

TRANSMULTIPLÉXEREK TERVEZÉSI PROBLÉMÁI

DR. ELEKES JÓZSEF
Távközlési Kutató Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

Az FDM és PCM rendszerek csatornáinak direkt (hangfrekvenciás demoduláció nélküli) összekapcsolása digitális transmultiplexerrel korszerűen megoldható. A transmultiplexer spektrumtranszformációt megvalósító áramkörei a digitális jelfeldolgozás távközlési alkalmazásának jellegzetes példái. A cikk a berendezés rendszertechnikai felépítésének változatait, a változatok közötti választás szempontjait tárgyalja és összefoglalja a legfontosabb áramkörök specifikálásához szükséges tudnivalókat.

1. Bevezetés

A vegyes analóg-digitális távközlési hálózatokban a két fajta rendszer összekapcsolásának egyik lehetséges módja az, hogy a konverziót a multiplex hierarchia valamely szabványos szintjén hajtjuk végre. E konverziót megvalósító berendezést transmultiplexernek nevezzük. Az utóbbi években számos vezető átviteltechnikai cég fejlesztett ki transmultiplexert. E berendezések a primer PCM jelfolyam és az FDM csoport vagy főcsoport csatornáik közötti összekapcsolást valósítják meg.

DR. ELEKES JÓZSEF

Villamosmérnöki és átviteltechnikai szakmérnöki oklevelét 1961-ben, ill. 1966-ban szerezte a BME Villamosmérnöki Karán. 1962-től a Távközlési Kutató Intézet munkatársa; jelenleg az Ana-

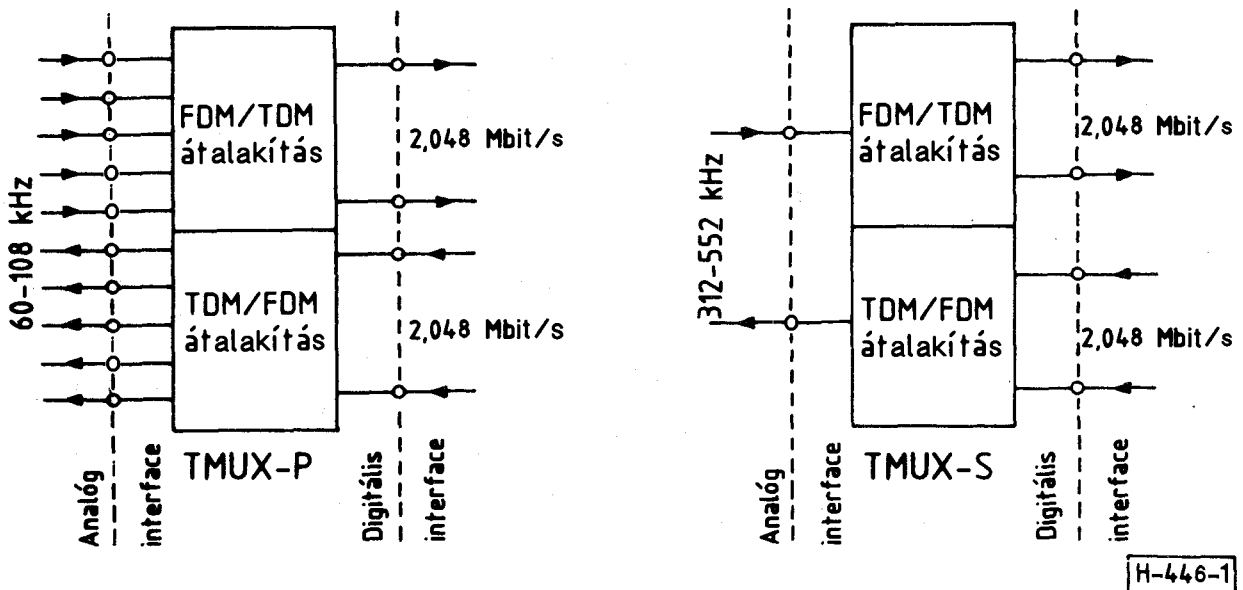
lóg Jelfeldolgozási Osztály vezetője.

Szakterülete: FDM rendszer- és berendezéstechnikai; analóg jelek feldolgozása digitális eszközökkel. 1987-ben a BME-n műszaki doktori címet szerzett a transmultiplexerekről írt értekezésével.

A CCITT 1980. évi közgyűlése jóváhagyta a 60-csatornás transmultiplexerre vonatkozó ajánlást. (Rec. G. 791, 792, 793) A javasolt két alaptípus sémáját az 1. ábrán láthatjuk.

A „P-típusú” berendezés öt FDM alapcsoport és két primer PCM jelfolyam, míg az „S-típusú” egy FDM alapfőcsoport és két primer PCM jelfolyam összekapcsolásának eszköze.

A berendezés gyártók a transmultiplexer fejlesztése során két — alapvetően eltérő — utat követnek.



1. ábra. A CCITT által szabványosított transmultiplexer típusok

Beérkezett: 1988. III. 8. (□)

Az első módszer lényege az, hogy egy berendezésben összevonják — és optimalizáltan újra tervezik — az FDM csatorna modem és a primer PCM berendezés áramköreit, kihasználva az így adódó egyszerűsítési lehetőségeket. Mivel a transzmultiplexernek nemcsak a hangfrekvenciás csatornákat, hanem a jelzescsatornákat is össze kell kapcsolnia, az alkalmazott jelzésrendszerektől függően a berendezésnek egy jelzéstranzlátort is tartalmaznia kell. Az így kialakított ún. analóg transzmultiplexerben az FDM nyáláb képzését és bontását továbbra is analóg áramkörök végzik. Vázlatos felépítését a 2.a. ábra szemlélteti. A másik út a tisztán digitális megoldás útja, amikor is mind a hangfrekvenciás, mind a jelzőcsatornák összekapcsolását direkt spektrumtranszformációt megvalósító digitális jelfeldolgozó áramkörök hajtják végre. A digitális transzmultiplexer sémáját a 2.b. ábrán látjuk.

A két megvalósítási módszer közti választást döntően a technológiai háttér ill. gazdasági tényezők befolyásolják. E cikk a továbbiakban a digitális transzmultiplexer — rövidítve: DTM — tervezési problémáival foglalkozik.

