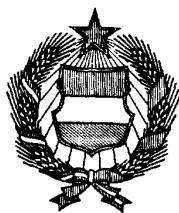


MAGYAR
NÉPKÖZTÁRSASÁG



ORSZÁGOS
TALÁLmányi
HIVATAL

SZABADALMI LEÍRÁS

180950

Bejelentés napja: 1979. IX. 14. (SI-1721)

Elsőbbsége: 1978. IX. 15. (P 2 840 256.4)
Német Szövetségi Köztársaság

Közzététel napja: 1982. IX. 28.

Megjelent: 1984. VIII. 31.

Nemzetközi osztályozás:

NSZO₃:

H 04 J 1/08



Feltaláló:

Dr. Fettweis Alfred mérnök, Bochum, Német Szövetségi Köztársaság

Szabadalmaz:

Siemens Aktiengesellschaft,
München, Német Szövetségi
Köztársaság és Nyugat-Berlin

Kapcsolási elrendezés hangfrekvenciás vagy impulzuskódmodulált jelek frekvenciamultiplex rendszer jeleivé történő digitális átalakítására

1

A találmány tárgya kapcsolási elrendezés hangfrekvenciás vagy impulzuskódmodulált jelek frekvenciamultiplex rendszer jeleivé történő digitális átalakítására, avagy ezek valamelyikével ellentétes irányú átalakításra, amely kapcsolási elrendezéshez az átalakítandó jelek korlátozott sávszélességű csatornán át vannak csatlakoztatva.

Az utóbbi években számos megoldás vált ismertté a hangfrekvenciás jelek frekvenciamultiplex jelekké (hangfrekvenciás/FDM-átalakítás) és az impulzuskódmodulált jelek frekvenciamultiplex jelekké (PCM/FDM-átalakítás) történő digitális átalakítására. Az FDM rövidítés az angol Frequency Division Multiplex, a PCM rövidítés az angol Pulse Code Modulation megnevezésből ered. A legtöbb ilyen megoldás a kioltási elven alapul, amely szerint a nem kívánt frekvenciatartományokban a jelelnyomást olyan jelek beadásával érik el, melyeket külön erre a célra kialakított átviteli utakon állítanak elő. Az emiatt szükséges nagy pontosság önmagában véve nem jelent problémát a digitális áramköröknél, ha a ráfordítástól eltekintünk. Ez különösen azoknál a megoldásoknál igaz, amelyek viszonylag bonyolult kioltási módot alkalmaznak, mint pl. azok, amelyek gyors Fourier-transzformációs algoritmusra (FFT) épülnek. Figyelemre méltó egyszerűsítés érhető el azonban olyan kapcsolási elrendezésekkel, amelyeknél csak egy ± 1 -gyel való szorzásra van szükség (Proc. IEEE Int. Conf. Commun., Chicago, III., 1977. június), noha a

2

szűrők vagy mindentátereztő tagok nagy pontossági követelményeit ezek nem enyhítik.

A találmány megalkotásakor azt a feladatot tűztük ki, hogy olyan kapcsolási elrendezést hozzunk létre, amelynél a modulációs lépések és a vivőfrekvenciák alkalmas megválasztása révén ezeket a hátrányokat kiküszöbölhetjük. A találmány szerinti megoldás lehetővé teszi, hogy minden csatornát a mindenkori kívánt frekvenciatartományába olyan módon helyezzünk el, hogy csak $+1$ -gyel, -1 -gyel és 0 -val való szorzási műveletekre legyen szükség. A találmány egyformán jól alkalmazható hangfrekvenciás jeleknek FDM jelekké és PCM jeleknek FDM jelekké való átalakítására. A találmány megalkotásakor azt is figyelembe vettük, hogy a hagyományos frekvenciamultiplex (FDM) rendszerek olyan megoldást alkalmaznak, amit többfokozatú egyutas modulációnak nevezhetnénk.

A találmány tehát kapcsolási elrendezés hangfrekvenciás jelek frekvenciamultiplex rendszer jeleivé (hangfrekvenciás/FDM-átalakítás) vagy impulzusmodulált jelek frekvenciamultiplex rendszer jeleivé (PCM/FDM-átalakítás) történő digitális átalakítására, vagy ezek valamelyikével ellentétes irányú FDM/hangfrekvenciás- illetve FDM/PCM-átalakításra, amely kapcsolási elrendezéshez az átalakítandó jelek korlátozott sávszélességű csatornán át vannak csatlakoztatva, és az jellemzi, hogy a hangfrekvenciás/FDM- vagy PCM/FDM-átalakításnál, vagy az ellentétes irányú átalakításnál alkalmazott mintavételi alapfrekvencia a

180950

csatorna sáv szélességének hatszorosa, és a kapcsolási elrendezésben alkalmazott minden további mintavételi frekvencia a mintavételi alaphfrekvencia egész-számú többszöröse, továbbá 4 kHz-es csatorna sáv szélesség és 8 kHz-es PCM mintavételi alaphfrekvencia esetén egy 12-csatornás előcsoport kialakításához tizenkét 8 kHz-es mintavételi frekvenciájú csatornához egy-egy a mintavételi frekvenciát 24 kHz-re növelő háromszorozó és ezután egy-egy – adott esetben időosztásos üzemmódú – egymással meg-
egyező típusú szűrő van csatlakoztatva, ezután a csatornák közül néhány csatorna ágába minden második minta előjelét megváltoztató előjelfordító van beiktatva, majd minden csatorna ágába egy-egy a mintavételi frekvenciát 120 kHz-re növelő ötszöröző van elhelyezve, és végül a csatornák ágai, adott esetben egyes csatornák ágai modulátoron és további szűrőn keresztül, a 120 kHz-es mintavételi frekvenciájú 12 csatornás előcsoporttá nyaláboló összegezőhöz vannak csatlakoztatva.

Egy előnyös kiviteli alaknál a PCM/FDM- vagy az ellentétes irányú FDM/PCM-átalakításnál alkalmazott összes mintavételi frekvencia a frekvenciamultiplex rendszerben használt – például 8 kHz-es – PCM mintavételi alaphfrekvencia egész-számú többszöröse. Célszerű, ha egy 4 kHz-es átviteli sáv szélességű rendszerrel az alkalmazott mintavételi alaphfrekvencia 24 kHz, illetve a felsőbb frekvenciatartományokban való további átalakítások számára ennek egész-számú többszöröse.

A találmány egy további célszerű kiviteli alakjában két-két csatorna ágai egy-egy irányszűrő közbeiktatásával összefogva vannak az összegezőhöz csatlakoztatva.

A találmány egy további kiviteli alakjának sávon kívüli, például 4150 Hz-es vagy 4175 Hz-es jel bevezetésére egymással komplementer átviteli függvényeket megvalósító irányszűrői vannak, amelyek egyik bemenetére a 24 kHz-es mintavételi frekvenciájú hangfrekvenciás csatorna, másik bemenetére pedig a sávon kívüli jelet továbbító 24 kHz-es mintavételi frekvenciájú csatorna van csatlakoztatva, és kiegészítő jelszűrő alkalmazása esetén a hangfrekvenciás csatornához tartozó szűrő közvetlenül a kiegészítő jelszűrő elé van kapcsolva.

A találmányt a továbbiakban a rajzokon szemléltetett kiviteli alakok alapján ismertetjük részletebben. A rajzok a következőket mutatják: az

1. táblázat példászerű magyarázat az ábrákon alkalmazott jelképi jelölésekhez, az

1. ábra egy 60-csatornás főcsoport előállítására szolgáló teljes modulációs elrendezést, a

2. ábra az 1. ábrán jelölt 2-csatornás B_1 alcsoportok előállítására szolgáló modulációs elrendezést, a

3. és 4. ábra egy-egy további elrendezést a B_1 alcsoport előállítására, az

5. ábra az 1. ábrán jelölt 4-csatornás C_1 alcsoport előállítására szolgáló modulációs elrendezést, az

5.a) és 6. ábra egy-egy további elrendezést a C_1 alcsoport előállítására, a

7. ábra az 1. ábra szerinti 8-csatornás D_1 alcsoport előállítására szolgáló modulációs elrendezést, a

7.a) és 8. ábra egy-egy további elrendezést a D_1 alcsoport előállítására, a

9. ábra az 1. ábra szerinti 12-csatornás E_1 előcsoport előállítására szolgáló modulációs elrendezést, a 10. ábra egy további elrendezést az E_1 előcsoport előállítására, a

11–15. ábrák egy-egy rendre az 1. ábra szerinti 12-csatornás G_1 , G_3 , G_5 , G_2 ill. G_4 csoport 576 kHz-es mintavételezési frekvenciával való előállítására szolgáló modulációs elrendezést, a

16. ábra a 12-csatornás $G_1, \dots, G_5$ csoportokat az 1. ábra szerinti egyetlen SG főcsoporttá összekapcsoló elrendezést, a

17. ábra a G_1 , G_3 és G_5 csoportok együttes előállítására szolgáló modulációs elrendezést, a

18. ábra a G_2 és G_4 csoportok együttes előállítására szolgáló modulációs elrendezést, a

18.a) és 18.b) ábra egy-egy további elrendezést a G_1 ill. G_5 csoport előállításához, a

19. ábra egy 12-csatornás E előcsoport előállítását szemléltető tömbvázlatot, a

20. ábra a 19. ábra szerinti elrendezés szűrőinek áteresztő és záró frekvenciatartományait és a 12-csatornás E előcsoport spektrumát szemléltető diagramot, a

21. ábra a 19. ábrán bemutatott tömbvázlat néhány lehetséges változatát, és a

22. ábra két lehetséges megoldást egy sávon kívüli jel, pl. jelzőhang bevezetésére.

1. Általános megjegyzések

A találmánynál a következő megfontolásokból indulunk ki. Minden esetben hangsúlyoznunk kell, hogy az összehasonlítást nemcsak ezek között a megoldások között, hanem főként ezek és az előzőekben említett más megoldások között nem egyszerűen az időegység alatt szükséges szorzások leszámolásával kell végeznünk, mint ahogy ezt gyakran teszik. Ugyanis az a pontosság is nagyon fontos, amivel ezeket a szorzásokat el kell végeznünk. Másik jelentős szempont közismerten a késleltető tagok száma. Szorzások és összeadók digitális áramköröknél ún. időosztásos (time-sharing) módszerrel több csatornát ki tudnak szolgálni, de a késleltető tagoknál erre nincs lehetőség; ennek következtében a késleltető tagok, noha önmagukban véve viszonylag olcsók, akár döntő költségtényezővé is válhatnak. Végül az éppúgy szükséges logikai áramköröket sem hanyagolhatjuk el. Arra is kell ügyelnünk, hogy a költségvetésnek nemcsak a feltétlenül szükséges áramköri költségekre kell kiterjednie, hanem az áramkörök teljesítményfelvételére is.

Az itt elért eredmények alkalmazhatók lesznek akkor is, ha a legújabb fejlődés az analóg mintavételező szűrők területén (kapcsolt kapacitású szűrők) oda vezetne, hogy az ilyen szűrők alkalmazását megvizsgáljuk. Ekkor egyutas modulációs rendszerre lenne szükség, és ennél is komolyan tekintendő előny lenne a találmány szerint szükséges modulátorok egyszerűsége.

2. Alapelvek

2.1 Adó- és vevőkapcsolások

A különféle modulációs rendszerek tárgyalásánál a hangfrekvenciás tartományból az FDM-tartományba, vagy ami ezzel ekvivalens, a PCM-rendszerekről az FDM-rendszerekre való áttérésre szorítkozunk.

Kézenfekvő, hogy ugyanaz a megoldás, noha csak az egyik irányra írjuk le, FDM-rendszerről hangfrekvenciás tartományra és FDM-ről PCM-rendszerre való átalakításra is alkalmazható. Ügyelni kell többek között pl. arra, hogy az olyan összeadók, mint pl. a 2. ábrán lévők és hasonlók, elágazási pontokká válnak. Mint ahogy a szokásos FDM-rendszerekből ismert, a két irányra vonatkozó részletes szűrőspecifikációk általában különböznek egymástól, de viszonylag egyszerűen lehetséges olyan szűrőspecifikációt adni, amelyik mindkét átviteli irányban teljesíti a fellépő követelményeket. Ilyen esetben mindkét átviteli irányra ugyanolyan típusú áramkör alkalmazható.

2.2 A vivőfrekvenciák megválasztása

A vivőfrekvenciákat, melyek a különféle frekvenciaáttevésekhez szükségesek, úgy kell megválasztani, hogy az egyes szorzómodulátorokban a jeleket csak $+1$ -gyel, -1 -gyel és 0 -val kelljen szorozni. Ez azért érhető el, hogy csak olyan f_c vivőfrekvenciákat alkalmazunk, melyek a mindenkör figyelembe vett modulátor F működési (mintavételi) frekvenciájának $1/2$, $1/3$, $1/4$ vagy $1/6$ részei.

