel

Vizsgálatunkhoz írjuk le [26] és [27] segítségével a teljes átviteli utat a  $kT$  időpillanatokban a súlyfüggvényével. Legyen a  $j$ . alcsatorna bemenet  $\delta(t)$  gerjesztésének hatására az  $n$ . vevőkimeneten megjelenő válasz  $f_{nj}(kT)$ .

A hagyományos Nyquist kritérium szerint

$$f_{nn}(kT) = \delta_{ko} \quad k=0, \pm 1, \dots, \pm \infty, \quad (8-1)$$

kell, hogy teljesüljön, ahol  $\delta_{ko}$  a Kronecker delta, azaz a  $kT$ -vel eltolt, különböző jelzési intervallumokhoz tartozó minták azonos alcsatornán belül ne zavarják egymást, ami akkor teljesül, ha a behajtott ekvivalens alapsávi karakterisztika ideális aluláteresztő. Ekkor szimbólumközi áthallásmentesen detektálhatunk.

Eljárásunknál ezt ki kell egészítenünk úgy, hogy a különböző alcsatornák között se legyen áthallás, azaz csatornaközi áthallásmentesen detektálhassunk. Így az általánosított Nyquist kritérium szerint

$$f_{nj}(kT) = \delta_{nj} \cdot \delta_{ko} \quad n, j=1, \dots, M \quad (8-2)$$

$$k=0, \pm 1, \dots, \pm \infty,$$

teljesülése esetén szimbólum- és csatornaközi áthallástól mentesen detektálhatunk. Ez a frekvenciatartományban úgy fogalmazható meg, hogy az ekvivalens alapsávi karakterisztika  $n=j$  esetén legyen ideális aluláteresztő, egyébként pedig nulla.

Sikerült tehát a hagyományos rendszerek I. Nyquist feltételének megfelelő általánosított Nyquist kritériumot a mi orthogonális multiplex rendszerünk-re is alkalmaznunk.

### 8.2. Az általánosított orthogonálítási kritérium

Annak érdekében, hogy eljárásunk hibaarány/jel-zaj viszony karakterisztikájával kapcsolatban megfontolásokat tehesünk és az eljárás létjogosultságát igazoljuk, be kell látnunk, hogy orthogonális vivőkkel való átvitelre épül. Ekkor ugyanis az additív zajok hatása más eljárásokhoz viszonyítva minimális és az alcsatornák jól szétválaszthatók.

Egyetlen  $y_l(0)$  minta átvitele történhet úgy, hogy az adó az

$$m(t) = y_l(0)u_l(t), \quad (8-3)$$

szorzatot képezi, ahol  $u_l(t)$  olyan függvényosztályból származik, amelyet a lineárisnak feltételezett csatorna torzításmentesen visz át. Ehhez a csatornán  $n(t)$  zaj adódik, s így a feladat a vett jelből:

$$v(t) = y_l(0) \cdot u_l(t) + n(t) \quad (8-4)$$

$y_l(0)$ -t meghatározni. Ha minimális négyzetes hibára törekszünk, akkor az információ a vevőben a vett jel és a vivő funkciót ellátó  $u_l(t)$  jel keresztkorrelációjaként adódik:

$$[y_l(0)u_l(t) + n(t)] \hat{*} u_l(t)_{t=0} = y_l(0)\varphi_{ll}(0) + \varphi_{ln}(0). \quad (8-5)$$

A (8-5) összefüggésben  $\hat{*}$  a korreláció jele,  $\varphi_{ll}(\tau)$  a vivő autokorrelációs függvénye,  $\varphi_{ln}(\tau)$  pedig a vivő és a zaj keresztkorrelációja. Ekkor a relatív hiba más eljárásokkal összehasonlítva átlagban minimális:

$$\left( \frac{\varphi_{ln}(0)}{\varphi_{ll}(0)} \right) = \min. \quad (8-6)$$

Ez az alapkoncepció kiterjeszhető a multiplex eljárásokra is úgy, hogy az  $l$ . alcsatorna  $y_l(k)$  mintasorozatát az egymáshoz képest rendre időeltolódásban levő  $u_l(t-kT)$  „vivőkre” ültetjük ( $|k|=0, 1, 2, \dots, \infty$ ). A modulált multiplex jel az  $M$  db alcsatorna jelének összege [4]:

$$m(t) = \sum_{l=1}^M \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_l(k)u_l(t-kT), \quad (8-7)$$

ahol  $y_l(k)$  ( $l=1, 2, \dots, M$ ) a  $k$ . modulációs ütemben egyszerre átvendő valós mintákat,  $u_l(t-kT)$  pedig a „vivőket” jelenti. Az  $M$  db korrelációs vevő (8-5)-nek megfelelően veszi az additív zajjal terhelt, (8-7) szerinti multiplex jelet, s így az  $l$ . korrelációs vevő kimenőjele (8-3) – (8-7), valamint a korreláció-algebra disztributív törvényének [30] segítségével:

$$[m(t) + n(t)] \hat{*} u_l(t)_{t=0} = \underbrace{y_l(0) \cdot \varphi_{ll}(0)}_{\text{hasznos jel}} + \varphi_{ln}(0) + \varphi_{ln}(0) + \sum_{j=1}^M \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_{jk} \varphi_{lj}(kT), \quad (8-8)$$

$$|l-j| + |k| \neq 0.$$

ahol  $\hat{*}$  korrelációt jelent.

A (8-8) összefüggésben szereplő, (8-5) szerinti hasznos és zavaró jel mellett fellép a kettős szumma, amely a jelek kölcsönös áthallására, zavartatására jellemző, és láthatóan akkor tűnik el, ha

$$\varphi_{lj}(kT) = 0 \quad \forall |l-j| + |k| = 0\text{-ra.} \quad (8-9)$$

A (8-9) feltételt, ami a vivők keresztkorrelációjának megfelelő  $l$ , és  $j$  és  $k$  értékek melletti eltűnését követeli meg, részletesebben kiírva:

$$\int_{-\infty}^{\infty} u_l(t)u_j(t-kT)dt = \begin{cases} E_u, & \text{ha } |l-j|+|k|=0 \\ 0, & \text{ha } |l-j|+|k| \neq 0, \end{cases} \quad (8-10)$$

ahol  $E_u$  a vivők azonosnak feltételezett energiája.

A (8-10) összefüggés  $k=0$  esetén a hagyományos orthogonálítási feltételt adja, más  $k$  esetén pedig egy tágabb értelmű orthogonálítást fogalmaz meg. Ilyen tágabb értelemben orthogonális függvényeket mutat a 8. ábra, amelyik szemléletesé teszi, hogy a tágabb értelemben vett orthogonálítás ( $k \neq 0$ ) a vivők  $kT$ -vel eltolt változatainak hagyományos értelmű orthogonálítását követeli meg.

Ha az  $M$  db vivő eleget tesz a (8-10) szerinti orthogonálítási feltételnek, s figyelembe vesszük a korreláció és konvolúció közötti viszonyt:

$$\varphi_{ij}(t) = u_i(-t) * u_j(t), \quad (8-11)$$

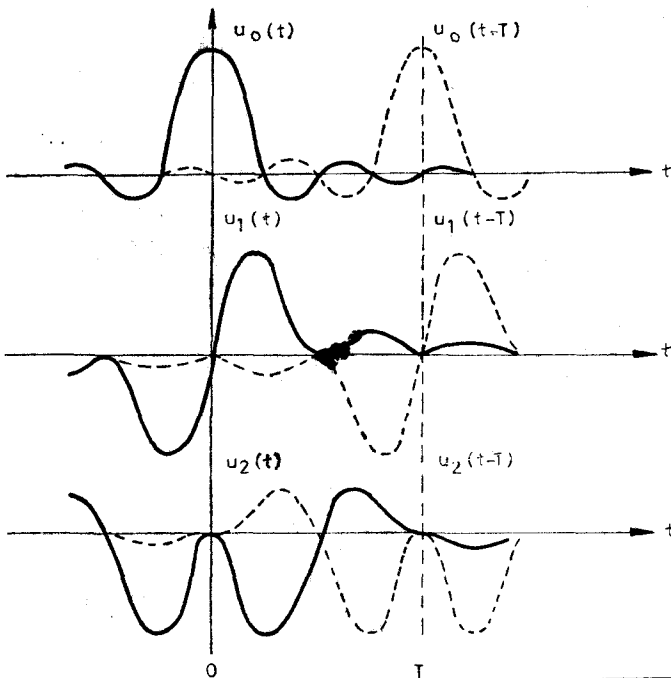
ahol  $*$  konvolúciót jelent, akkor a (8-7) összefüggés fordított művelete, azaz a demoduláció (8-12) szerinti:

$$y_l(k) = \frac{1}{E_u} [m(t) * u_l(-t)]_{t=kT}, \quad (8-12)$$

$$y_l(k) = \frac{1}{E_u} \int_{-\infty}^{\infty} m(t)u_l(t-kT)dt, \quad (8-13)$$

és  $E_u$  a vivők azonosnak feltételezett energiája:

$$E_u = \int_{-\infty}^{\infty} u_l^2(t)dt. \quad (8-14)$$



8. ábra. Tágabb értelemben orthogonális időfüggvények

Ha  $k=$ áll., akkor a (8-7) egyenlet az  $m(t)$  modulált jel  $u_l(t)$  bázisfüggvényekkel való előállítását, azaz a modulációt jelenti. Az  $y_l(k)$  értékek a felbontás spektrálkomponensei, és (8-10) a függvényrendszer orthogonálítását fejezi ki. A (8-12), (8-13) egyenletek szerinti visszatérés a spektrumtartományba ezek után a demodulációt reprezentálja.

Összefoglalásképpen kimondhatjuk tehát az alábbi tételt:

Ha egy orthogonális bázisrendszer függvényeinek bármilyen  $kT$ -vel eltolt változatai is orthogonális bázisrendszert alkotnak, ahol  $T$  a modulációs ütemidő, akkor a rendszer tágabb értelemben is orthogonális.

Amennyiben egy multiplex rendszer vivői eleget tesznek a fenti tágabb értelmű orthogonálítási kritériumnak, akkor additív gaussi zajban a rendszer optimális.

Mivel mi különböző frekvenciájú,  $T$  tartójú szinuszos vivőkkel dolgozunk, amelyek kielégítik a tágabb értelmű orthogonálítás feltételeit, megállapíthatjuk, hogy eljárásunk orthogonális vivőkkel való kommunikáció.

Végül fontos megjegyeznünk, hogy a csatornán átvendő számértékeket felfoghatjuk úgy is, hogy azok nem spektrumvonalak, hanem egy időfüggvényből vett minták, s ugyanolyan szemléletes fizikai képet kapcsolhatunk eljárásunkhoz.

Ha módszerünket úgy fogjuk fel, hogy az átvitt számértékeket az így általánosított frekvencia- vagy időtartománybeli vivők orthogonálítására építve frekvencia- vagy időtartománybeli mintavételezés után detektálhatjuk, akkor a [2], [3] szerinti orthogonális multiplexálás gondolatához jutunk. Az orthogonális multiplexálást Harmuth a frekvenciamultiplex és időmultiplex általánosításaként fogja fel, s legfőbb előnyeként azt emeli ki, hogy a bázisrendszert olyan tágabb függvényosztályból választhatjuk, amelyik jobban alkalmazkodhat konkrét követelményeinkhez.