2. A digitális transzmultiplexer felépítése

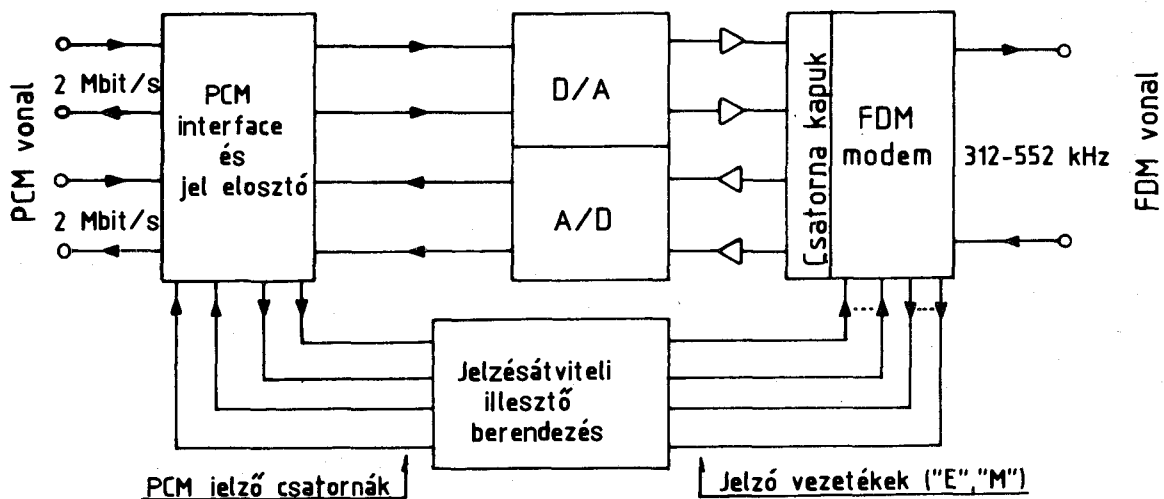
A tisztán digitális berendezés felépítés kétségtelen előnye

- az egységes ós korszerű áramkörtechnika,
- az egységes gyártástechnológia,
- a nagy megbízhatóság és
- a kis helyigény

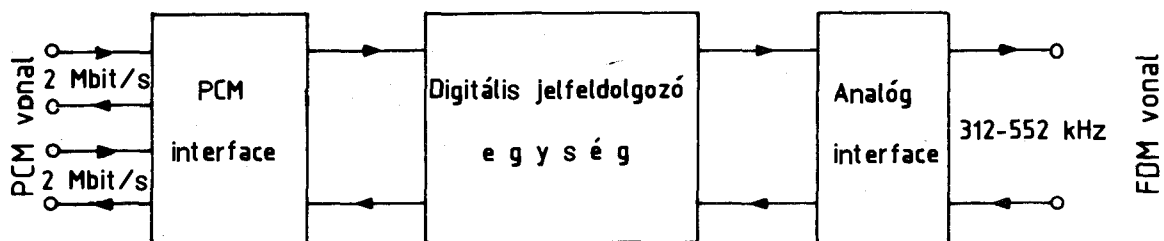
A 3. ábrán egy „S-típusú” DTM tömbvázlata látható.

PCM—FDM irányban a vonalszakasz illesztő egységben megtörténik a vonali jelsorozat dekódolása, majd a demultiplexer különválasztja a jelzés időrés és a keret szinkron időrés (TS16 ill. TS0) jelét a beszéd-időréséktől.

Ezt követően az „A”/LIN átkódoló a CCITT „A” karakterisztika szerint kompondált PCM mintákat lineáris kódszavakká alakítja át. A berendezés kulcsfontosságú eleme a PCM→FDM (ellenkező irányban FDM→PCM) processzor, melynek feladata a PCM csatorna spektrumok átalakítása SSB-FDM csatornanyáláb spektrumává. A processzor bemenetén a csatornák spektrumát határolni kell, a jelzés- és pilot frekvenciák zavarmentességének biztosítása érdekében.



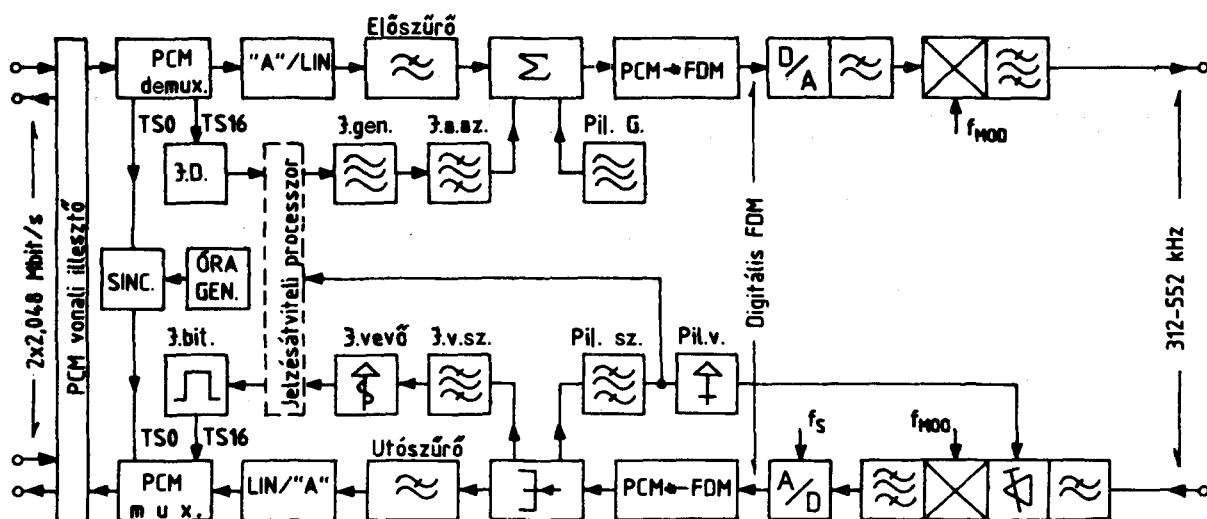
Analóg transzmultiplexer



Digitális transzmultiplexer

H-446-2

2. ábra. A transzmultiplexer megvalósítási módjai



3. ábra. DTM berendezés tömbvázlata

A sávhatárolást az előszűrő készlet digitális szűrői biztosítják. A PCM/FDM processzor kimenetén előáll az FDM nyálábót digitálisan reprezentáló jelsorozat. Digitál/analog átalakítás és jelvisszaállító analog szűrés után a 60-csatornás FDM jel a processzor felépítésétől függő frekvenciatartományban jelenik meg. Ez a tartomány nem feltétlenül azonos a szabványos alapfőcsoporti sávval: ilyenkor egy analog modulátor fokozat (az ábrán szaggatottan rajzolva) végzi el a spektrum áthelyezését 312—552 kHz közé.

FDM-PCM irányban az egyes fokozatok a fordított feladatokat látják el. Az utószűrő készletre a beszédcsatornák jelzés- és pilotmaradékok elleni védelméhez van szükség.

A vonali jelzésátvitel útja — analog R2 rendszert feltételezve — PCM-FDM irányban a következő. A PCM demultiplexer a jelzés időrés (TS16) jelét kiválasztja mindkét bejövő jelfolyamból, és a jelzések detektorra kapcsolja. A detektált jelzés hatására a jelzégenerátor előállítja az FDM csatorna-jelzőfrekvenciának megfelelő digitális jelsorozatot, mely szűrés után egyesül a megfelelő beszédcsatornával. A PCM/FDM processzor bemenetére így a beszéd- és jelzőcsatornák egyesített jelfolyama kerül.