Ha $\sin$ vagy $\cos$ függvénnyel való szorzásokat tekintünk, az egyes számsorozatokat a $\sin(2\pi\nu f_c/F)$ vagy $(2\pi\nu f_c/F)$ alakban kapjuk, ahol $\nu \dots -1, 0, 1, 2 \dots$

A $\sin$ függvény ekkor a következőket adja:

$$f_c = F/3: \dots -1, 0, 1, -1, 0, \dots \quad (1)$$

$$f_c = F/4: \dots -1, 0, 1, 0, -1, 0, \dots \quad (2)$$

$$f_c = F/6: \dots -1, 0, 1, 1, 0, -1, -1, 0, \dots \quad (3)$$

ahol az első és a harmadik sorozat a megadott formában érvényes, ha az elhanyagolandó $\sqrt{3}/2$ -es tényezőt figyelmen kívül hagyjuk. A $\cos$ függvény a következő sorozatokat adja:

$$f_c = F/2: \dots -1, 1, -1, 1, \dots \quad (4)$$

$$f_c = F/3: \dots -1, 2, -1, -1, 2, \dots \quad (5)$$

$$f_c = F/4: \dots 0, 1, 0, -1, 0, 1, \dots$$

$$f_c = F/6: \dots 1, 2, 1, -1, -2, -1, 1, 2, \dots$$

ahol a második és a negyedik sorozat önmagában véve a 2-es faktorialal meg van szorozva. Megjegyezzük, hogy olyan sorozatokat, melyek $+2$ -vel vagy -2 -vel való szorzásokat feltételeznek, nem alkalmazunk az itt kitűzött cél elérésére. Ennek ellenére majdnem egyenértékűen alkalmazhatók ezek, mert csak olyan számítási műveleteket tesznek szükségessé, melyek bináris rendszerben viszonylag egyszerűen elvégezhetők.

A (4) egyenlettel megadott sorozattal végzett szorzás közismerten [vö.: C. F. Kurth. „SSB/FDM uti-

lizing TDM digital filters”, Transact. IEEE COM-19 (1971) 63-71] egy spektrumfordítást jelent minden Nyquist-intervallumban. Ez a művelet ezért különös jelentőségű és nem kifejezetten szorzásként kezelendő; ehelyett a „ $\pm$ ” szimbólummal fogjuk ábrázolni. Noha az (1) és (3) egyenlettel definiált sorozatok láthatóan különböznek egymástól, felismerhető, hogy általában mindkettő használható arra, hogy a kívánt hatást elérjük. Mindkét sorozat ugyanannyi elemet tartalmaz, nevezetesen 0 -t, 1 -et és -1 -et. Ennek ellenére az (1) egyenlettel megadott sorozat, amelyik „3-as hosszúságú”, valamivel egyszerűbb, mint a (3) egyenlettel megadott sorozat és ezért előnyben részesítjük. Azt is észre kell vennünk, hogy az (1) egyenletnek a (4) egyenlettel való megszorítása a (3) egyenletet adja fordított előjellel, a (3) egyenlet megszorítása viszont a (4) egyenlettel az (1) egyenletet adja fordított előjellel.

2.3 Az alapfrekvencia megválasztása

A teljes elrendezésben előforduló összes mintavételi frekvenciának a mintavételi alapfrekvencia egész számú többszörösének kell lennie, azaz az első szűrőszakasz mintavételi frekvenciájának a többszöröseit kell alkalmaznunk. Emiatt ennek a frekvenciának a megválasztása különösen jelentős. Egész sor indokot adunk a következőkben, hogy megmutassuk, hogy erre a választásra a 24 kHz-es frekvencia különösen előnyös, ha az eredeti 4 kHz-es csatorna sávszélességből indulunk ki.

a) PCM/FDM átalakításnál minden egyes mintavételi frekvenciának a 8 kHz-es PCM mintavételi alapfrekvencia többszörösének kell lennie. Hangfrekvenciás/FDM átalakításnál nincs ilyen szigorú kikötés, noha egész sor egyszerűsítést érhetünk el, ha minden üzemi frekvencia a 4 kHz többszöröse. Ezért ajánlatosnak tűnik olyan frekvenciatervet készíteni, amelyik mindkét esetre alkalmazható, tehát minden üzemi frekvenciát a 8 kHz többszörösének választani.

Minden csatornánál ugyanis arra a sávszűrőre állítjuk a legszigorúbb követelményeket, amelyeknek a később feldolgozandó oldalsávot kell kiszűrnie. Ennek a szűrőnek a lehető legkisebb frekvencián kellene működnie, mivel ez biztosítja a lehető legnagyobb relatív sávszélességet, és ezáltal a lehető legenyhébb pontossági követelményeket teszi szükségessé a szűrőegységtervezésre, valamint a legnagyobb lehetőségeket kínálja arra, hogy adott szűrőkapcsolásokat több csatornára időosztásos (time-sharing) üzemmódban használjuk. Másrészt a digitális szűrőknél ténylegesen kihasználható frekvenciataromány egy Nyquist-intervallummal egyenlő, azaz szélessége egyenlő a fél mintavételi frekvenciával. Ezért a legkisebb használható Nyquist-intervallumnak nagyobbra kell lennie, mint az egy csatornára jutó sávszélesség, azaz egy itt szóba jöhető szűrő mintavételi frekvenciája biztosan nem lehet kisebb 12 kHz-nél.

PCM/FDM átalakításnál a dekódolt PCM-jel spektrumeloszlása olyan, mint pl. amilyen a 2. ábrán A_1 és A_2 csatornára mutatunk. Ebből az következik, hogy a 8 kHz legkisebb többszöröse, nevezetesen a 16 kHz, azért nem jön szóba mint üzemi frekvencia, mert nem volna sávszűrő, amelyik egy Nyquist-intervallumban

átesztené. Ez a tény a 24 kHz-es mintavételi frekvenciához vezet.

Hangfrekvenciás FDM átalakításnál a vizsgálandó sávszűrőre jutó szűrődő jel spektrumeloszlása attól a vivőfrekvenciától függ, amelyet az előző modulátorhoz alkalmaztunk, és attól az analóg előszűrőtől, amelyik azért szükséges, hogy a hangfrekvenciás jelnek és a modulált jel egy oldalsávjának nem kívánatos átlapolódását elkerüljük. Az ilyen nem kívánatos átlapolódásokat azonban szűréssel csak akkor tudjuk elkerülni, ha a vivőfrekvencia legalább azzal a fél sáv szélességgel egyenlő, amely csatornánként rendelkezésre áll, azaz pl. 4 kHz-es csatorna sáv szélességénél 2 kHz. Mivel a Nyquist-tartománynak nagyobbának kell lennie ennél az értéknél, és ezenkívül legalább egy csatorna sáv szélességének kell lennie, ebből a szempontból a legalacsonyabb mintavételi frekvencia 16 kHz-lehetne. Az előbb említett előszűrés azonban jelentősen leegyszerűsödik, ha ehelyett az érték helyett 24 kHz-et alkalmazunk, amihez a PCM/FDM átalakításnál is jutottunk.

b) Első megközelítésre úgy tűnik, hogy egy megalkozott választást abban kell látnunk, hogy a Nyquist-intervallumot egyenletesen felosztjuk az alsó zárótartomány, az áteresztő tartomány és a felső zárótartomány között. Ebből adódóan a Nyquist-tartomány $3 \times 4 = 12$ kHz lesz és ennek következtében a legkisebb mintavételi frekvencia 24 kHz.

c) Mint már az a) pontban említettük, hangfrekvenciás/FDM átalakításnál előnyös a 4 kHz-es távolság alapkeretén belül maradni. Ilyen körülmények között a 4 kHz-es frekvencia a lehető legkisebb modulációs frekvencia. Ha emellett figyelembe akarjuk venni a vivőfrekvenciák megválasztásáról szóló szakaszban megadott irányelveket, melyek tényleges szorzó nélküli modulációra vonatkoznak, a vizsgálandó modulátor mintavételi frekvenciája vagy $2 \times 4 = 8$, $3 \times 4 = 12$, $4 \times 4 = 16$ vagy $6 \times 4 = 24$ kHz lehetne, ahol a megfelelő hozzárendelő Nyquist-tartományok 4, 6, 8 és 12 kHz szélesek. Csak az utolsó érték használható, mert ez az egyetlen, amelyik elég helyet biztosít egy Nyquist-intervallumon belül az áteresztendő csatorna és az alsó és felső zárótartomány elhelyezésére is.

d) Aritmetikailag szimmetrikus digitális szűrők viszonylag egyszerűen megvalósíthatók, ha a középfrekvencia egyenlő a mintavételi frekvencia negyedrésszel. Az ilyen szűrőknek az az előnyük, hogy csak fele annyi összeadóra és szorzóra van szükségük. Ez részletesen a Proc. Inst. Elec. Eng. 117, 1970, augusztus, 1585–1950. oldal közleményben van leírva. A legkisebb lehetséges sáv szélesség, amit PCM/FDM átalakítás esetén választhatunk, és amit előnyösen a hangfrekvenciás/FDM átalakításhoz is választanunk kellene, a 4–8 kHz-es tartományban fekszik, amiből 6 kHz-es középfrekvencia adódik. Ha abba a helyzetbe akarunk jutni, hogy az imént tárgyalt lehetőséget hasznosítsuk, a mintavételi frekvenciának $4 \times 6 = 24$ kHz-nek kell lennie.

e) Érdemes továbbá azokat a csoportfrekvencia-tartományokat használni, melyek egybeesnek a manapság szokásos egy főcsoportba tartozó öt csoport számára megállapított frekvenciatartományokkal, amelyek 312–360, 360–408, 408–456, 456–504 és 504–552 kHz-ig terjednek. Annak érdekében, hogy

ezt a frekvenciafekvést elérjük, hasznos, ha a mintavételi alaphfrekvencia osztója a 312, 360, 408, 456, 504 és 552 kHz-nek. Ezeknek a frekvenciáknak a legnagyobb közös osztója ugyancsak a 24 kHz-es frekvencia.

2.4 A csatornaszámok megválasztása

Tekintettel a hierarchikus szerkezetre, ami FDM-rendszerekre univerzálisan adott, a modulációs elrendezést vagy egy alap csoportra (primer csoport, 12 csatorna) vagy egy főcsoportra (szekunder csoport, 60 csatorna) kellene megadni. Az alap PCM-rendszer, ami pl. az USA-ban és Japánban elfogadott és 24 csatornát lát el, csatornaszámban kompatibilis az első változattal (két alcsoport egy PCM-rendszerhez), de a másodikkal nem (60 nem osztható 24-gyel). Másrészt viszont az Európában alkalmazott PCM-rendszer, azaz egy 30-csatornás rendszer, csatornaszámban az első változattal nem kompatibilis, a másodikkal azonban igen (két PCM-rendszer egy főcsoportba).

Bizonyos érdek fűződik ahhoz is, hogy tulajdonképpen szűrőkapcsolást lehetőleg keveset építsünk be, és ezeket a lehető legtöbb csatornához használjuk időosztásos üzemmódban. Különösen hasznos volna minden szűrési feladatra csak egyetlen szűrőkapcsolást alkalmazni egy rendszeren belül, a legszigorúbb követelményekkel. Ha 24 kHz-es mintavételi frekvenciát választunk, amint azt a 2.3 szakaszban tárgyaltuk, akkor 60-csatornás rendszernél ez összesen $60 \times 24 \times 10^3 = 1,44$ MHz-es mintavételi frekvenciához vezetne.

A mintánként szükséges bitek száma kb. 20 és 25 között van. Ennek következtében a bitsebesség, amellyel a logikai kapcsolórészeknek működniük kell, $20 \times 1,44 = 28,8$ Mbit/sec és $25 \times 1,44 = 36$ Mbit/sec között van. Ez a technika mai állása szerint is elérhető.

Ilyen okok miatt célszerűnek tűnik a 60-csatornás rendszert előnyben részesíteni. A rugalmasság megőrzése érdekében az ilyen rendszert kellene 12-csatornás csoportokra felosztani. Egy 12-csatornás alap csoportra közvetlen megoldást is bemutatunk majd a 3.3 szakaszban.

2.5 A modulációs lépések számának meghatározása

A 2.3 szakaszban az a) pontban rámutattunk annak jelentőségére, hogy a szükséges szűrést a lehető legkisebb frekvencián végezzük. Ezt az elvet nemcsak az első szűrőfokozatnál, vagyis a legszigorúbb követelményeket teljesítő szűrőknél, hanem amennyire csak lehet az összes további szűrőfokozatnál figyelembe kell venni. Ez azt is jelenti, hogy a mintavételi frekvenciát lehetőleg kis lépésekben kell növelni. Ez viszont feltételezi azt, hogy annak a tényezőnek, amellyel a mintavételi alaphfrekvenciát meg kell szorozni, hogy elérjünk a legutolsó mintavételi frekvenciáig, prim tényezők közül kell állnia, mégpedig a lehető legkisebbekből pl. 2-ből vagy 3-ból.

A 2-es tényező azért is előnyös, mert majd a csatornaszám egyidejű megkettőzését tekintve lehetőség lesz arra, hogy irányászűrőt alkalmazzunk. Megje-

gyezzük, hogy egy irányszűrő elvileg egy komplementer szűrőpárból áll, melyeknek közös a kimenetük (bemenetük), és a szűrőket akkor nevezzük komplementereknek, ha az egyiknek ott van az áteresztőtartománya, ahol a másiknak a zárótartománya és fordítva. Egy digitális hullámszűrő természeténél fogva irányszűrő, mert a két átviteli függvény, melyet a bemeneti kapocs és a két kimeneti kapocs között kapunk, és melyek közül általában csak egyet használunk, tudvalevően komplementerek. Ez megtakarításhoz vezethet az áramköri felépítésben.