## 9. Az orthogonális-multiplex adatátviteli eljárás sávszélesség kihasználtsága

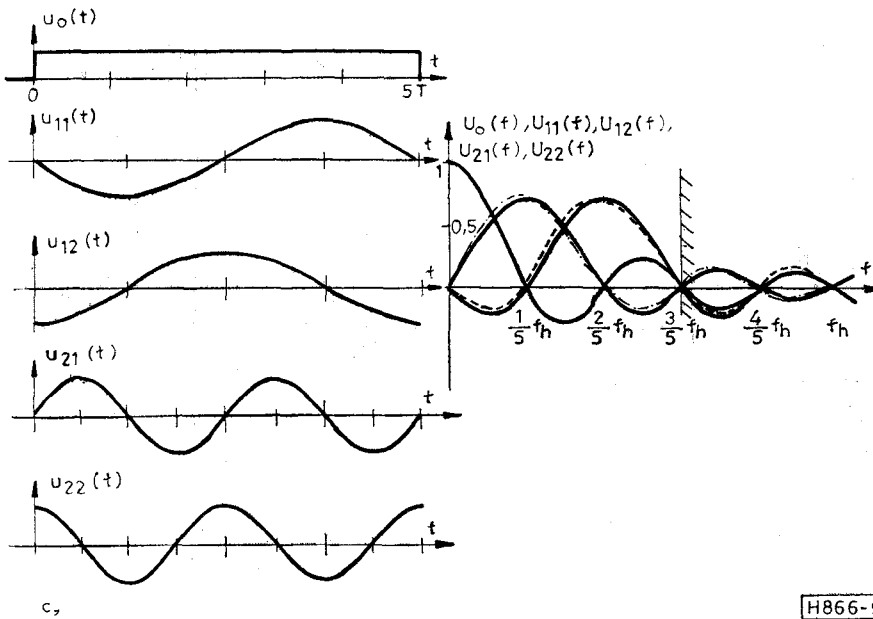
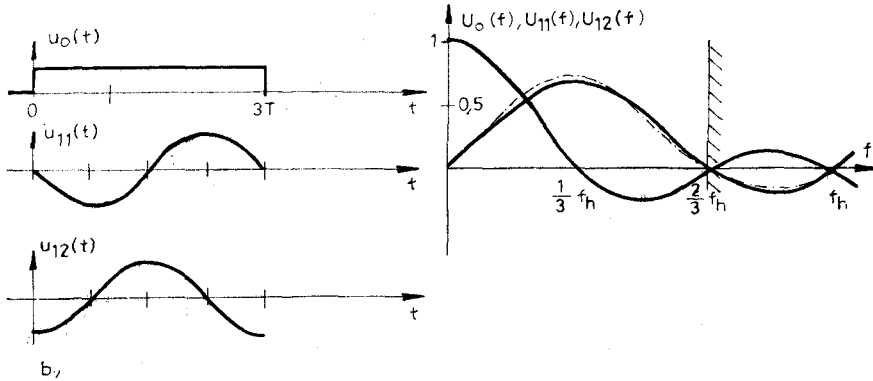
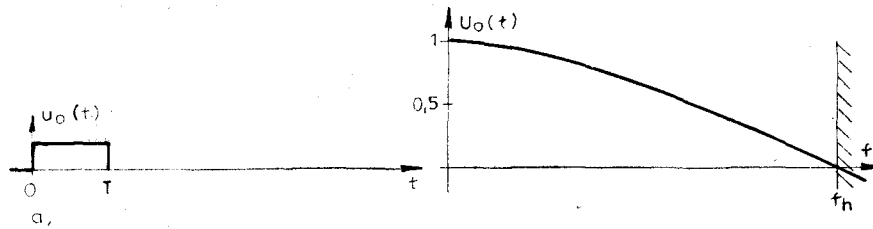
Digitális átviteli rendszerekben minden bithez hozzárendelhetjük egy orthogonális bázis egy-egy függvényét, s ezt a „vivőt” a bit függvényeként pl.  $\pm 1$ -gyel szorozzuk, majd a karakter valamennyi ilyen módon modulált vivőjét összeadjuk. A csatornán átvitt multiplex jelet korrelációs vevővel detektáljuk.

Vivőink a 9. ábrán látható jellegűek.

Ha az a) ábra szerinti  $T$  szélességű impulzust – mint vivőt – akarjuk  $\pm 1$ -gyel modulálva átvinni, akkor az energia nagy részének (l. a sraffozott vonalon belül) átviteléhez szükséges sávszélesség

$$f_h = \frac{1}{T}, \text{ és a jelzési sebesség } 1 \text{ Bd/Hz.}$$

Ha a b) ábra szerint  $3$  db  $T$  időtartamú impulzus – mint vivő – helyett egy-egy, egyenként  $3T$  tartójú impulzust, szinuszos és koszinuszos vivőt választunk, a három függvény szuperpozíciójának spektruma a b) ábrán láthatóan lényegében  $\frac{2}{3} f_h$



H866-9

9. ábra. A frekvenciamultiplex adatátviteli eljárásnál tipikus időfüggvények sáv szélesség-igénye

sáv szélességű, azaz sáv szélesség-kihasználtsága  $\eta = 1,5 \text{ Bd/Hz}$ .