Ellenkező irányban az FDM/PCM processzor kimenetén a jelzészvételi szűrőkészlet különválasztja a jelzést a beszédcsatornák spektrumától. A szűrőkészlet kimenetéhez kapcsolódó jelzészvevő detektálja a jelzőcsatornák állapotát, majd a jelzés bit adó ennek megfelelően beállítja a 16. időrészek biteit.

Ha a PCM oldalon a digitális R2 jelzésrendszert használják, akkor a DTM-be egy jelzésátviteli processzort is be kell építeni.

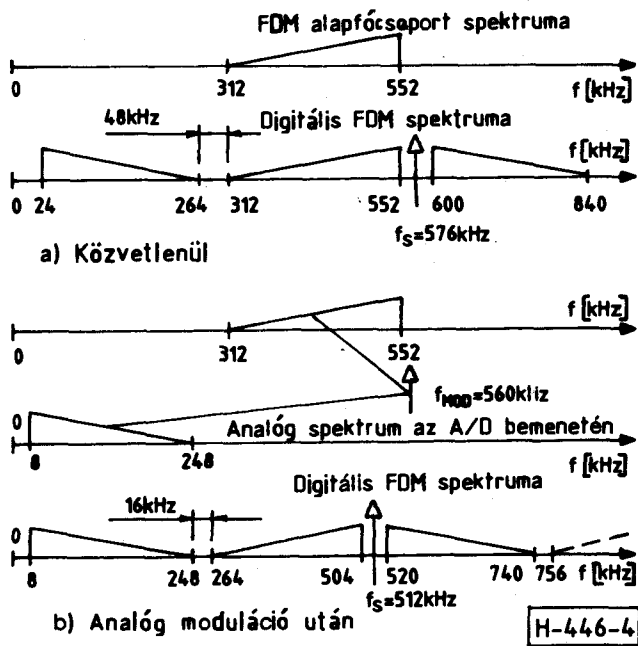
Az FDM oldali pilotokat a pilot generátor digitálisan állítja elő. A pilot jelek — hasonlóan a jelzésekhez — a beszédcsatornákkal egyesítve kerülnek a PCM-FDM processzor bemenetére. Az FDM oldalról beérkező főcsoport pilotot az FDM-PCM processzor kimenetére kapcsolt pilot szűrő kiszűri, majd a pilot vevő előállítja az analog vételi erősítő szabályzó jelét.

A DTM óragenerátorának szinkronizálása vagy egy megfelelő pontosságú (10^{-7}) bejövő PCM jelfolyamról, vagy egy külső jelforrásról történhet. (A pontos PCM jelfolyam digitális központokban rendelkezésre áll.)

Az FDM oldali analog modulációra az A/D konverter mintavételi frekvenciájának (f_s) csökkentése érdekében lehet szükség. A viszonyokat a 4. ábra szemlélteti. Az alapfőcsoport közvetlen mintavételezéséhez a mintavételi frekvencia 552 kHz és 624 kHz között lehet.

Ha $f_s=576$ kHz akkor az egyes spektrumkomponensek közti távolság azonos; 48 kHz. A mintavételi frekvencia csökkentéséhez az alapfőcsoportot az A/D konverzió előtt alacsony frekvenciatartományba kell áthelyezni.

$f_{MOD}=560$ kHz és $f_s=512$ kHz választásával a digitális FDM spektrum egyes komponensei közti távolság azonos lesz. (16 kHz)



4. ábra. FDM alapfőcsoport mintavételezése

3. Rendszertechnikai alapproblémák

A 3. ábra szerinti berendezés felépítésének az eddig kifejlesztett DTM típusok többsége lényegében megfelel. Eltérés csupán a jelzésátviteli út felépítésében fordul elő. Az ábra egy közös processzoros berendezést mutat, ahol is a PCM/FDM transzformációt egyetlen — a beszéd, a jelzés, és a pilot számára közös — processzorral hajtják végre. Egyes esetekben előnyös lehet a beszéd- és jelzés utak szeparált kezelése. Ilyenkor a jelzés és pilot adás ill. vétel a „digitális FDM” pontokon történik, és e jelek PCM/FDM transzformálására a beszédcsatornától független processzort használnak.

A DTM berendezés áramkörökének tervezése előtt három rendszertechnikai alapkérdést feltétlenül tisztázni kell.

Ezek a következők:

- a spektrumtranszformáció milyen algoritmusra épüljön,
- analóg frekvenciasáv áthelyezést alkalmazunk-e,
- a jelzés és pilot processzálás a beszédcsatornákkal közösen, vagy külön jelzőprocesszorral történik.

E cikkben kísérletet teszünk a fenti problémák eldöntéséhez szükséges ismeretek összefoglalására. Mint látni fogjuk a második kérdés az A/D konverterek minőségével, az első és harmadik pedig a spektrumtranszformáció módszerének megválasztásával függ össze.

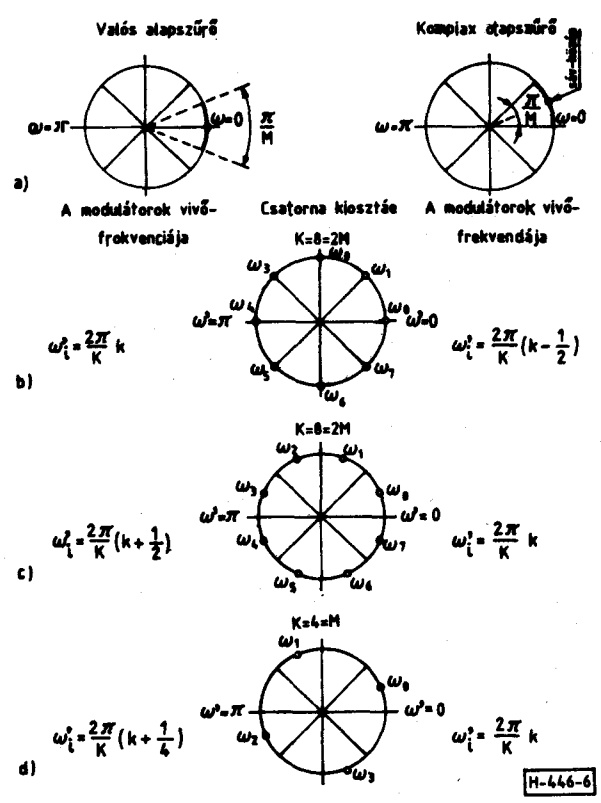
4. Transzformációs módszerek

Ismeretes, hogy a PCM/FDM spektrumtranszformációra gyakorlatilag is alkalmas módszerek nagy többsége olyan digitális szűrőbankokra épül, melyeknél a műveleti sebességigényt — megfelelő algoritmusok alkalmazásával — sikerül viszonylag kis értékre redukálni.