A 60-csatornás rendszernél arra törekszünk, hogy az alap főcsoportok végleges tartományát, azaz a 312–552 kHz-es frekvenciatartományt közvetlenül megkapjuk. Ha a 2.3 szakasz szerinti alapfrekvenciát vesszük, minden mintavételi frekvenciának a 24 kHz többszörösének kell lennie. Másrésztől viszont a mintavételi tétel szerint a 312–552 kHz-es tartományhoz tartozó mintavételi frekvenciának, pl. a 16. ábra szerinti speciális esetben, nagyobbak kell lennie 552 kHz-nél, de kisebbnek, mint $2 \times 312 = 624$ kHz. Ennek következtében 576 kHz és 600 kHz a két lehetőség. Ezek közül az első $2 \times 2 \times 2 \times 3 \times 24$ kHz, a második pedig $5 \times 5 \times 24$ kHz. Ezért az első előnyösebb.

Végül egy másik feltételt is figyelembe kell venni, amiből következően mindkét előbbi lehetőség kb. egyformán megfelelő. Ugyanis szükség van arra, hogy a végleges D/A- (digitális/analog)-átalakítás után egy hagyományos analog szűrőt helyezünk el. Ennél a szűrőnél a kritikus érték mindig az áteresztő- és zárótartomány közötti felső és alsó átmeneti tartományok relatív szélessége. 576 kHz-re a megfelelő értékek $2(576-552)/576 = 0,0833$ és $2(312-288)/288 = 0,1667$. 600 kHz-re pedig ezek az értékek megfelelően $2(600-552)/600 = 0,16$ és $2(312-300)/300 = 0,08$. Ezek a számok csak néhány százalékban térnek el egymástól, ha eltekintünk attól, hogy az első esetben a felső átmeneti tartomány a kritikusabb, a második esetben pedig az alsó átmeneti tartomány.

A 12-csatornás rendszernél az alapszoport, amelyhez el szeretnénk jutni, 60 és 108 kHz között fekszik. Nincs olyan többszörös a 24 kHz-nek, melyre teljesíteni tudnánk a követelményeket, mivel az 108 kHz-nél nagyobb, de $2 \times 60 = 120$ kHz-nél kisebb.

Ezért olyan frekvenciát kell választanunk, amelyik különbözik az alap csoporttól. A lehető legkisebb mintavételi frekvenciához vezető választás 64 és 112 kHz közé esik, $5 \times 24 = 120$ kHz-es mintavételi frekvenciával. A megoldás, amelyhez ezen az úton jutunk, nem annyira kedvező, mint a 60-csatornás rendszeré. Mindazonáltal a D/A-átalakítást követő szűrőre a felső és alsó átmeneti tartomány relatív szélessége már egyforma ($16/120 = 8/60 = 0,133$), ami optimálisnak tűnik.

3. A modulációs eljárások ismertetése

3.1 Szimbólumok és jelölések

A következőkben alkalmazott szimbólumokat az 1. táblázatban foglaltuk össze. Az $F_0, F_1, \dots, F_{13}$ jelölések szűrőtípusokat jelentenek. Az F_2 jelölés olyan típusú szűrőre vonatkozik, amelynek hasonló funkciója van, mint az F_2 -típusú szűrőnek, de más

elrendezésben használjuk ugyanannak a spektrumnak az előállításához. Az F_1^2, F_2^2 és F_2^3 jelölések azt mutatják, hogy az illető típusú szűrők értelemszerűen ugyanazok, mint az F_1, F_2 és F_2 -típusú szűrők, csak a mintavételi frekvenciájuk kétszer akkora. Ebből következik, hogy az F_1^4, F_2^4 és F_2^4 jelölésű szűrők értelemszerűen ismét csak ugyanazok, mint az F_1, F_2^2 és F_2 -típusú szűrők, csak négyszer akkora frekvencián működnek. A szűrők áteresztő- és zárótartományát a szűrőspecifikációkban megszokott módon ábrázoltuk. Azokban a frekvenciatartományokban, amelyekre sem áteresztő-tartomány, sem zárótartomány jelet nem adtunk meg, semmiféle csillapítási követelményeket nem kell előírni. Egy olyan jelölés, mint pl. F_1 , olyan típusú szűrőre vonatkozik, amelyik komplementere az F_1 -típusú szűrőnek. Egy irányszűrőt egy blokkon belüli komplementer szűrőpár ábrázol, egy közös kimenettel. Ezek a jelölések az indexek megfelelő megváltoztatása mellett a többi szűrőre is érvényesek.

A tömbvázlatokon a jelzőnyilat alatti számok azt a mintavételi frekvenciát jelölik, amellyel a mindenkori jel azon a helyen megjelenik. Ugyanakkor a hivatkozási számokat a frekvenciáktól való megkülönböztetés érdekében jelzővonalal kötöttük a megfelelő elemhez. Egy folytonosvonalú kör belsejében felfelé mutató kicsi nyíl azt mutatja, hogy a mintavételi frekvencia azzal a tényezővel szorozódik, amelyik közvetlenül a nyíl mellett áll. Ennél feltételezzük, hogy úgy megy végbe, hogy nullákat adunk be minden újonnan bevezetett mintavételi pillanatban. Egy modulátort egy szorzójel ábrázol egy kör belsejében, és a moduláló jelet, valamint ennek frekvenciáját külön nyíl mutatja. Egy olyan szorzást, amelyik a (4) egyenlettel meghatározott számsorozattal történik, azaz amelyik megfordítja minden második mintát előjelét, egy kör belsejében a „±” szimbólum jelöl.

3.2 60-csatornás rendszer

Az általános elrendezést, amely szerint a moduláló ill. az átalakító rendszert felépítjük, az 1. ábra mutatja. A tizenkét A_1-A_{12} csatornát PCM/FDM átalakítás esetén 8 kHz-cel, hangfrekvenciás/FDM átalakítás esetén pedig 24 kHz-cel először hat 2-csatornás B_1-B_6 alcsoporttá fogjuk össze, és ezzel 48 kHz-es mintavételi frekvencia adódik. Aztán a B_2-B_5 alcsoportokat 96 kHz-es mintavételi frekvenciával két 4-csatornás C_1 és C_2 alcsoporttá fogjuk össze, majd pedig egy 8-csatornás D_1 alcsoporttá, amelyhez 192 kHz a mintavételi frekvencia. Ez az utóbbit aztán a B_1 és B_6 alcsoporttal együtt egy 12-csatornás E_1 előcsoporttá fogjuk össze, ehhez 192 kHz-es mintavételi frekvenciát alkalmazunk. Ennek megfelelő módon képezzük az E_2-E_5 előcsoportokat, melyek így mind ugyanabban a frekvenciatartományban helyezkednek el. A következő lépésben az E_1-E_5 előcsoportokat közvetlenül, egyenként moduláljuk és/vagy szűrjük annak érdekében, hogy a kívánt végleges fekvésű G_1-G_5 csoportokat megkapjuk, amelyeknél a mintavételi frekvencia 576 kHz, azaz hogy a 312–360, 360–408, 408–456, 456–504 és 504–552 frekvenciasávokat nyerjük. Az alap SG főcsoportot, melyhez 576 kHz-es mintavételi frekvenciát alkalmazunk, ezután a G_1-G_5 csoportok összefogásával kapjuk.

Egy további megoldásnál, amit az 1. ábrán nem mutatunk, a G_1 , G_3 és G_5 csoportot közösen képezhetjük az E_1 , E_3 és E_5 előcsoportból (17. ábra), a G_2 és G_4 csoportot pedig az E_2 és E_4 előcsoportból (18. ábra), és az így kapott eredményeket összefogva alakítjuk ki az SG főcsoportot.

Az 1. ábra szerinti elrendezés részleteit a 2–16., 18.a) és 18.b) ábrákon szemléltetjük. A jobb áttekinthetőség érdekében az ábrák felső részén a tömbvázlatokat mutatjuk, alattuk pedig a különféle jelek spektrumait ábrázoltuk és azokat a frekvenciatartományokat is, melyekre a szűrők áteresztő- és zárótartománybeli specifikációit meg kell adni. A könnyebb megértés érdekében továbbá $A_1^{(1)}$, $A_1^{(2)}$, ..., $B_1^{(1)}$ jelek ... stb. jelölik azokat a különféle jeleket, melyek az áramkörök közbenső pontjain fellépnek. Minden moduláló frekvenciát úgy választottunk meg, hogy a modulátorokban csak +1-gyel, -1-gyel és 0-val való szorzásokra van szükség. A 2. és 3. ábra kapcsolásai elsősorban PCM/FDM átalakításra szolgálnak. Hangfrekvenciás/FDM átalakításnál a mintavételi frekvenciának mindjárt az átalakítás kezdetén való 3-szorosítását el kell hagyni, mert itt közvetlenül a 24 kHz-es mintavételi frekvenciából indulunk ki.

A megoldások egyes részleteinek megvalósítási változatait mutatják a 3., 4., 5.a), 6., 7.a), 8., 10., 17. és 18. ábrák. Ezek közül a 4., 6., 8., 10., 17. és 18. ábra irányszűrőt is tartalmaz. Anélkül, hogy részletesen belemennénk, megemlíthetjük, hogy a C_1 és D_1 alcsoportot hasonló módon lehet előállítani, mint a 3. ábrán a B_1 alcsoportot. Természetesen más megoldási lehetőségek is vannak, így pl. a mintavételi frekvencia 1/3-ával való moduláció helyett általában a mintavételi frekvencia 1/6-a is alkalmazható moduláló frekvenciaként, ha néhány megfelelő módosítást alkalmazunk.

Néhány ábrán 1 és 12 közé eső számokat tüntettünk fel néhány spektrumon. Ezek a számok azt mutatják, hogy az egyes A_1 – A_{12} csatornák vagy E_1 – E_5 előcsoportok hol helyezkednek el a spektrumban.

Az F_1 - és F_2 - ill. $\tilde{F}_2$ - stb. típusú szűrőket nemcsak a B_1 alcsoport előállításához használjuk, hanem C_1 ill. D_1 alcsoport előállításához is, de értelemszerűen kétszer ill. négyszer akkora mintavételi frekvenciával (F_1^2 , ... stb. típusú szűrők). Az ilyen szűrők előállításához, melyek egy családba tartoznak, mint pl. az F_1 -, F_1^2 -, F_1^4 -típusú szűrők, ugyanazt az áramköri struktúrát alkalmazhatjuk, úgyhogy ezeket a szűrőseket egyetlen szűrő time-sharing üzemével megkapathatjuk, ha ez a szűrő elég gyorsan dolgozik. Ekkor csak az szükséges, hogy az F_1^2 -típusú szűrészhez kétszer, az F_1^4 -típusú szűrészhez pedig négyszer annyi időrezt biztosítsunk, mint az F_1 -típusú szűrőnek.

Maga az áramkör olyan, hogy a legalsó frekvenciatartományban, azaz a 4 kHz-től 8 kHz-ig terjedő frekvenciatartományban, az alsó oldalsávot mindig kiválasztja, azaz átengedi. Ezért az F_0 -típusú szűrőnek nem kell aritmetikailag szimmetrikusnak lennie. Amint azt a 2.2 szakasz d) pontjánál már megvitatottuk, az aritmetikailag szimmetrikus szűrőknél csak fele annyi összeadóra és szorzóra van szükség. Viszont nem szimmetrikus szűrőkövetelményeket csak egy olyan aritmetikailag szimmetrikus szűrővel

lehet kielégíteni, amelyik általában magasabb fokú, és ezért több késleltető tag kell hozzá. S mivel az illet nem lehet időosztásos üzemmódban használni, az összköltség a műveletvégző egységeknél nyert megtakarítás ellenére nagyobbak adódhat.

Érdekes pl. F_1 - és $\tilde{F}_1$ -típusú szűrők összehasonlítását is elvégezni. Amint az a 2. és 4. ábrán látható, az F_1 - és $\tilde{F}_1$ -típusú szűrők áteresztő- és zárótartományai megegyeznek. Ebből azonban nem feltétlenül következik, hogy a megfelelő szűrőkövetelmények ugyanúgy egyformák. Ténylegesen ugyanis az $\tilde{F}_1$ -típusú szűrő zárócsillapítása az F_1 -típusú szűrő visszhangcsillapításával egyenlő és fordítva. A gyakorlatban a visszhangcsillapítási követelmények lényegesen kisebbek, mint az üzemi csillapítási követelmények (forward loss). Ezért az a szűrő, amelyik az $\tilde{F}_1$ -típusú szűrő specifikációját teljesíti, lényegesen magasabb fokú, mint az F_1 -típusú szűrő. Különösen ha digitális hullámszűrőket alkalmazunk, nem volna helyes az a feltevés, hogy az F_1 és $\tilde{F}_1$ -típusú irány-sűrő realizálása fele annyi áramköri elemet igényel, mint a 2. ábra F_1 -típusú szűrőjének realizálása. Ennek ellenére biztosan elérhetünk valamennyi megtakarítást.

Egy olyan szűrő, mint pl. a 3. és 4. ábrán látható $\tilde{F}_2$ -típusú szűrő, helyettesíti a 2. ábra kapcsolásában a két F_2 -típusú szűrőt. A szűrőkövetelmények a mintavételi frekvencia negyedére vonatkozóan aritmetikailag szimmetrikusak. Ebből adódóan az $\tilde{F}_2$ -típusú szűrő jelentős megtakarítással realizálható az összeadók és szorzók számát illetően, hasonlóképpen ahhoz, amit már a 2.3 szakasz d) pontjában tárgyaltunk. Másrészt az $\tilde{F}_2$ -típusú szűrő sáváteresztő szűrő, az F_2 -típusú szűrő viszont aluláteresztő szűrő, és az $\tilde{F}_2$ -típusú szűrő átmeneti tartományai csak fele olyan szélesek.