A c) ábrán 5 db  $T$  időtartamú impulzus helyett az ott látható 5 komponensből álló,  $5T$  tartójú multiplex jelet visszük át, s így a sáv szélességigény  $\frac{3}{5} f_h$ , azaz a sáv kihasználtság  $\eta = 1,67 \text{ Bd/Hz}$ .

Ezért általánosságban egy  $(2M+1)T$  tartójú szinusz és koszinusz egyidejű átviteléhez szükséges sáv szélesség a spektrális tartalom igen kis energiájú, a sávon kívül eső részét elhanyagolva:

$$B = \frac{M+1}{2M+1} \cdot \frac{1}{T} \quad (9-1)$$

Ekkor a frekvenciasáv kihasználtsága:

$$\eta = \frac{2M+1}{M+1} \text{ Bd/Hz}, \quad (9-2)$$

és

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \eta = 2 \text{ Bd/Hz}. \quad (9-3)$$

Mivel a frekvenciamultiplex eljárásnál alkalmazott csatornaszámok esetében általában:

$$M \geq 64,$$

$$\eta \geq \frac{128+1}{64+1} = \frac{129}{65},$$

Azt, hogy a vivők spektrumának első nullhelyén kívül eső energia elhanyagolása milyen interferenciákat okoz, [29] megadja zárt alakban a különböző vivőkombinációkra, sok alcsatorna esetén azonban csak szimulációs vizsgálata áttekinthető.

## 10. Összefoglalás

A dolgozatban új adatátviteli eljárás rendszertechnikai vizsgálatát végeztük el, s megismerkedtünk rendszerjellemző paramétereivel. Módszereket kerestünk a nem ideális átviteli úton való adatátvitel biztosítására, s megteremtettük a kapcsolatot a hagyományos eljárásokkal. Kiemeltük a módszer előnyeit, hátrányait, s komplexitásbeli összehasonlításokat tettünk.

Az eljárás az integrált áramköri technológia mai szintjén sokat ígérő a meglévő távbeszélő-hálózat egyre hatékonyabb kihasználását illetően. A megvalósításhoz szükséges hardware és software igényt a [32]-ben ismertetett processzor számítástechnikai lehetőségei körvonalazzák.

## 11. Köszönetnyilvánítás

Köszönettel tartozom Hutter Ottó tudományos főosztályvezetőnek és a TKI vezetőségének, hogy lehetővé tették számomra azt a tanulmányutat, amelynek keretében ennek a témának a kutatásában részt vehettem. Köszönöm Dr.-Ing. H. W. Schüssler professzor úrnak és Dr.-Ing. H. J. Kolbnak, hogy bevontak ebbe a munkába és mindvégig segítségemre voltak.