A „bank” egy olyan sávszűrő készlet melyben a szűrők sávközép frekvenciája egymáshoz képest elcsúsztatott. A bank egyes szűrői — csatornái — egy modulátor és egy interpoláló alapszűrő lánc-kapcsolásával modellezhetők, az 5. ábra szerint. Az



5. ábra. A szűrőbank egy csatornájának modellje



6. ábra. DFT-bankok csatornakiosztásai, M = 4 esetén

interpoláció mértékét a transzformálandó rendszer csatornaszáma szabja meg. Mind az alapszűrő mind a modulátor lehet valós vagy komplex. Komplex modulátorokat és polifázisú interpoláló szűrőket alkalmazó bankok matematikailag DFT algoritmusokkal írhatók le. [1., 2., 3.] (FDM-PCM irányban az interpolátor helyett decimátorra van szükség, továbbá a szűrés és a moduláció sorrendje fordított.)

A 6. ábra a DFT bankok lehetséges csatorna kiosztását szemlélteti. A csatornák sávközép frekvenciáját — a z — tartományi egységkörön — ω_k , az alapszűrőhöz viszonyított elcsúsztatás mórtókat — azaz az 5. ábra modulátorának vivőfrekvenciáját — pedig ω_l jelöli.

($i, k = 0, 1, \dots, K-1$ és K a bank csatornáinak száma.)

A transzformálandó valós ill. komplex alapszűrő átérésztő tartományának elhelyezkedését érzékelteti, az ω digitális frekvencia tartományban, míg a b., c., és d. ábrákon a csatorna kiosztás változatait látjuk.

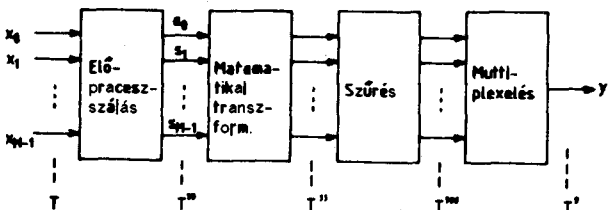
Ez utóbbiaknál az egységkör a megnövelt mintavételi sebességnek megfelelő ω' digitális frekvenciához tartozik.

Látható, hogy a 6.b és c. ábra szerinti elrendezésnél a bank komplex csatornáinak száma kétszerese a transzformálandó csatornákénak:

$K = 2M$. Ezeknél egy valós kimeneti jelé két komplex csatorna jelének összegezésével áll elő. A 6.b. ábra esetén a k . és a $(K-k)$. míg a 6.c.-nél a k . és a $(K-1-k)$. komplex csatornákat kell összegezni.

A 6.d. ábrának megfelelő csatornakiosztás esetén a bank és a transzformálandó rendszer csatornaszáma megegyező: $K = M$. A valós kimeneti jelek a komplex csatornakimenetek valós részéből képezhetők.

A 2M csatornás bankoknál komplex bemeneti jeleket kell előállítani. Ez a PCM csatorna jeleken végrehajtott előprocesszálást — kvadratúra jelpárok képzését — igényli.



7. ábra. A PCM-FDM transzformáció általános tömbvázlata

A 7. ábrán felrajzoltuk a PCM-FDM spektrumátalakítás általános tömbvázlatát, bejelölve az egyes fokozatoknál megkívánt mintavételi időközöket. A PCM csatornánál $T = 125 \mu s$ és a digitális FDM ki-

menetekén $T' = T/M$. T'' és T''' értéke a bank típusától függ.

Az ábrán „matematikai transzformáció”-ként szereplő tömb a diszkrét Fourier transzformációt (DFT), vagy ennek általánosított formáját (GDFT) jelenti, míg a „szűrés” tömbön belül az alapszűrő polifázisú ágai jelennek meg.

A GDFT művelet definíciója:

$$\text{GDFT } \{S_p\} = \{S_k\} = \sum_{p=0}^{k-1} S_p \cdot W_k^{-(k+k_0)(p+p_0)} \dots (1).$$

míg az inverz műveletet az

$$\text{IGDFT } \{S_k\} = \{S_p\} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} S_k \cdot W_k^{(k+k_0)(p+p_0)} \dots (2).$$

egyenlet írja le.

Az (1.) és (2.)-ben

$$W_k = e^{j \frac{2\pi}{K} k} \dots (3).$$

és K a transzformálandó sorozat elemeinek száma, a transzformáció pontszáma. Az $\{S_p\}$, $\{S_k\}$ sorozatok elemei általában komplex jel-minták. Ha $k_0 = p_0 = 0$, akkor (1.) és (2.) a klasszikus DFT definíciót adja. (PCM \rightarrow FDM irányban az IGDFT, ellenkező irányban a GDFT műveletet kell elvégezni.)

A 6. ábrán vázolt csatorna kiosztásokhoz tartozó matematikai transzformáció típusokat az 1. táblázat foglalja össze.

1. táblázat

Alapszűrő	Csatorna kiosztás		
	6.b. ábra szerint	6.c. ábra szerint	6.d. ábra szerint
Valós	2M-pontos DFT	2M-pontos GDFT $k_0=1/2$	M-pontos GDFT $k_0=1/4$
Komplex	2M-pontos GDFT $k_0=-1/2$	2M-pontos DFT	M-pontos DFT

A 2M-pontos bankoknál a kimeneti jelsorozat valós, és így a 7. ábra „szűrés” tömbjében 2M darab valós szűrőágot találunk, míg az M-pontos bankok komplex kimeneti mintáit M darab komplex ágszűrővel kell szűrni. Mivel az utóbbi esetben csak a jelsorozat valós részére van szükség, egy komplex ágszűrő két valós szűrővel realizálható. Megállapíthatjuk tehát, hogy valamennyi bank 2M darab ágszűrőt tartalmaz.

A mintavételi sebességviszonyok a következőképp alakulnak. 2M-pontos esetben a matematikai transzformációt és a szűrését $1/2T$, míg M-pontos bankoknál $1/T$ sebességgel kell végrehajtani.

A PCM-FDM transzformáció számítástechnikai komplexitása — első közelítésben — a rendszer egy csatornájára jutó másodpercenkénti szorzás-számmal jellemezhető. Ebből a szempontból a 2M-

pontos bankok előnyösebbek, mivel a műveletvégzési sebességük fele az M-pontos bankokénak; és az ebből adódó megtakarítás nagyobb mint az előprocesszálás műveletigénye.

A GDFT operáció szorzási igénye — a pontszám-tól függően — 5–10%-kal haladja meg a DFT-ét. A GDFT bankok mégis kiemelt szerephez jutottak a transzmultiplexerek megvalósításában. A matematikai analízis [1]–[4] ugyanis megmutatta, hogy

— az M-pontos ($k_0=1/4$ értékkel jellemzett) GDFT banknál az ágszűrők impulzusválaszában minden második elem 0; továbbá, hogy

— a 2M-pontos ($k_0=1/2$ értékkel jellemzett) GDFT a $p_0=1/2$ értékű eltolás felvétele esetén egy M/2-pontos komplex DFT-re redukálható.

(Az eljárást a szakirodalom „double odd DFT”-nek, rövidítve O^2 DFT-nek hívja.)