A 16. ábra azt mutatja, hogyan kell az öt G_1 – G_5 csoportot összefogni, hogy megkapjuk az alap SG főcsoportot. Hasonló megoldást kell választanunk ha a 17. és 18. ábra szerinti elrendezést alkalmazzuk a G_1 – G_5 csoportok előállítására.

3.3 12-csatornás rendszer

Egy 12-csatornás rendszer előállításához vegyük először a 3.2 szakaszban tárgyalt módszer alkalmazását, de csak az E_1 előcsoport előállítására szorítkozva. Ebben az esetben viszonylag nagy működési frekvenciához, mégpedig 192 kHz-es mintavételi frekvenciához jutunk.

Ha mégis az eredeti 24 kHz-es mintavételi frekvenciából indulunk ki, lehetséges – amint azt a 2.4 szakaszban említettük – hogy a 12-csatornás előcsoportot a lehető legkisebb végleges mintavételi frekvenciával állítsuk elő és mindjárt azt a követelményt is figyelembe vegyük, hogy a modulátoroknak csak +1-gyel, -1-gyel és 0-val való szorzást kelljen végeznük. Nem tartjuk szükségesnek, hogy ezeket egyenként tárgyaljuk, mert a 60-csatornás rendszer példáján már részletesen bemutattuk őket. Így a 19. ábrán bemutatjuk egy lehetséges megoldás kapcsolási vázlatát. Az F_0 -típusú szűrő természetesen ugyanaz, mint a 2. ábrán. A 20. ábrán egyrészt azokat a frekvenciatartományokat adtuk meg, amelyekre az F_7 – F_{13} -típusú szűrők áteresztő- és zárótartománybeli követel-

ményeit elő kell írni, másrészt pedig a 12-csatornás E előcsoporthoz, amely most a végleges csoport, spektrumeloszlását is megadtuk.

A 19. ábra szerinti megoldásra is egész sor kiviteli lehetőség van. Ezek közül megint csak azok érdekesek, melyeknél irányszűrőket alkalmazhatunk. A megfelelő módosításokat, amiket ilyen esetekben a 19. ábra kapcsolásán végre kell hajtani, a 21. ábra mutatja. Az F_{10} - és F_{11} -típusú szűrők áteresztő- és zárótartománya értelemszerűen ugyanaz, mint az F_{10} - és F_{11} -típusú szűrőé. Így az $A_1^{(9)} + A_{11}^{(9)}$, $A_2^{(9)} + A_3^{(9)}$ és $A_7^{(9)} + A_{10}^{(9)}$ jeleket digitális hullámszűrők alkalmazásával állíthatjuk elő, az $A_3^{(9)}$, $A_4^{(9)}$, $A_6^{(9)}$, $A_8^{(9)}$, $A_9^{(9)}$ és $A_{12}^{(9)}$ jeleket viszont ugyanúgy állítjuk elő, mint korábban. Ezután az összes jelet újra össze kell adni az E előcsoporthoz kialakítása érdekében.

3.4 Sávonkívüli jelzés és pilotfrekvenciák

Ha egy FDM-rendszert sávonkívüli jelzésrendszerrel kell ellátni, tudvalevőleg egy 3850 Hz-es (ill. 3825 Hz-es) jelzőhangot kell megfelelő módon bevezetni. A 3.2 és 3.3 szakaszban leírt eljárásoknál ehhez egy 4150 Hz-es (vagy 4175 Hz-es) hangot kell közvetlenül az F_0 -típusú szűrő után beadni. Tehát ennek a szűrőnek csillapításpólussal kell rendelkeznie ennek a frekvenciának a környezetében; erre PCM/FDM-átalakításnál van szükség, hangfrekvenciás/FDM-átalakításnál azonban nem feltétlenül szükséges, hogy az analóg szűrőnek, amelyik a bemeneti mintavételezést megelőzi, megfelelő csillapításpólusa legyen.

Ha a legkisebb áteresztő tartományú (4–8 kHz) sáváteresztő szűrő digitális hullámszűrő, ismét egyszerűsítéseket érhetünk el, ha ezt irányszűrőként alkalmazzuk. Ha tehát az F_0 -típusú szűrőt úgy alakítjuk át F_0 -típusú szűrővé, hogy továbbra is megmarad az említett csillapításpólus, komplementer bemeneti kapcsa alkalmas arra, hogy ott iktassuk be a jelzőhangot, mert akkor egy bizonyos szűrőhatás automatikusan adott. A megfelelő elrendezést csupán az A_1 csatorna esetére a 22.a) ábra mutatja.

Egy másik megoldás, amelyik nyilvánvalóan jobb, mint az előbbi, abban áll, hogy egy járulékos F_3 -típusú szűrőt teszünk be közvetlenül az F_0 -típusú szűrő után. Ha az F_3 -típusú szűrő digitális hullámszűrő, amint azt a 22.b) ábrán feltételezzük, az irányszűrőként alkalmazható, amelyik a jelzést átengedi, a tulajdonképpeni átviteli utat pedig lezárja. Ily módon egy pontosan behatárolt jelzőcsatorna egyszerűen realizálható.

A korábban a 2.1 szakaszban adott magyarázatok arra vonatkozóan, hogy az adás és vételirányban ugyanazok az elrendezések alkalmazhatók, az éppen tárgyalt jelzőáramkörökre is érvényesek. Végül ezek az imént említett lehetőségek pilotjelek be- és kicsatlására is alkalmazhatók.

Meg kell még említenünk, hogy az ábrák tömbvázlatain alkalmazott elemek, azaz a szűrők, a modulátorok, a mintavételi frekvenciát többszörözők, az összegezők (+) és az előjelfordítók ($\pm$) önmagukban ismertek. Digitális szűrőknek leginkább az ismert digitális hullámszűrők felelnek meg, mert konfigurációjuk és kapcsolási vázlatuk alapján közvetlenül ekvivalens LC-tagokból megvalósíthatók, és így teljes

mértékben rendelkeznek az LC-tagok, és pedig főként az ekvivalens LC-elágazó áramkörök tulajdonságaival, továbbá az irányszűrők tulajdonságaival is rendelkeznek. A digitális hullámszűrők felépítése és működési módja pl. a 2 027 303 és a 2 263 087 számú NSZK-beli szabadalmi leírásokból ismertek. További szűrő elemekként olyan szűrőkapcsolások jöhetnek szóba, melyek kapcsolt kapacitásokból állnak, és éppúgy alkalmasak arra, hogy mintákból álló jeleket feldolgozzanak. Az ilyenfajta szűrőkre az angol szaknyelvben a „switched-capacitor-filters” kifejezést vezették be, amire az előzőekben már utaltunk. Ilyen szűrőkről szóló leírás pl. a G. Biorci által kiadott „Network and Switching Theory” c. könyvben és abban is a „Resonant Transfer Circuits” c. fejezetben (382–446. oldal) található (Academic Press, New York, 1968.).

Figyelembe kell továbbá vennünk, hogy a kiviteli példák mindenekelőtt számadataikat tekintve olyan rendszerek alapulnak, melyeknél az eredeti hangfrekvenciás jel sávzélessége kb. 4 kHz, azaz amelyek az FDM-rendszerek jelenleg szokásos feldolgozási raszterének megfelelnek. Ha a megadott kapcsolásokat olyan rendszerekben kell alkalmaznunk, melyeknek más a csatorna sávzélességük, akkor a mintavételi alapfrekvenciát tekintve ezeket a számokat meg kell változtatni a megadott szorzótényezőknek megfelelően.

Az is látható, hogy a kiviteli példában éppen az F_0 -típusú szűrő a tulajdonképpeni csatornaszűrő, és ezáltal az a szűrő is, amelyikre minden átviteli rendszerben a legszigorúbb követelményeket kell előírni. Azonban éppen ezt a szűrőt digitális úton úgy valósítjuk meg, hogy ez a rendszerben lehetséges legkisebb mintavételi frekvenciával dolgozik, miáltal a kapcsolástechnikai ráfordítás a legkisebb értéken tartható, ami az ilyen szűrők integrált előállításánál is jelentős. A könnyű érthetőség kedvéért utalunk még arra a tényre, hogy mintákat feldolgozó szűrőknek – ilyenek például a digitális szűrők – olyan záró ill. áteresztő tulajdonságaik, azaz általánosan olyan szűrőkarakterisztikájuk van, amelyik tükörszimmetrikus az $F/2$ frekvenciára, és periodikus az F frekvenciával, ahol F frekvencia a mintavételi frekvencia. Léteznek ezért további, nem kívánatos áteresztő tartományok is, melyeknek a fellépése ott nem kívánatos, ahol a digitális szűrőnek ez a tulajdonsága a teljes rendszer átviteli tulajdonságaiban zavarokat okozhat. Emiatt az egyes átviteli utakban az F_0 -típusú szűrő után kapcsolt szűrők úgy vannak elrendezve, hogy zárótartományaik lefedik az F_0 -típusú szűrő zavaró áteresztő tartományait, és ezért a mintavételi frekvenciákat mindig lépésenként úgy növeljük, hogy ezt a követelményt kielégíthessük. Ezzel egyidejűleg mindig megfelelően növekszik az együtt kiválasztandó beszédcsatornák száma is.

Továbbá a kiviteli példákban a jelenlegi PCM-rendszereknél szokásos 8 kHz-es standard mintavételi frekvencia szerepel. Ebben a vonatkozásban is meg kell a számértékeket és a hozzájuk tartozó tényezőket változtatni, ha más standard mintafelvételi frekvenciájú PCM-rendszerekkel kell a találmányt alkalmaznunk. Az itt megadott kapcsolási elrendezés mindig lehetővé teszi, hogy a vivőfrekvenciás átviteli rendszerek frekvenciatartományaiából ill. a hozzájuk tar-

tozó áramkörökről közvetlenül áttérünk PCM-rendszerekre ill. az azokhoz tartozó áramkörökre és viszont, anélkül, hogy az egyes csatornákat a vivőfrekvenciás átviteli tartományból le kelljen bontani a hangfrekvenciás tartományba és a PCM-rendszerben újra fel kelljen építeni nagyobb számú egyedi csatorna átviteléhez. Az ilyen tulajdonságú áramköröket transzmultiplexereknek is fogjuk nevezni.

Mint már említettük, azokon az ábrákon, amelyeknél fontos, a jobb áttekinthetőség érdekében 10 közvetlenül megadtuk a frekvenciaosztást, a spektrumeloszlást, valamint a szűrők záró- és áteresztő tartományának fekvését. A jelek helyzete emellett közvetlenül összhangban van a szintén bemutatott jelfolyamatábrával. Emiatt az egyszerűbb ábrázolás 15 érdekében kifejezetten azokra a mellékelt ábrákra fogunk utalni, amelyeken már minden fontos adat részletesen szerepel.

Részletezve, a 2. ábra azt mutatja, hogyan lehet pl. az 1. ábrán szemléltetett két A_1 és A_2 csatornát 20 összefogni. 8 kHz-es mintavételi frekvenciából kiindulva mindkét A_1 és A_2 csatorna mintavételi frekvenciáját a háromszorosára, azaz 24 kHz-re növeljük 1 ill. 2 háromszorozóval. Ezután mindegyik A_1 ill. A_2 csatornánál egy F_0 -típusú 3 ill. 4 szűrő következik, majd 25 ezt követően az A_2 csatornánál minden második minta előjelét megfordítjuk egy 5 előjelfordítóval, és mindkét csatornánál kétszeresére, azaz 48 kHz-re növeljük egy-egy 6 ill. 7 kétszerezővel a mintavételi frekvenciát. Ezután F_1 -típusú 8 ill. 9 szűrőre csatlakozunk, ezt pedig a 16 kHz-es (=48/3) moduláló frekvenciával dolgozó 10 ill. 11 modulátor követi. Ehhez kapcsolódik az F_2 -típusú 12 ill. 13 szűrő, és mielőtt a csatornákat a 15 összegezőben összefognánk egy 2-csatornás B_1 alcsoporttá, az A_1 csatorna minden 35 második mintájának az előjelét megfordítjuk egy 14 előjelfordítóval.

Az F_0 -típusú szűrő áteresztő tartománya 4 kHz és 8 kHz között van, az F_1 - és F_2 -típusú szűrők úgy vannak méretezve, hogy egyrészt az F_0 -típusú szűrő 40 zavaró áteresztő tartományait az F_1 - és F_2 -típusú szűrők zárócsillapítása lefedi, és mindjárt az előjelfordítást illetően is ügyelünk arra, hogy a B_1 alcsoporttá való összefogásnál a csatornák a megfelelő helyre kerüljenek, azaz fordított fekvésben 8 kHz és 16 kHz 45 közé és normál fekvésben 32 kHz és 40 kHz közé.

A 3. ábrán látható áramkör hasonlóan működik, mint a 2. ábra szerinti. Itt azonban a 16 kHz-es modulációt 18 modulátorral csak a jelek 17 összegezővel történt összefogása után végezzük, és $\tilde{F}_2$ -típusú 19 50 szűrőt kapcsolunk a 18 modulátor mögé. A 2. ábra 14 előjelfordítójának a 3. ábrán a 16 előjelfordító felel meg. Hasonló a 4. ábra áramköre is, ahol a 48 kHz-es jeleket az $\tilde{F}_1$ és $\tilde{F}_2$ átviteli függvényeket megvalósító 22 irányszűrőre kapcsoljuk, s ennek kimenetéhez 55 csatlakozik a 23 modulátor, majd az $\tilde{F}_2$ -típusú 24 szűrő. A 2. ábra 6 és 7 kétszerezőinek a 4. ábra 20 és 21 kétszerezői felelnek meg.