## I R O D A L O M

- [1] *A. Peled, A. Ruiz*: Frequency Domain Data Transmission using Reduced Computational Complexity Algorithms, Proc. of the ICASSP, 1980., pp. 964–967.
- [2] *H. F. Harmuth*: On the Transmission of Information by Orthogonal Time Functions, AIEE, July 1960.
- [3] *R. W. Chang*: Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission, BSTJ, Dec. 1966.
- [4] *H. D. Lüke*: Multiplexsysteme mit orthogonalen Trägerfunktionen, NTZ Heft 11, 1968, pp. 672–682.
- [5] *M. L. Doeltz, E. T. Heald, D. L. Martin*: Binary Data Transmission Techniques for Linear Systems, Proc. of the IRE, May 1957.
- [6] *B. R. Saltzberg*: Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System, IEEE Trans. Commun. Techn., December 1967.
- [7] *M. S. Zimmermann, A. L. Kirsch*: The AN/GSC-10 (KATHRYN) Variable Rate Data Modem for HF Radio, IEEE Trans. Commun. Techn., Vol. COM-15, No. 2, April 1967.
- [8] *E. N. Powers, M. S. Zimmermann*: TADIM: A Digital Implementation of a Multichannel Data Modem, Proc. of the IEEE Int. Conf. on Commun., Philadelphia, 1968.
- [9] *Bács—Hanzó—Hinsenkamp—Szebeni*: Data Transmitter Using a Variable Digital Filter, Proc. of the Sixth Coll. on Microwave Comm. Budapest, 1978.
- [10] *Bács—Hanzó—Szebeni*: Theoretical and Practical Questions of Modulated, Filtered Signal Generation in a 4800/2400 bps Microprocessor-Implemented Data Modem, Proc. of ECCTD 80' pp. 163–169.
- [11] *Bács—Hanzó—Hinsenkamp—Szebeni*: Eljárás és kapcsolási elrendezés modulált, szűrt jelek előállítására, Szolgálati szabadalom, TKI, 1089.
- [12] *Bács—Hanzó—Szebeni*: Mikroprocesszorral realizált 4800/2400 bps modem adóoldala, Információ-Elektronika, 1980/6
- [13] *Gerwen, Verhoeckx* etc. Microprocessor Implementation of High-Speed Data Modems, IEEE Trans. Commun., Vol. COM-25, pp. 238–250, Feb. 1977.
- [14] *Rabiner—Gold*: Theory and Application of DSP, Prentice-Hall, New Jersey, 1975.
- [15] *Oppenheim—Schäfer*: Digital Signal Processing, New York: Prentice-Hall, 1975.
- [16] *H. W. Schüssler*: Digitale Systeme zur Signalverarbeitung, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1974.
- [17] *B. Achilles*: Die Fourier Transformation in der Signalverarbeitung, Springer-Verlag, Heidelberg, New York, Berlin, 1978.
- [18] *R. W. Chang, R. A. Gibby*: A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme, IEEE Trans. Commun. Techn., Vol. COM-16, No. 4., August 1968.
- [19] *S. B. Weinstein, P. M. Ebert*: Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform, IEEE Trans. Commun. Techn., Vol. COM-19, No. 5., October 1971.
- [20] *B. Hirosaki*: An Orthogonally Multiplexed QAM System using the Discrete Fourier Transform, IEEE Trans. Commun., Vol. COM-29, No. 7, July 1981.
- [21] *B. Hirosaki*: An Analysis of Automatic Equalizers for Orthogonally Multiplexed QAM Systems, IEEE Trans. Commun., COM-28, No. 1. January 1980.
- [22] *H. J. Kolb*: Untersuchungen über ein digitales Mehrfrequenzverfahren zur Datenübertragung, Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme, Erlangen, 1982.
- [23] *Kammeyer—Schenk*: Digitale Modems zur schnellen Datenübertragung über Fernsprechanäle, Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme No. 39, Erlangen, 1980.
- [24] *L. E. Franks*: Signal Theory, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1969.
- [25] *Hanzó Lajos*: A frekvenciamultiplex adatátviteli eljárás rendszertechnikai vizsgálata és viselkedése nem ideális átviteli közegben. Egyetemi doktori értekezés, 1982.
- [26] *D. A. Schmidman*: A Generalized Nyquist Criterion and an Optimum Linear Receiver for a Pulse Modulation System, BSTJ, November 1967., pp. 2163–2177.
- [27] *W. Van Etten*: An Optimum Linear Receiver for Multiplex Channel Digital Transmission Systems, IEEE Trans. Commun., Vol. COM-23, No. 8. August 1975., pp. 828–834.
- [28] *Lucky—Salz—Weldon*: Adatátvitel, Műszaki Könyvkiadó, 1973.
- [29] *H. F. Harmuth*: Die Orthogonalteilung als Verallgemeinerung der Zeit- und Frequenzteilung, AEÜ 18., 1964., pp. 43–50.
- [30] *H. D. Lüke, H. Luck, D. Lennertz*: Korrelationsalgebra, Nachrichtentechnische Zeitschrift, Jahrgang 20, Heft 6, Juni 1967, pp. 301–303.
- [31] *H. F. Harmuth*: Transmission of Information by Orthogonal Time Functions, Springer Verlag, Berlin, 1969.
- [32] *H. J. Kolb—J. Schloss*: Ein Mikrosignalprozessor in Bit-Slice-Technik mit externen Multiplizierern, Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme No. 38, Erlangen, 1979.