Fenti okok miatt bank típusok számítástechnikai komplexitása kisebb a többinél! A számszerű viszonyok illusztrálására a PCM-FDM transzformáció szorzási igényét, $M=64$ esetén, a 2. táblázat foglalja össze.

A polifázisú DFT algoritmusok számítástechnikai előnyét jól érzékelhetjük, ha tudjuk, hogy a 60-csatornás FDM nyáláb mintavételi sebességével működő sávszűrőkészletet — az úgynevezett direkt módszert — használva a PCM-FDM átalakítás csatornánkénti szorzás igénye mintegy 18 millió másodpercenként.

2. táblázat

Banktípus	DFT _M	DFT _{2M}	GDFT _M	GDFT _{2M}	O ² DFT
szorzás	$576 \cdot 10^3$	$436 \cdot 10^3$	$344 \cdot 10^3$	$452 \cdot 10^3$	$212 \cdot 10^3$
csat. sec					

A transzformáció típusának kiválasztásához a számítástechnikai komplexitás csak egy tényezőt jelent. A hardware megvalósítás problémái jelentős mértékben függenek a vezérlés bonyolultságától is. Általánosságban elmondható, hogy a számítási igény csökkenése együtt jár a vezérlés bonyolultságának növekedésével.

A PCM-FDM spektrumtranszformációt végrehajtó szűrőbank típusának kiválasztása a 3. táblázatban összefoglalt jellemzők mérlegelése alapján tör-

ténhet. A fejlesztő cég adottságainak — alkatrész bázisának, esetleg már meglévő áramkör készletének (FFT processzor!) — ismeretében lehet eldönteni, hogy egy bank típus valamely tulajdonsága döntő előnyt, vagy épp kizáró okot jelent-e.

3. táblázat

	DFT _M	DFT _{2M}	GDFT _M	GDFT _{2M}	O ² DFT
Számítási komplexitás	nagy	közepes	kicsi	közepes	minimális
Elő/utóprocesszálás	minimális	nagy	kicsi	nagy	közepes
hardware igénye					
Vezérlés bonyolultsága	mérsékelt	mérsékelt	közepes	mérsékelt	nagy
Matematikai transzf. sebessége	1/T	1/2T	1/T	1/2T	1/T
Ágszűrők sebessége	1/T	1/2T	1/T	1/2T	1/2T

5. A rendszerspecifikáció és az áramköri paraméterek összefüggése

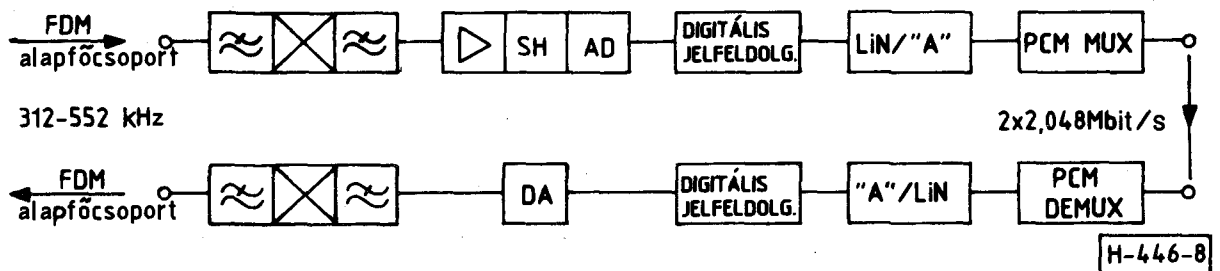
A 60-csatornás transzmultiplexer berendezésektől megkívánt rendszer paramétereket a CCITT G.792 és G.793 számú ajánlásai tartalmazzák. A DTM áramköri specifikációit lényegesen befolyásoló előírásokat a 4. táblázat foglalja össze.

4. táblázat

Paraméter	Előírás
1 PCM csatorna csúcscsintje	3,14 dBmO
2 Csillapítástorzítás	$\Delta a_{\max} = \pm 0,6$ dB, 600 Hz és 2400 Hz közt
800 Hz-es jel szintjére vonatkoztatva	$\Delta a_{\max} = 1,7$ (-0,6)dB, 400 Hz és 3000 Hz közt
	$\Delta a_{\max} = 1,7$ (-0,6)dB, 300 Hz és 400 Hz közt
	$\Delta a_{\max} = 2,4$ (-0,6)dB, 3000 és 3400 Hz közt
3 A csoportfutási idő minimuma	≤ 3 ms
4 Össztorzítás, a kvantálási torzítással együtt	-55 dBmO szinttel mérve a jel/zajviszony: min. 10 dB
5 Terhelt zaj	-62,5 dBmO _p
6 Érthető áthallás	-65 dBmO
7 Nem érthető áthallás	-60 dBmO
8 Főcsoport túlvezérlési szint	+20,8 dBmO

5.1. Zajmérés

A rendszer paramétereiből kiindulva meg kell határozni a transzmultiplexer áramköreinek legfontosabb jellemzőit. Ehhez először is meg kell tervezni a berendezés zajmórlégót.



8. ábra. A hurokba kapcsolt DTM jelút

Az alapzaj tekintetében kiinduló adatunk a kvantálási torzításra vonatkozó CCITT előírás. Eszerint -55 dBmO terhelés esetén 10 dB jelzaj viszonyt kell biztosítani. Így az egy távbeszélő csatornára jutó zajteljesítmény max. -65 dBmO, pszofométerrel mérve -67,5 dBmO_p, azaz 180 pWO_p lehet. E teljesítmény osztható szót a DTM beszédcsatorna két irányának sorbakapcsolásával előálló jelút áramkörei közt. A jelút tömbvázlatát a 8. ábrán látjuk. (A „digitális jelfeldolgozás” tömbök a 3. ábra hangfrekvenciás előszűrőjét és PCM-FDM processzorát ill. utószűrőjét és FDM-PCM processzorát együttesen tartalmazzák.)

Az alapzaj összetevői:

- az A/D és D/A konverterek kvantálási zaja,
- a digitális jelfeldolgozás kerekítési zaja,
- az analóg áramkörök termikus zaja.

Az ideális b — bites konverter kimenetén, egy telefoncsatornában pszofométerrel mérhető jel/zaj viszony a következő kifejezésből számítható [5]:

$$10 \cdot \lg \left(\frac{S_0}{P'_{QD}} \right) = 6,02 \cdot b + 1,76 - P_{\max} + \\ + 10 \lg \frac{f_s}{2 \cdot 3,1} + 2,5 \text{ [dB]} \quad \dots(4).$$

ahol S_0 a mérőjel, P'_{QD} az egy telefoncsatornára jutó kvantálási zaj, P_{\max} az FDM jel túlvezérlési teljesítmény szintje, f_s pedig a mintavételi frekvencia.