Az 5., 5.a) és 6. ábrán 4-csatornás alcsoportok 2-csatornás alcsoportokból való előállítására szolgáló 60 kapcsolások vannak. Példaként az 1. ábrán szemléltetett két 2-csatornás B_2 és B_3 alcsoportot választottuk, amelyeket 4-csatornás C_1 alcsoporttá fogunk össze. Az 5. ábrán mindkét B_2 és B_3 alcsoport mintavételi frekvenciáját megkétszerezük 26a ill. 26 65

kétszerezővel 48 kHz-ről 96 kHz-re, ezután a korábbi kiviteli alakoknak megfelelően F_1^2 -típusú 28 ill. 27 szűrő következik. A B_3 alcsoportnál mindjárt a bemeneten, a kétszerezés előtt előjelfordítás történik 25 előjelfordítóval. A 28 ill. 27 szűrő után egy-egy 32 kHz-es (=96/3) 29 ill. 30 modulátor csatlakozik. Majd F_2^2 -típusú 32 ill. 31 szűrő következik, a B_2 alcsoport ágában előjelfordítás 33 előjelfordítóval, és a két ágat összevágó 34 összegező.

A spektrum- és frekvenciakiosztásnak megfelelően tehát a 2-csatornás B_2 alcsoport 4. és 3. csatornája és a 2-csatornás B_3 alcsoport 6. és 5. csatornája a 4-csatornás C_1 alcsoportban fordított helyzetben a 16 kHz-es és 32 kHz-es frekvencia között fekszik, illetve normál helyzetben a 48 kHz-es frekvenciára tükörszimmetrikusan a 64 kHz-es és 80 kHz-es frekvencia között.

Az 5.a) ábrán a B_2 és B_3 alcsoport ágának összefogása 36 összegezővel azután történik, hogy a B_2 alcsoport ágában az előjelfordítást 35 előjelfordítóval végrehajtottuk. Az összefogás után következik a 32 kHz-es moduláció, úgyhogy itt is (vö.: a 3. ábrával) csak egy 37 modulátorra van szükség, amely után az $\tilde{F}_2^2$ -típusú 38 szűrő van kapcsolva, amelynek kimenetén jelenik meg a 96 kHz-es mintavételi frekvenciával a 4-csatornás C_1 alcsoport.

A 6. ábra kiviteli példájában először a 2-csatornás B_3 alcsoportnál végezzük el az előjelfordítást 39 előjelfordítóval, majd a két B_2 és B_3 alcsoport mintavételi frekvenciáját megkétszerezve 96 kHz-re növeljük 41 és 40 kétszerezőkkel, és összefogásuk egy egymással komplementer $\tilde{F}_1^2$ és $\tilde{F}_2^2$ átviteli függvényeket megvalósító 42 irányszűrőben történik. A 42 irányszűrő kimenetére 42a modulátor és 42b szűrő csatlakozik, hasonlóan az 5.a) ábrához.

A 7., 7.a) és 8. ábrán a 8-csatornás D_1 alcsoport C_1 és C_2 alcsoportokból való előállítására találunk kiviteli példákat, a D_1 alcsoport az összefogás után 192 kHz-es mintavételi frekvenciával jelenik meg. A 7. ábrán először a C_2 alcsoportnál előjelfordítást végzünk 43 előjelfordítóval, majd a mintavételi frekvenciát 45 ill. 44 kétszerezővel 192 kHz-re növeljük, s ezután mindkét ágban F_1^4 -típusú 46 ill. 47 szűrő következik. Ezután egy 64 kHz-es (=192/3) moduláló frekvenciával működő 49 ill. 48 modulátor következik, ami után mindkét ágban F_2^4 -típusú 50 ill. 51 szűrő van kapcsolva. A 4-csatornás C_1 alcsoport ágába az 53 összegező előtt még egy 52 előjelfordító van beiktatva. Ezáltal a 8-csatornás D_1 alcsoport 10.-3. csatornája a 96 kHz-es frekvenciára tükörszimmetrikusan a 32 kHz-es és 64 kHz-es frekvenciák között fordított fekvésben a 128 kHz-es és 160 kHz-es frekvencia között pedig normál fekvésben jelennek meg.

Ez a 7.a) ábra kapcsolására is érvényes, ahol a C_1 alcsoportnál az 54 előjelfordító közvetlenül az 55 összegező előtt van elhelyezve, és ezután mindkét ágat közösen vezetjük rá a 64 kHz-es moduláló frekvenciával működő 56 modulátorra. Az 56 modulátor után az $\tilde{F}_2^4$ -típusú 57 szűrő következik.

A 8. ábra egy olyan kapcsolást mutat, amelyiknél az összefogáshoz egy egymással komplementer $\tilde{F}_1^4$ és $\tilde{F}_2^4$ átviteli függvényeket megvalósító 61 irányszűrőt alkalmazunk, amelynek kimenetére 62 modulátor és 63 szűrő kapcsolódik, hasonlóan a 7.a) ábrához. A C_2 alcsoport ágában itt először 58 előjelfordítót iktatunk

be, majd a mintavételi frekvencia 60 ill. 59 kétszeresével 192 kHz-re való megnövelése után a C_1 alcsoport ágát az $\tilde{F}_1$ átviteli függvényű szűrőrészre, a C_2 alcsoport ágát pedig az $\tilde{F}_1^4$ átviteli függvényű szűrőrészre vezetjük.

A 9. és 10. ábra áramköreivel az 1. ábra szerinti külső 2-csatornás B_1 és B_6 alcsoportokat lehet összefogni. A 9. ábrán a szaggatott vonal azt mutatja, hogy ugyanazokat az áramköröket használjuk, mint az 5. ábrán a B_2 és B_3 alcsoport ágának megfelelő 10 pontjai között. Ennek megfelelően ezeket a pontokat a 9. ábrán $B_1^{(4)}$ és $B_6^{(4)}$ jelöli. A B_1 és B_6 alcsoportnál először előjelfordítást hajtunk végre 64 és 65 előjelfordítókkal, majd a mintavételi frekvenciát 67 és 66 kétszeresítővel 192 kHz-re növeljük, és ezután az F_3 típusú 68 és 69 szűrők következnek. A 71 összegező előtt a 2-csatornás B_1 alcsoport ágába 70 előjelfordító helyezünk el. Ha még a 8-csatornás D_1 alcsoportot is bevezetjük a 71 összegezőbe, a kimeneten a 12-csatornás E_1 előcsoportot kapjuk. Az F_3 -típusú 20 szűrő áteresztő- és zárótartományai szimmetrikusak a 96 kHz-es frekvenciára, ezért az E_1 előcsoportban a megfelelő csatornák 24 kHz és 72 kHz között fordított, 120 kHz és 168 kHz között pedig normál fekvésben jelennek meg.

A 10. ábrán a 9. ábra szerinti két F_3 -típusú 68 és 69 szűrőt egy egymással komplementer $\tilde{F}_3$ és $\tilde{F}_3^4$ átviteli függvényeket megvalósító 74 irányszűrő helyettesíti. A 9. ábra 67 és 66 kétszeresítőinek a 10. ábrán a 72 és 73 kétszeresítők felelnek meg. A 74 irányszűrő után kapcsolt 75 összegező kimenetén már a teljes 12-csatornás E_1 előcsoport jelenik meg, ha a 75 összegezőre a 8-csatornás D_1 alcsoportot is ráadjuk.

A 11–13. ábrákon olyan modulációs sémákat mutatunk be, amelyekkel a 192-kHz-es mintavételi 12-csatornás E_1 , E_3 ill. E_5 előcsoportot 576 kHz-es mintavételi 12-csatornás G_1 , G_3 ill. G_5 csoporttal alakíthatjuk. Ehhez mindhárom esetben háromszorozzuk a mintavételi frekvenciát, mégpedig a 11. ábrán 76 háromszorozóval közvetlenül az F_4 -típusú 77 szűrő előtt, amelynek kimenetén a G_1 csoport jelenik meg. A 12. ábrán a 78 előjelfordító után van a 79 háromszorozó, majd az 576 kHz-es mintavételi F_5 -típusú 80 szűrő következik, mely utóbbi kimenetén a G_3 csoport jelenik meg. A 13. ábrán az E_5 előcsoport és a G_5 csoport között sorban 81 előjelfordító, 82 háromszorozó, F_4 -típusú 83 szűrő és 84 előjelfordító van beiktatva. Az F_4 és F_5 -típusú szűrők áteresztő- és zárótartományai szimmetrikusak a 288 kHz-es frekvenciára, és így a G_1 csoportban 312 kHz és 360 kHz között egyenes, 216 kHz és 264 kHz között pedig fordított fekvésben, a G_3 csoportban 408 és 456 kHz között egyenes, 120 kHz és 168 kHz között pedig fordított fekvésben, végül a G_5 csoportban 504 kHz és 552 kHz között egyenes, 24 kHz és 72 kHz között pedig fordított fekvésben jelennek meg a megfelelő csatornák.

A 14. és 15. ábra áramköreinél a 12-csatornás E_2 ill. E_4 előcsoportokat tesszük át a 12-csatornás G_2 ill. G_4 csoportokká, melyeknek szintén 576 kHz a mintavételi frekvenciájuk. Ehhez a 85 ill. 87 modulátornál 144 kHz-es moduláló frekvenciát alkalmazunk, a 85 ill. 87 modulátor után pedig F_6 -típusú 86 ill. 88 szűrő következik. A 14. ábrán a szaggatott vonal azt jelöli, hogy ott ugyanazt az áramköri részt alkalmazzuk,

mint a 13. ábrán az E_5 előcsoport G_5 csoporttá való áttevésénél, a 15. ábrán lévő szaggatott vonal pedig azt mutatja, hogy ott ugyanaz az áramköri rész szerepel, mint a 11. ábrán az E_1 előcsoport G_1 csoporttá való áttevésénél. A 15. ábrán a 88 szűrő után még egy 89 előjelfordító is van. Az F_6 -típusú szűrő karakterisztikája is tükörszimmetrikus a 288 kHz-es frekvenciára, így a 12-csatornás G_2 csoportban a csatornák normál helyzetben a 360 kHz-es és 408 kHz-es frekvenciák között, fordított fekvésben pedig a 168 kHz-es és 216 kHz-es frekvenciák között jelennek meg, a 12-csatornás G_4 csoportnál pedig normál fekvésben 456 kHz és 504 kHz között és fordított fekvésben 72 kHz és 120 kHz között.

A 16. ábra szerint a 60-csatornás SG főcsoportot úgy kapjuk, ha az öt 12-csatornás G_1 – G_5 csoportot egy 90 összegezővel összefogjuk, s így a teljes SG főcsoport csatornái normál fekvésben 312 kHz és 552 kHz között ill. fordított fekvésben 24 kHz és 264 kHz között jelennek meg.

A 17. és 18. ábrán mutatjuk be a 12-csatornás G_1 – G_5 csoportok irányszűrőkkel való előállítását a 12-csatornás E_1 – E_5 előcsoportokból. A 17. ábra áramkörénél először E_1 és E_5 előcsoport mintavételi frekvenciáját 93 és 94 háromszorozóval 576 kHz-re növeljük, majd E_1 előcsoport ágát a 95 irányszűrő $\tilde{F}_4$ átviteli függvényű szűrőrészére vezetjük, az E_5 előcsoport ágát pedig az $\tilde{F}_4$ átviteli függvényű szűrőrészre. A 12-csatornás E_3 előcsoportot 91 előjelfordító és a mintavételi frekvenciát megnövelő 92 háromszorozón keresztül 96 irányszűrő $\tilde{F}_5$ átviteli függvényű szűrőrészére vezetjük. A 95 irányszűrő kimenete a 96 irányszűrő $\tilde{F}_5$ átviteli függvényű szűrőrészének bemenetére van kötve. A 96 irányszűrő kimenetén megjelenik az összefogott G_1 , G_3 és G_5 csoport a 11–13. ábra kapcsán már ismertetett frekvenciafekvésben, így tehát aszerint kell az irányszűrők szűrőkarakterisztikáját is realizálni.

A 18. ábra kapcsolásánál először a 12-csatornás E_2 előcsoport előjelfordítása történik meg 97 előjelfordítóval. A 12-csatornás E_2 és E_4 előcsoportnál háromszorosára növeljük 98 és 99 háromszorozókkal a mintavételi frekvenciát, majd a jeleket F_4 -típusú 101 ill. 100 szűrőre vezetjük (lásd 11–13. ábrák), amelyek kimenetén a 144 kHz moduláló frekvenciával működő 102 ill. 103 modulátor található. Az E_2 előcsoport ágát ezután a 104 irányszűrő az $\tilde{F}_6$, az E_4 előcsoport ágát pedig $\tilde{F}_6$ átviteli függvényű szűrőrészére vezetjük, így a 104 irányszűrő kimenetén az összefogott 12-csatornás G_2 és G_4 csoport a 14. és 15. ábra szerinti frekvenciahelyzetben jelenik meg.

A 18.a) és 18.b) ábra további lehetőségeket mutat arra, hogyan lehet az E_1 előcsoportot a G_1 csoportba ill. E_5 előcsoportot G_5 csoportba áttenni. Ehhez $\tilde{F}_4$ -típusú 106 ill. 108 szűrőt (lásd 17. ábra) alkalmazunk, amely előtt egy 96 kHz-es ill. 192 kHz-es (96=576/6; 192=576/3) moduláló frekvenciájú 105 ill. 107 modulátor található. Mindkét kapcsolásnál szaggatott vonalak mutatják azt az áramköri részt, amely megegyezik a 12. ábra szerinti, a G_3 csoport E_3 előcsoportból történő előállítására szolgáló résszel. A 18.b) ábra kapcsolásánál a 108 szűrő után még egy 109 előjelfordítót kell tenni.

A 19. ábra alapfelépítését már az előzőekben tárgyaltuk. Ennél a 120 kHz-es mintavételű 12-csatornás E előcsoporthoz összegezéssel nyerjük az előzőleg külön feldolgozott A_1 – A_{12} csatornákból. Az összes A_1 – A_{12} csatornánál először a 8 kHz-es mintavételi frekvenciát 121–110 háromszorozókkal 24 kHz-re hozzuk, és az összes csatorna ágába beteszünk ezután F_0 -típusú 133–122 szűrőket, amelyeknek az áteresztő tartománya 4 kHz és 8 kHz között fekszik. Ezután a mintavételi frekvenciát 151–140 ötször-10 rőzőkkel 120 kHz-re növeljük, de előtte az A_2 , A_4 , A_6 , A_7 , A_9 , és A_{12} csatornáknál 139–134 előjelfordítókkal megfordítjuk minden második minta előjelét. Az A_1 , A_6 és A_{11} csatornáknál ezután F_7 -típ. 152–154 szűrők következnek, az A_2 , A_5 , A_7 , A_{10} és A_{12} csatornáknál F_8 -típ. 155–159 szűrők, az A_3 , A_4 , A_8 és A_9 csatornáknál pedig F_9 -típ. 160–163 szűrők vannak elhelyezve. Ezután 40 kHz-es moduláló frekvenciájú 167–172 ill. 166 modulátorok következnek az A_1 , A_2 , A_4 , A_5 , A_7 , A_8 és A_{10} csatornáknál, az A_{11} csatornánál pedig a 154 szűrő után egy 20 kHz-es 165 modulátor található. Az A_3 , A_6 és A_{12} csatornák a 160, 153 ill. 159 szűrőn való áthadadás után közvetlenül a 185 összegezőre jutnak, az A_9 csatornánál viszont a 163 szűrő után 164 előjelfordító következik. A modulátorokkal ellátott csatornáknál vannak még szűrők, és pedig F_{10} -típusú 173 és 174 szűrő az A_1 és A_{11} csatornában, F_{11} -típusú 175 és 176 szűrő az A_2 és A_{10} csatornában, F_{12} -típusú 177 és 178 szűrő az A_4 és A_8 csatornában, és F_{13} -típusú 179 és 180 szűrő az A_5 és A_7 csatornában. Ezután az A_7 , A_8 , A_{10} és A_{11} csatornáknál még a 184–181 előjelfordítók következnek.

A 20. ábrán látható, hogy az F_7 – F_{13} -típusú szűrők záró- és áteresztő tartományait itt is úgy választottuk meg, hogy a tizenkét csatorna a 60 kHz-es frekvenciára nézve tükröszimmetrikusan, normál fekvésben 8 kHz és 56 kHz között, ill. fordított fekvésben 64 kHz és 112 kHz között jelenik meg.

A 21. ábra szerinti irányszűrők alkalmazási lehetőségeire, mint a 19. ábra szerinti kivitel áramköri változataira, már utaltunk, és arra is, hogy az irányszűrők $\bar{F}_{10}$ és $\bar{F}_{11}$ átviteli függvényű szűrőrészeinek ugyanazok az áteresztő- és zárótartományaik, mint az F_{10} - és F_{11} -típusú szűrőknek. A 21. ábrán látható első kiviteli példánál az A_1 csatornát a 187 irányszűrő $\bar{F}_{10}$ átviteli függvényű szűrőrésze, az A_{11} csatornát pedig az $\bar{F}_{10}$ átviteli függvényű szűrőrésze vezeti, s így a 187 irányszűrő kimenetén a két csatorna összege vehető le. Az A_{11} csatornához bemeneti oldalon a 187 irányszűrő előtt még egy 40 kHz-es moduláló frekvenciájú 186 modulátor csatlakozik. A 21. ábrán bemutatott második kiviteli példánál az A_2 és A_5 csatornát a 188 irányszűrő $\bar{F}_{11}$ ill. $\bar{F}_{11}$ átviteli függvényű szűrőrészeire vezetjük, és a 188 irányszűrő kimenetén a két csatorna összegét vehetjük le. A harmadik bemutatott megoldás az A_{10} és A_7 csatorna összefogását mutatja az $\bar{F}_{11}$ és $\bar{F}_{11}$ átviteli függvényű részeket tartalmazó 189 irányszűrőben, amelynek kimenetére egy 190 előjelfordító csatlakozik. A 21. ábrán alkalmazott 187, 188 és 189 irányszűrők is komplementer átviteli függvényeket realizálnak.

A 22. ábra áramköreit lényegében már tárgyaltuk. Mindkét ábrázolt kivitelben a 4150 Hz-es (4175 Hz-es jelet) (jelzőhangot) közvetlenül, 24 kHz-es mintavételi frekvenciával rávezetjük a 192 ill. 195 irányszűrő megfelelő $\bar{F}_0$ ill. F_8 átviteli függvényű szűrőrészeire. Az A_1 csatornát a mintavételi frekvencia 191 ill. 193 háromszorozóval 24 kHz-re való növelése után a 22. ábra bal oldali áramkörénél közvetlenül a 192 irányszűrő $\bar{F}_0$ átviteli függvényű szűrőrésze bemenetére, a jobb oldali áramkörénél pedig F_0 -típusú 194 szűrőn át a 195 irányszűrő F_8 átviteli függvényű szűrőrésze bemenetére adjuk, úgyhogy a 192 ill. a 195 irányszűrő kimenetén az A_1 csatorna az $A_1^{(1)}$ állapotnak megfelelően jelenik meg.

Szabadalmi igénypontok:

1. Kapcsolási elrendezés hangfrekvenciás jelek frekvenciamultiplex rendszer jeleivé (hangfrekvenciás/FDM-átalakítás) vagy impulzuskódmodulált jelek frekvenciamultiplex rendszer jeleivé (PCM/FDM-átalakítás) történő digitális átalakítására, vagy ezek valamelyikével ellentétes irányú FDM/hangfrekvenciás- illetve FDM/PCM-átalakításra, amely kapcsolási elrendezéshez az átalakítandó jelek korlátozott sávszélességű csatornán át vannak csatlakoztatva, azzal jellemezve, hogy a hangfrekvenciás/FDM- vagy PCM/FDM-átalakításnál, vagy az ellentétes irányú átalakításnál alkalmazott mintavételi alaphangfrekvencia a csatorna ($A_1, \dots, A_{12}$) sávszélességének hatszorosa, és a kapcsolási elrendezésben alkalmazott minden további mintavételi frekvencia a mintavételi alaphangfrekvencia egészszámszöröse, továbbá 4 kHz-es csatorna sávszélesség és 8 kHz-es PCM mintavételi alaphangfrekvencia esetén egy 12-csatornás előcsoporthoz (E) kialakításához tizenkét 8 kHz-es mintavételi frekvenciájú csatornához ($A_1, \dots, A_{12}$) egy-egy a mintavételi frekvenciát 24 kHz-re növelő háromszorozó (110, ... 121) és ezután egy-egy – adott esetben időosztásos üzemmódú – egymással megegyező típusú szűrő (122, ... 133) van csatlakoztatva, ezután a csatornák ($A_1, \dots, A_{12}$) közül néhány csatorna ($A_2, A_4, A_6, A_7, A_9, A_{12}$) ágába minden második minta előjelét megváltoztató előjelfordító (134, ... 139) van beiktatva, majd minden csatorna ($A_1, \dots, A_{12}$) ágába egy-egy a mintavételi frekvenciát 120 kHz-re növelő ötszöröző (140, ... 151) van elhelyezve, és végül a csatornák ($A_1, \dots, A_{12}$) ágai, adott esetben egyes csatornák ($A_1, A_2, A_4, A_5, A_7, A_8, A_{10}, A_{11}$) ágai modulátoron (165, ... 172) és további szűrőn (173, ... 180) keresztül, a 120 kHz-es mintavételi frekvenciájú 12-csatornás előcsoporthoz (E) nyálábóli összegezőhöz (185) vannak csatlakoztatva.

2. Az 1. igénypont szerinti kapcsolási elrendezés kiviteli alakja, azzal jellemezve, hogy a PCM/FDM- vagy az ellentétes irányú FDM/PCM-átalakításnál alkalmazott összes mintavételi frekvencia a frekvenciamultiplex rendszerben használt – például 8 kHz-es – PCM mintavételi alaphangfrekvencia egészszámszöröse.

3. Az 1. vagy 2. igénypont szerinti kapcsolási elrendezés kiviteli alakja, azzal jellemezve, hogy 4 kHz-es átviteli sávszélességű rendszernél az alkal-

mazott mintavételi alaphfrekvencia 24 kHz, illetve a felsőbb frekvenciatartományokban való további átalakítások számára ennek egészszámu többszöröse.

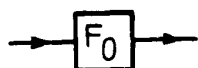
4. Az 1–3. igénypontok bármelyike szerinti kapcsolási elrendezés kiviteli alakja, azzal jellemezve, hogy két-két csatorna ($A_1, A_{11}; A_2, A_5; A_7, A_{10}$) ágai egy-egy irányszűrő (187, 188, 189) közbeiktatásával összefogva vannak az összegezőhöz (185) csatlakoztatva.

5. Az 1–4. igénypontok bármelyike szerinti kapcsolási elrendezés kiviteli alakja, azzal jellemezve, hogy sávonkívüli, például 4150 Hz-es vagy 4175 Hz-es jel bevezetésére egymással komplementer átviteli függvényeket megvalósító irányszűrői (192, 195) vannak, amelyek egyik bemenetére a 24 kHz-es mintavételi frekvenciájú hangfrekvenciás csatorna (A_1), másik bemenetére pedig a sávonkívüli jelet továbbító 24 kHz-es mintavételi frekvenciájú csatorna van csatlakoztatva.

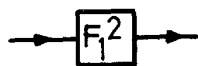
27 rajz, 26 ábra

A kiadásért felel: a Közgazdasági és Jogi Könyvkiadó igazgatója

84.4259 – Zrínyi Nyomda, Budapest



F_0 -típusú szűrő



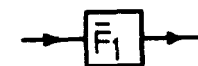
F_1 -típusú, de kétszeres
mintavételi frekvenciájú szűrő



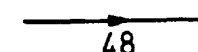
Egy szűrő áteresztő tartománya



Egy szűrő zárótartománya



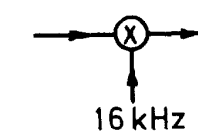
F_1 -típusú szűrőhöz képest
komplementer szűrő



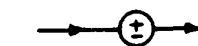
Az adott kapcsolási pont
mintavételi frekvenciája 48 kHz



A mintavételi frekvencia megkétsze-
rezése az új mintavételi pillanatok-
ban zérusok feltöltése útján



Moduláció 16 kHz-cel



Szorzás a (4) egyenletben meghatá-
rozott sorozattal, vagyis minden má-
sodik minta előjelenek megfordításá-
val