Esetünkben — a 4. ábra alapján — a mintavételi frekvencia 512 vagy 576 kHz lehet, az FDM-bemeneti túlvezérlési szint pedig 22,8 dBmO. Az FDM kimeneti túlvezérlési szintnél tekintetbe kell venni, hogy a PCM csatornák csúcshintje csak 3,14 dBmO, szemben az FDM rendszerekben szokásos 8 dBmO értékkel. Ezért — szimulációs eredmények alapján — az FDM kimeneti ponton 17,2 dBmO túlvezérlési szinttel számolhatunk. [6]

A (4) kifejezés az ideális konverter zaját adja. A gyakorlati megvalósítás hibái mintegy 3 dB jel/zaj viszony romlást okoznak.

A kerekítési zaj a jelfeldolgozás egyes fokozatainak adatszó hosszától függ. Alsó korlátját a feldolgozás végén végrehajtandó kerekítés adja. (A digitális processzárs során a D/A konverter, ill. a LIN/A átkódoló bit-számánál jóval hosszabb adatokkal dolgozunk.)

A kerekítési zaj a kvantálási zajjal azonosan (4)-ből számítható. A D/A konverter bemenetén végrehajtott kerekítésből pontosan annyi zaj származik mint egy ideális konverterrel végrehajtott D/A átalakításból.

A LIN/A átkódolónál P_{\max} a PCM csatorna túlvezérlési szint, a lineáris kódszavak hossza 12 bit, a mintavételi frekvencia pedig 8 kHz. Ezekkel az adatokkal számolva a kerekítés zaja:

$$35,5 \text{ pWO}_p.$$

A digitális processzársra és az analóg áramkörökre megengedhető alapzaj hozzájárulás most már meghatározható. Az 5. táblázatban a 60 csatornás DTM négy különböző megvalósításában adtuk meg az alapzaj lehetséges kiosztásait.

5. táblázat

Zajforrások [pW]	$f_s = 512 \text{ kHz}$		$f_s = 576 \text{ kHz}$	
	13-bites A/D	12-bites A/D	13-bites A/D	12-bites A/D
	13-bites D/A	14-bites D/A	13-bites D/A	14-bites D/A
A/D konverter	26	103	23	92
D/A konverter	7	1,8	6,5	1,6
Kerekítés D/A előtt	3,5	0,9	3	0,8
Kerekítés LIN/A-nál	35,5	35,5	35,5	35,5
Analóg áramkörök	20	20	10	10
Digitális jelfeldolgozás	50	20	52	25
Összes zaj	142	181,2	130	164,9
pWO _p				
Tartalék	38	-1,2	50	15,1
pWO _p				

A táblázatot szemlélve nyilvánvaló, hogy 13-bites A/D konverterre van szükség. Analóg előmoduláció esetén (ilyenkor: $f_s = 513 \text{ kHz}$) a konvertert mintegy 10%-kal kisebb sebességű áramkörökből kell megépíteni, és ugyanilyen arányban csökken a teljes digitális jelfeldolgozás sebesség igénye is. Az előmoduláció alkalmazása, vagy elhagyása, tehát az áramkör fejlesztéséhez rendelkezésre álló alkatrész bázison múlik.

A csatorna terhelt zajszintje — a CCITT előírás szerinti — max. -62,5 dBmO_p lehet, aminek 562 pWO_p teljesítmény felel meg. Ebből az alapzaj megengedett értékét levonva azt kapjuk, hogy a lineáris és nemlineáris áthallásokból — a rendszer konvencionális terhelése mellett -382 pWO_p zaj keletkezhet egy csatornában. Ha a digitális jelfeldolgozás egyes fokozatainál gondoskodunk a kellő túlvezérlési tartalékokról, akkor a nemlineáris zajok elhanyagolható szinten tarthatók.

A 382 pWO_p így lényegében a szűrőbank csatornái közt fellépő, érthető és nem érthető áthallások megengedhető mőtörtököt írja elő; konkrétan az interpoláló/decimáló szűrők zárótartományi előírását, ill. az FFT szorzók szükséges együtttható-szóhosszát szabja meg.

A digitális processzársra kiosztott alapzaj hányad (50 pWO_p) ugyancsak a szűrőkön ill. az FFT processzoron belül végrehajtott kerekítések hatását veszi figyelembe.

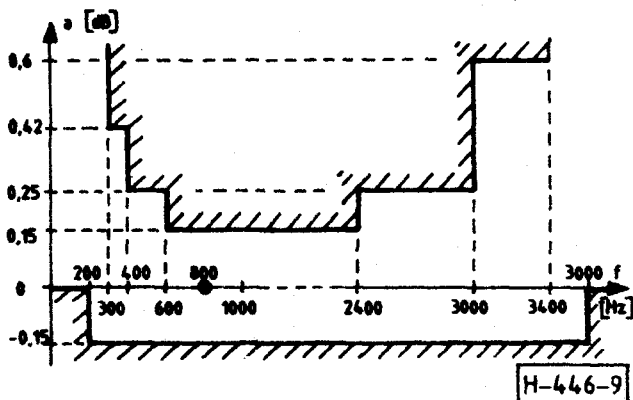
5.2. Szűrőspecifikációk

A digitális szűrők hardware komplexitását a működési sebesség, a fokszám, az együtthatók szóhossza és az adatszavak hossza együttesen határozzák meg.

A 3. ábra szerint felépített DTM berendezés jelúti szűrői közül az elő- és utószűrők 8 kHz mintavételi sebességű IIR szűrők. Feladatuk — és így felépítésük is — független a spektrumtranszformáció algoritmusától. Ellenben a szűrőbank alapszűrőjével, és így a polifázisú ágszűrőkkel szemben támasztott követelmények a transzformációs módszertől is függenek.

A következőkben összevetjük az egyes banktípusok alapszűrőinek paramétereit. A DTM berendezés többi szűrőjével itt területi okokból nem foglalkozunk. Az ezekkel kapcsolatos megfontolások [3]-ban megtalálhatók.

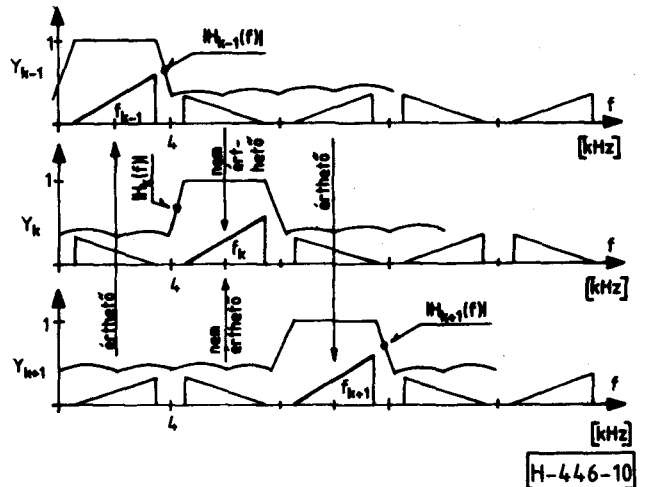
Kiindulásul a CCITT csillapítástorzítási, érthető- és nem érthető áthalláscsillapítási előírásai szolgálnak. A 4. táblázat adatai a berendezés két irányára együttesen vonatkoznak. Így a megengedett csillapítástorzítás felosztandó az elő- és utószűrők, az interpoláló- és decimáló szűrők, valamint az analóg áramkörök közt. A túsémmezőnek legalább felét célszerű az interpoláló/decimáló szűrők részére fenntartani, mivel ezek a berendezés legkomplikáltabb áramkörei. Így a transzformáció egyik irányban a bank egy csatornájának a 9. ábrán adott csillapítástorzítási követelményt kell kielégíteni.