1. táblázat

FIG 1

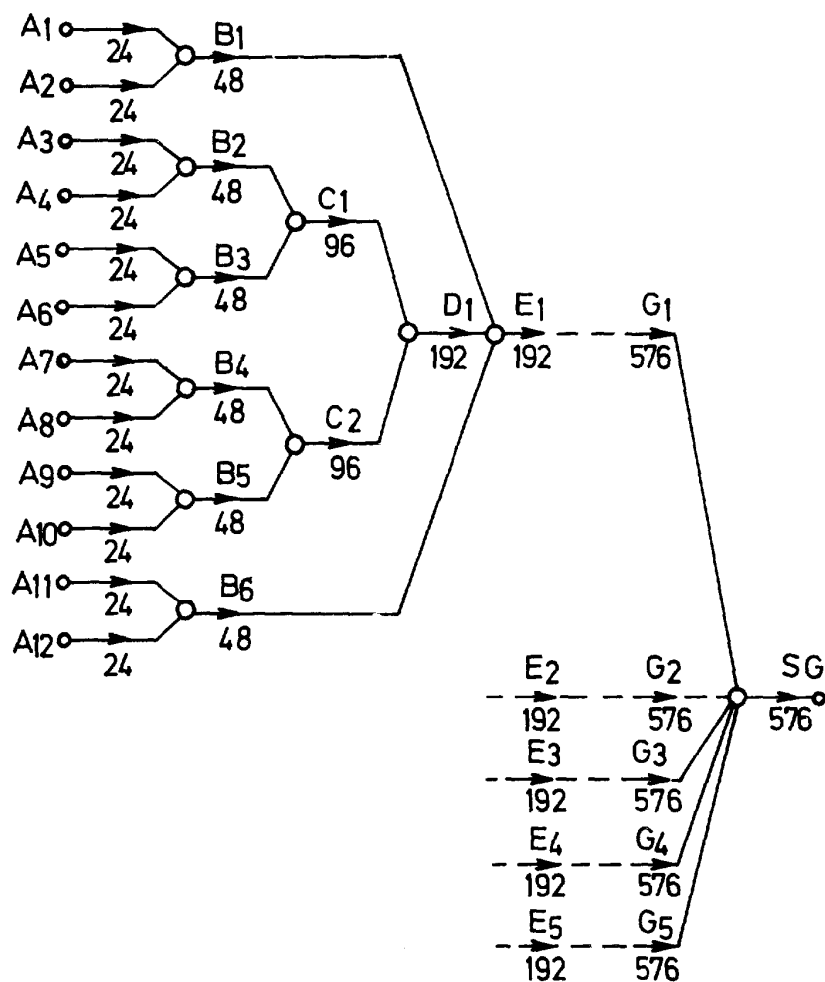


FIG2

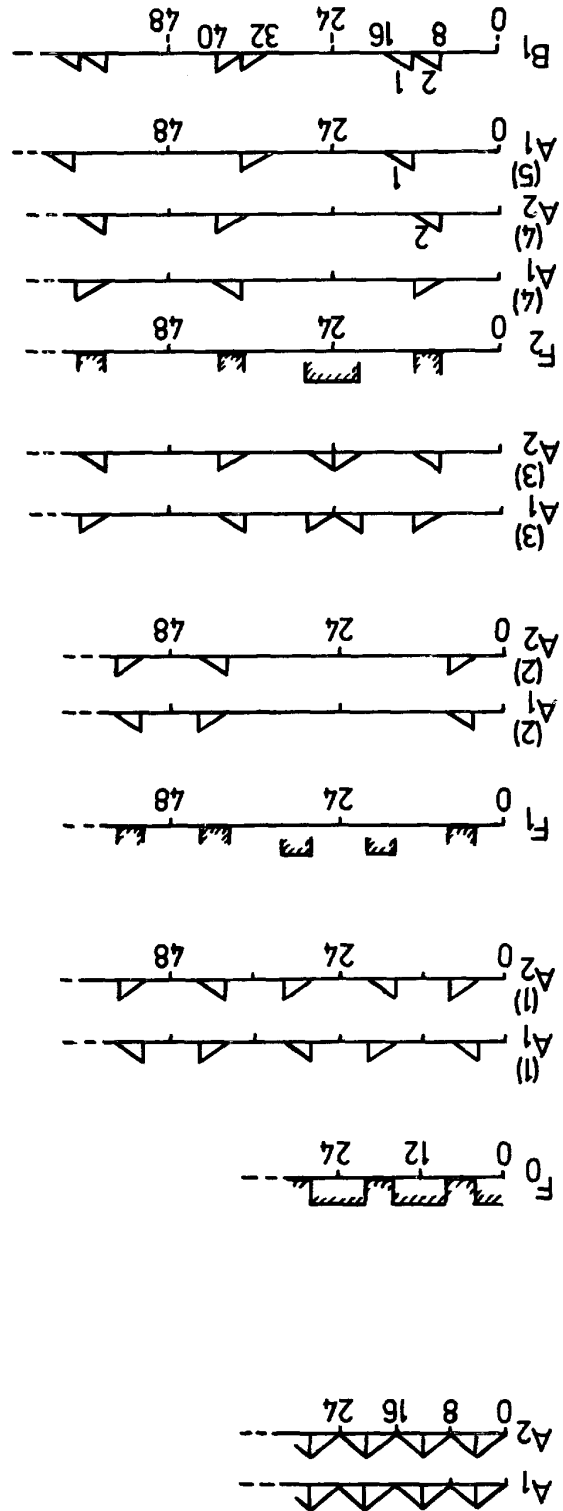
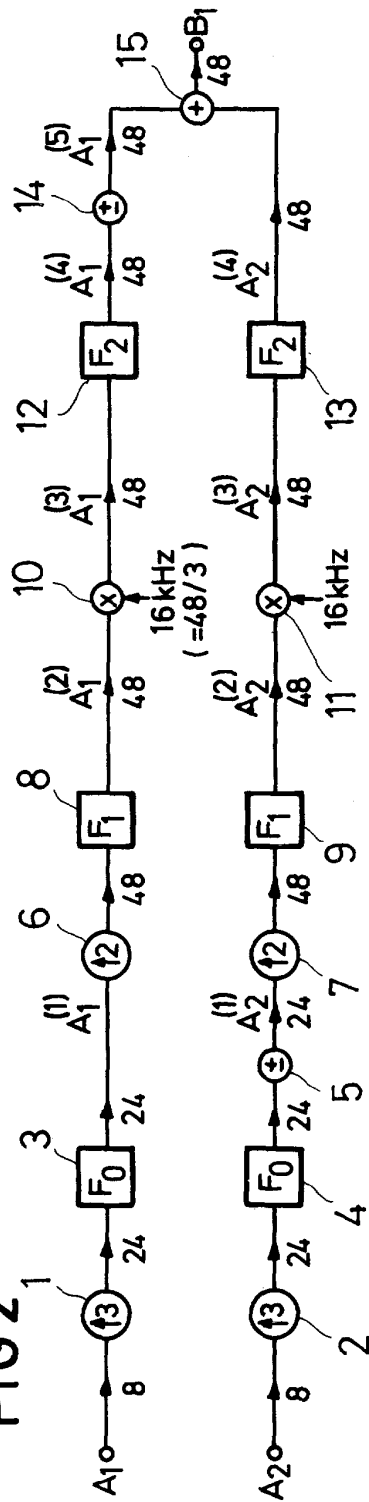


FIG. 2

Block diagram illustrating a signal processing system (FIG. 2). The system takes two inputs, A_1 and A_2 , each with a rate of 8. A_1 is processed by block 16 (labeled with (2) and 48) and then block 17 (labeled with (6) and 48). A_2 is processed by block 17. The outputs of block 16 and block 17 are summed at a junction (labeled with (6) and 48). The result is then multiplied by block 18 (labeled with (2) and 48, and 16kHz ($=48/3$)). The output of block 18 is then processed by block 19 (labeled with (0) and 48, and F_2) to produce the final output B_1 with a rate of 48.

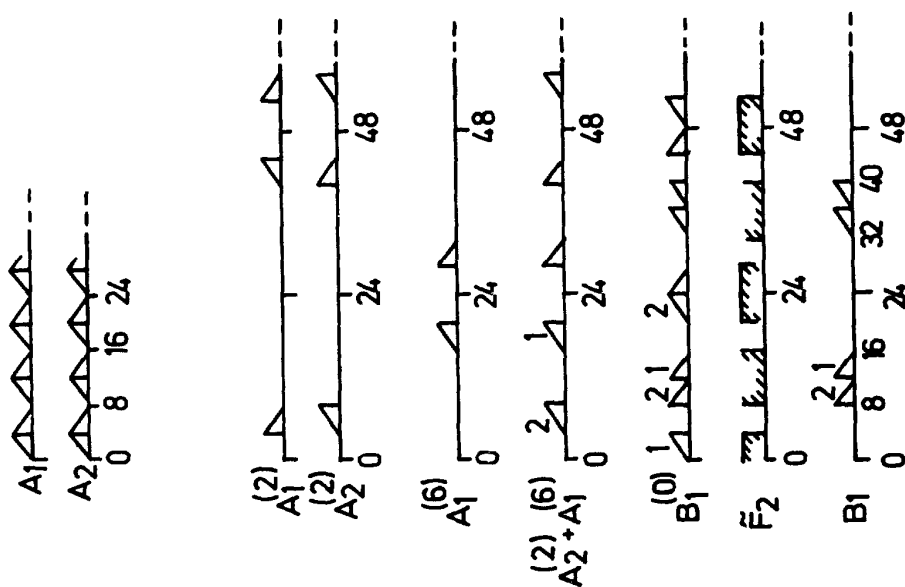


FIG 4

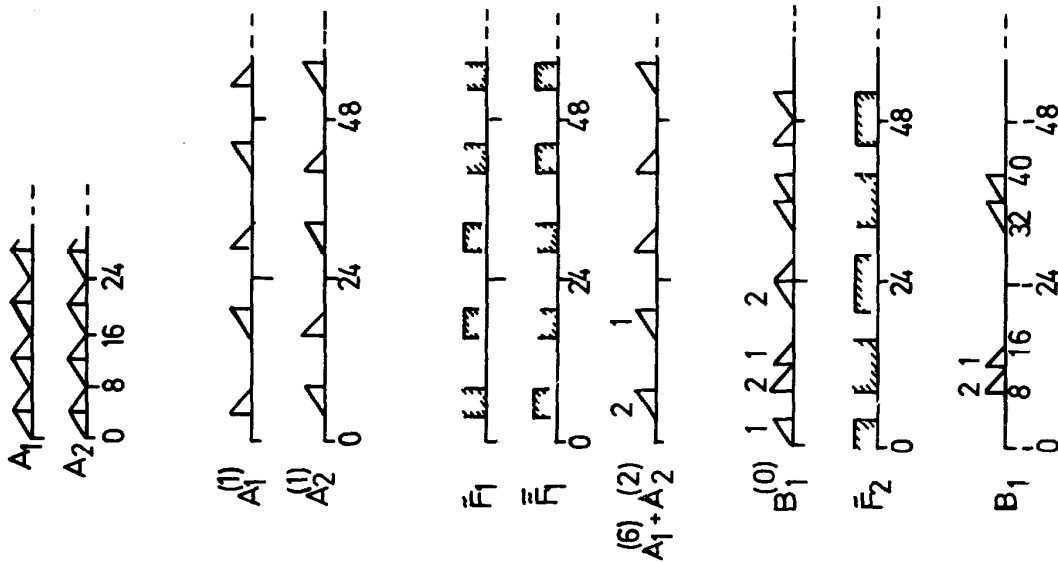
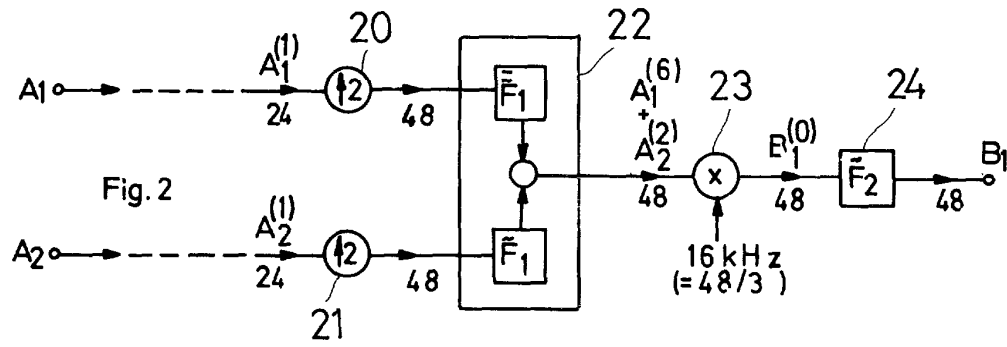