9. ábra. A szűrőbank egy irányára vonatkozó csillapítástorzítás túsémmező

Az interpoláló/decimáló szűrők véges zárótartományi csillapítása a szűrőbank csatornáinak áthallásokat okoz. A PCM-FDM átalakítás áthallási mechanizmusa a 10. ábra alapján könnyen megérthető. Az ábrán a PCM rendszer három csatornájának valós sávszűrőkkel szűrt periodikus spektrumát látjuk. Az FDM csoport e spektrumok összegzésével áll elő. Látható, hogy a k . csatornában nem érhető

áthallást a $k \pm 1, k \pm 3 \dots$ indexű csatornák, érhető áthallást pedig a $k \pm 2, k \pm 4 \dots$ indexűek okoznak. Hasonló áthallások lépnek fel az FDM-PCM transzformáció során is.



10. ábra. A PCM-FDM transzformáció áthallási mechanizmusa

Az ábra és a CCITT előírásai alapján azonban csak a direkt módszer szűrőinek és nem a DFT bank alapszűrőjének zárótartományi előírása adható meg! Könnyen bizonyítható viszont, hogy az M -pontos GDFT bank valós alapszűrőjés és az M -pontos DFT bank komplex alapszűrőjének valós ill. képzetes részét a direkt szűrőkkel azonosan lehet specifikálni, míg $2M$ -pontos bankoknál a zárótartományi előírást 6 dB-lel szigorítani kell [3], [6]. Figyelembe véve, hogy a két irány áthallása feszültségben összegeződhet, továbbá, hogy a főcsoportban két csatorna szintje közt 2 dB eltérés még megengedett, a nem érhető áthalláscsillapítási követelményből kiindulva a zárótartományi előírások a következők:

$$azf \geq f_0 + 2,6 \text{ kHz és az } f \leq f_0 - 2,3 \text{ kHz}$$

tartományban, M -pontos bankoknál:

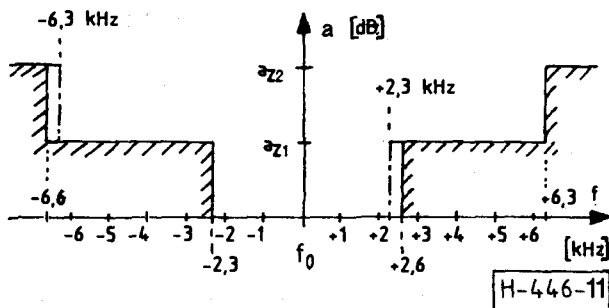
$$az_1 \geq 60 + 6 + 2 - P(F) = 68 - P(f) \text{ dB}$$

míg $2M$ -pontosaknál

$$az_1 \geq 76 - P(F) \text{ dB}$$

(f_0 -val az alapszűrő névleges áteresztő tartományának számtani közepét jelöljük, míg $P(f)$ a fordított spektrumú beszédjelre vonatkozó pszofometrikus súlytényező.)

Az érhető áthallásra vonatkozó CCITT követelményből adódó zárótartományi csillapítás az $f \geq f_0 + 6,3 \text{ kHz}$ és az $f \leq f_0 - 6,6 \text{ kHz}$ tartományokban M -pontos bankoknál $az_2 \geq 65 + 6 + 2 = 73 \text{ dB}$, míg $2M$ -pontos esetben $az_2 \geq 79 \text{ dB}$.



11. ábra. Az alapszűrő zárótartományi specifikációja

Valós alapszűrőnél $f_0 = 0$, komplex esetben $f_0 = 2$ kHz.

A zárótartományi tűrésmezőt a 11. ábrán látjuk. Mivel valós hálózatoknál az amplitúdó karakterisztika a 0 Hz-re szimmetrikus, a valós alapszűrőnek az ábrán eredményvonallal korigált tűrésmezőt kell kielégíteni. A komplex alapszűrőnek negatív frekvenciákon csak záró tartománya van.

Felmerül még a kérdés, hogy egy komplex alapszűrő valós ill. képzetes részét realizáló hálózatok átviteli függvényeit hogyan kell specifikálni. Ideális átviteli karakterisztika esetén egyszerűen belátható [7], hogy

$$h_R(n) = \frac{1}{2} \cdot h(n) \quad \dots (5).$$

és

$$h_I(n) = \frac{1 - \sqrt{1 - [\pi n \cdot h(n)]^2}}{2 \pi \cdot n} \quad \dots (6).$$

ahol h_R és h_I a komplex-analitikus szűrő impulzusválaszának valós és képzetes része $h(n)$ pedig a komplex szűrővel azonos sáv szélességű valós aluláteresztő impulzusválasza. Az (5)-ből következik, hogy a valós rész csillapításkarakterisztikája meg kell, hogy egyezzen a valós aluláteresztőével, így fokszáma és együttható hossza is azonos. A képzetes rész átviteli függvénye a valós résztől eltérő, de fokszáma és együttható szóhossza azzal megegyező. Ezek után a bankok szűrőinek fokszáma és együttható hossza a Bellanger formulából [8] számítható. A 60-csatornás berendezésre vonatkozó eredményeket a 6. táblázat foglalja össze. A számítások során feltételeztük, hogy a bankok alapszűrője minimálfázisú FIR struktúra, mivel többen kimutatták, hogy lineáris fázismenettel a csoportfutási idő minimumára vonatkozó CCITT előírás nem teljesíthető, [2]. A tisztán FIR struktúrájú alapszűrő feltételezése önkényes, — mivel egyes FIR/IIR struktúrákkal a számítási igény csökkenthe-

tő — de jó alap a transzformációs módszerek hatásának érzékeltetésekor.

6. táblázat

Transzformációs algoritmus	GDFT _M	GDFT _{2M} O ² -DFT	DFT _M	DFT _M
Pontszám	2099	2245	2099	1469
Együttható hossz.	13	14	14	13
Adatszó hossz.	16	16	16	16
	Beszéddel közös jelzés-transzformáció			Külön jelzésátviteli processzor

Az adatszó-hosszak számításakor a megengedhető kerekítési zaj hozzájárulásból kell kiindulni. A digitális processzállásra fenntartott zajteljesítménynek jelentős részét célszerű az interpoláló/decimáló szűrőkre — ill. ezek polifázisú ágszűrőire — kiosztani. Így az 5. táblázatban szereplő 52 pWO_p értékéből 30 pWO_p-t hagyunk ezekre a szűrőkre.

FIR struktúra esetén a szűrők kerekítési zaja a kvantálási zaj (4) kifejezéséhez hasonlóan számítható. Figyelembe kell azonban venni egyrészt, hogy egy L-pontos, M-szeres interpolátor (decimátor) kimeneti mintáinak számításakor L/M számú szorzást kell elvégezni; másrészt, hogy a termelt zaj megengedhető értéke függ az áramkörön áthaladó jel névleges szintjétől, mivel az előírás a 0-szintű pont-ra vonatkozik.

A jel/kerekítési zaj viszonyt a

$$10 \lg \left(\frac{S_0}{P'_R} \right) = 6,02 \cdot b_i + 1,76 + 2,5 + 10 \lg \frac{f_s}{2 \cdot 3,1} + S - 10 \lg \frac{L}{M} \quad \dots (7).$$

kifejezés adja, ahol P'_R a kerekítési zajteljesítménynek egy távbeszélő csatornába eső része, b_i a szűrő belső adatszóhosszát, S pedig a névleges szintet jelöli.

Az FDM-PCM irányú spektrumtranszformáció decimáló szűrőjére $P'_R = 10$ pWO_p, $S = -23$ dBm és $f_s = 512$ kHz feltételezése mellett (7)-ből $b_i = 16$ adódik, függetlenül a transzformációs módszertől.

A 6. táblázat adataiból látható, hogy ha a spektrumtranszformációt DFT-bankokkal kívánjuk megoldani, úgy ennek komplex interpoláló/decimáló szűrőjét érdemes csak a beszédsáv átvitelére tervezni és a jelzés átalakítást külön processzorral megoldani. Valós alapszűrőjú bankok esetén inkább a beszéd és jelzés együttes kezelése látszik célszerűnek. Ugyanis mivel az alapszűrő csillapításkarakterisztikája a 0 Hz-re szimmetrikus a 300 Hz-es jel kis csillapítású átvitelének igényéből következően a csatorna áteresztő tartomány felső határa 3700 Hz-nél alacsonyabban nem lehet.

5.3. A DFT processzor specifikációja

A DFT műveletet végző hardware összeadóinak túlcsoordulása nemlineáris zajokat termel, a szorzások eredményeinek kötött bit-számú ábrázolása kerekítési zaj termeléssel jár együtt; a szorzó együtthatók véges hossza pedig csatornák közti áthallást okoz.

A kerekítési zaj termelés és a túlcsoordulást megátló skálázás összefüggő kérdések. Ha fokozatonként 1/2 értékkel skálázunk — mely esetben a túlcsoordulást biztosan elkerüljük — akkor egy M-pontos radix 2-es FFT kimenetén a szorzásoknál végrehajtott kerekítésekkel adódó hibát a

$$\sigma_{ki}^2 = \frac{2^{-2B}}{3} \left(\frac{M}{6} - 1 + \frac{4}{3M} \right) \dots (8)$$

kifejezés adja (B+1-bites számábrázolás esetén).[9]

Huzalozott skálázásnál a kimeneti hibát a bitvesztések megnövelik. Ha a skálázást nem huzalozottan, hanem az FFT szorzó együtthatók megfelelő módosításával hajtjuk végre, akkor a kimeneti jel/zaj viszony (8)-ból kiindulva számolható. A végeredmény

$$\frac{\sigma_{ki}^2}{S_{ki}} = \left(\frac{M^2}{18} - \frac{M}{3} + \frac{4}{9M^2} \right) \frac{U_{FS}^2}{S_{be}} \cdot 2^{-2B} \dots (9)$$

ahol S_{be} a bemeneti, S_{ki} a kimeneti névleges teljesítményszint. U_{FS} a rendszer adott pontján túlcsoordulás nélkül még feldolgozható feszültség („full scale”) szint.[3]

Egy 60-csatornás transzmultiplexernél a bemeneti jelszintet -22,8 dBm-re felvéve, és 20 pW_{Op} csatornánkénti zajt megengedve, (9)-ből B+1=18,5 adódik. A követelmény tehát 19-bites adatszavakkal teljesíthető.

A szorzóegyütthatók véges szóhosszából eredő pontatlanság miatt a kimeneti spektrumban nem kívánt komponensek is megjelennek, ami a berendezés csatornáit közt áthallást okoz. E zavart a csatornaszűrők véges zárótartományi csillapítása miatt fellépő áthalláshoz képest elhanyagolható értéken kell tartani. Figyelembe véve a vonatkozó CCITT ajánlást, a véges együttható-hosszból származó áthallás legfeljebb -85 dBmO szintű lehet.

Az előírásnak megfelelő bit-szám meghatározása számítógépes szimulációt igényel. Irodalmi adatok szerint a követelmény 16-bites együtthatókkal teljesíthető.[10]

6. Összegezés

E cikkben áttekintettük a digitális transzmultiplexer rendszerteknikai tervezésének legfontosabb kér-

déseit és néhány támpontot adtunk az alternatívák közti választáshoz. Rámutatunk arra, hogy a transzformációs algoritmus kiválasztásakor a számítási komplexitás minimalizálása mellett a döntést egyéb szempontok — így a vezérlés bonyolultsági foka, ill. a rendelkezésre álló alkatrész, vagy áramkörkészlet — is nagymértékben befolyásolhatják. Ismertettük az analóg előmoduláció valamint a külön jelzésátviteli transzformáció révén elérhető lehetséges előnyöket, végül megadtuk a szűrőbank alapszűrőjének és az FFT processzornak alapvető specifikációs adatait.

IRODALOM

- [1] Crochiere-Rabiner: Multirate Digital Signal Processing; Prentice Hall, 1984
- [2] Scheuermann-Göckler: A comprehensive survey of digital transmultiplexing methods. Proceedings of the IEEE, 1981. nov. 1419—1450. oldal.
- [3] Elekes: Transzmultiplexerek rendszerteknikája. Egyetemi doktori értekezés. 1987. 20—56. oldal.
- [4] Bonnerot-Bellanger: Odd-time odd-frequency DFT of Symmetric real-valued series. Proceedings of the IEEE, 1976. márc. 392—393. oldal.
- [5] Bellanger-Bonnerot-Caniquit: Specification of A/D and D/A converters for FDM telephon signals. IEEE Trans. on Circuits and Systems, 1978. júl. 461—467. oldal.
- [6] Roste: The impact of some CCITT recommendations on transmultiplexer design. IEEE Trans. on Communications. 1982. július. 1483—1490. oldal.
- [7] Dr. Simonyi Ernő: Digitális szűrők. Műszaki Könyvkiadó, 1984. 47—52. oldal.
- [8] Bellanger: On computational complexity in digital transmultiplexer filter. IEEE Trans. on Communications; 1982. július. 1461—1465. oldal.
- [9] Peled-Liu: Digital Signal Processing; J.Wiley, 1976. 289—293. oldal.
- [10] Versvik: Design of digital transmultiplexer using standard LS TTL logic. IEEE Trans. on Communications. 1982. július. 1498—1505. oldal.