FIG 5

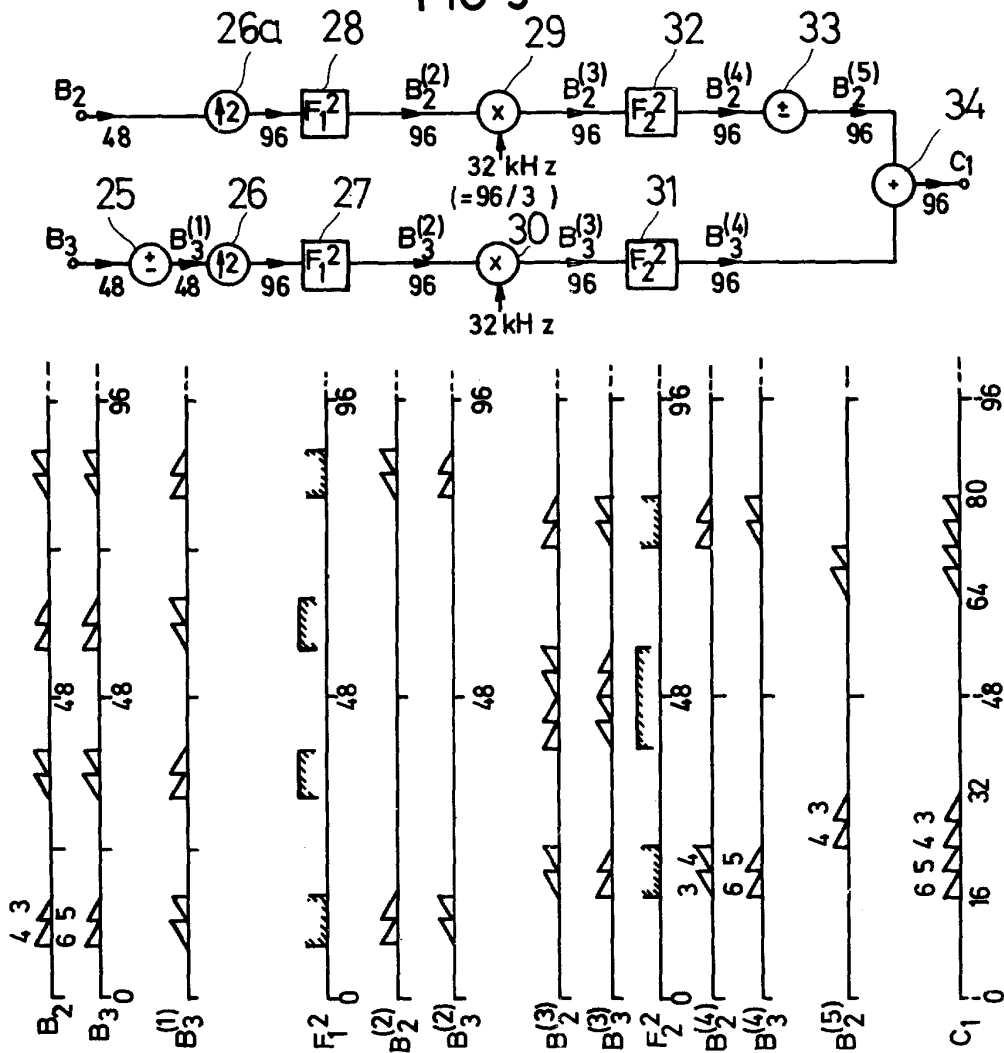
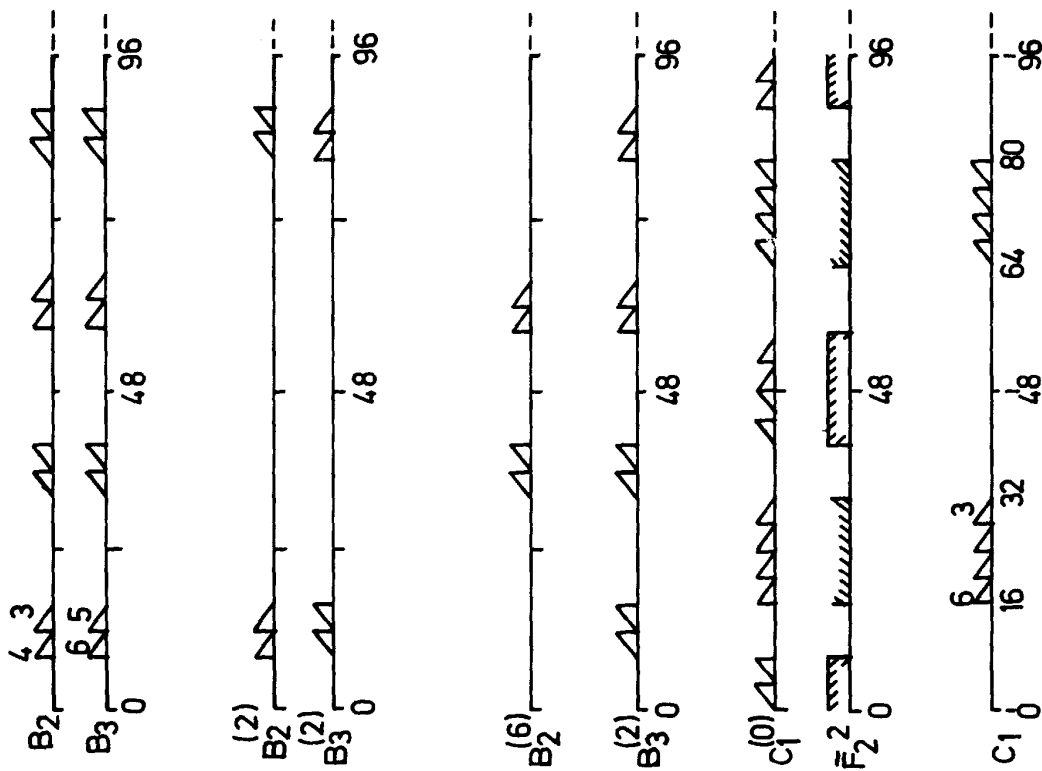
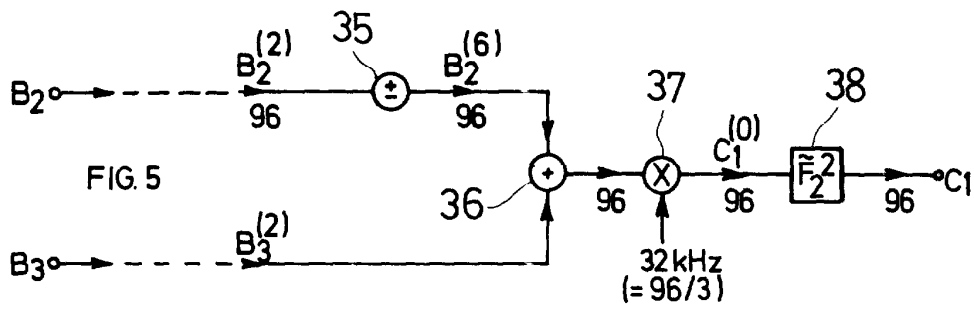


FIG 5a



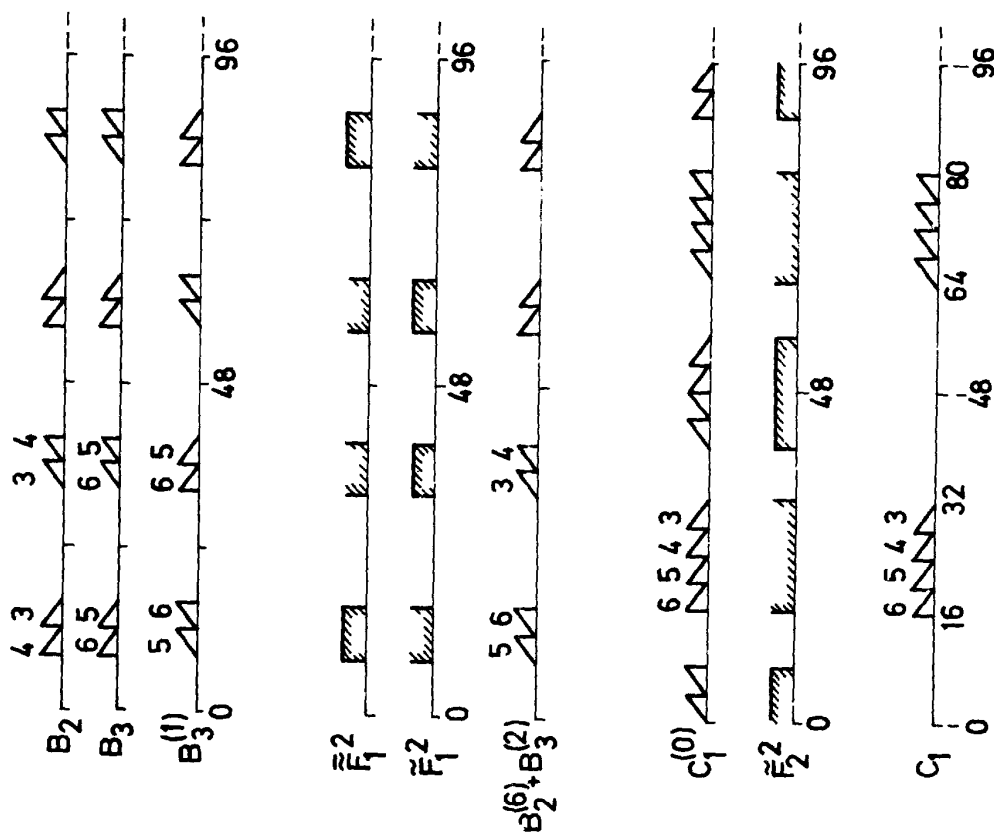


FIG 7

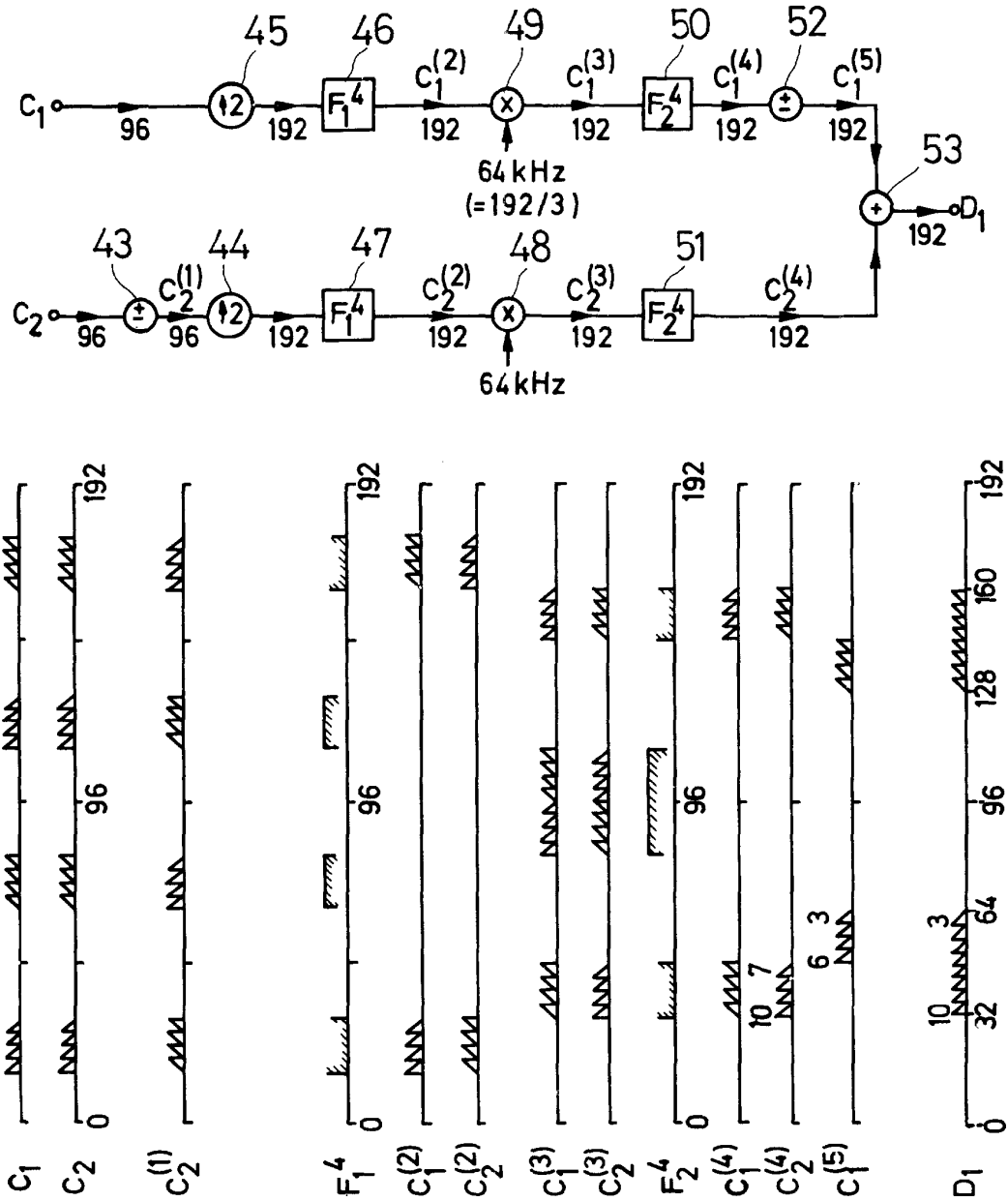
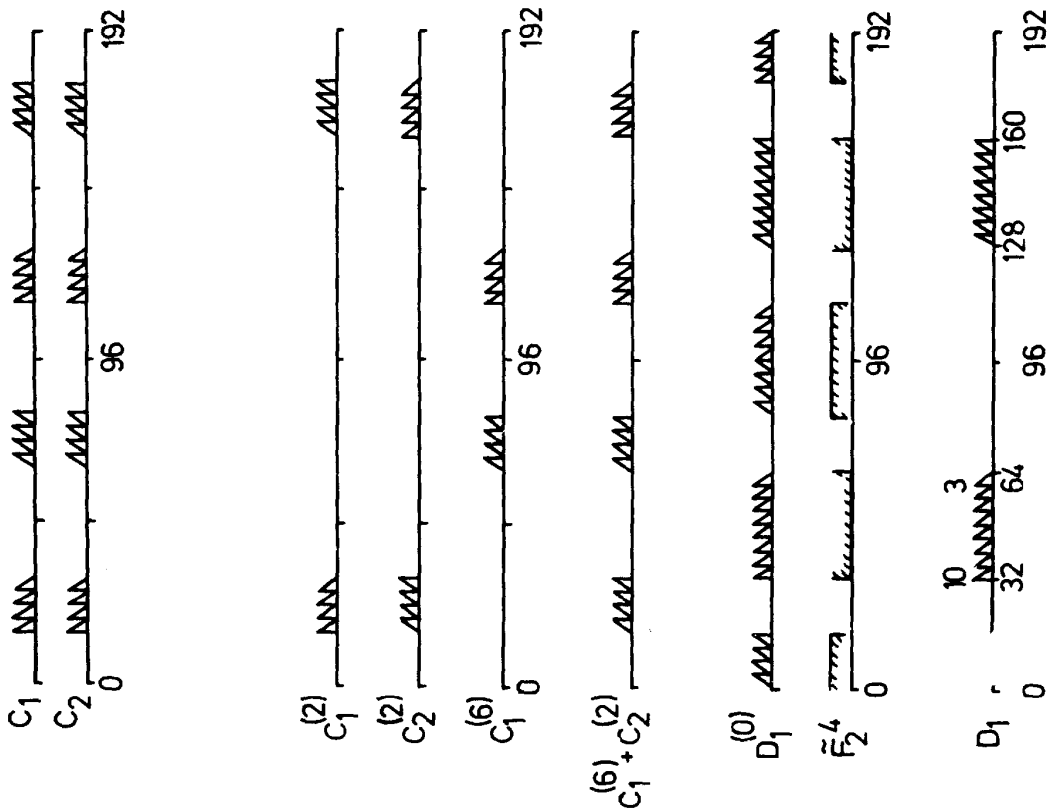
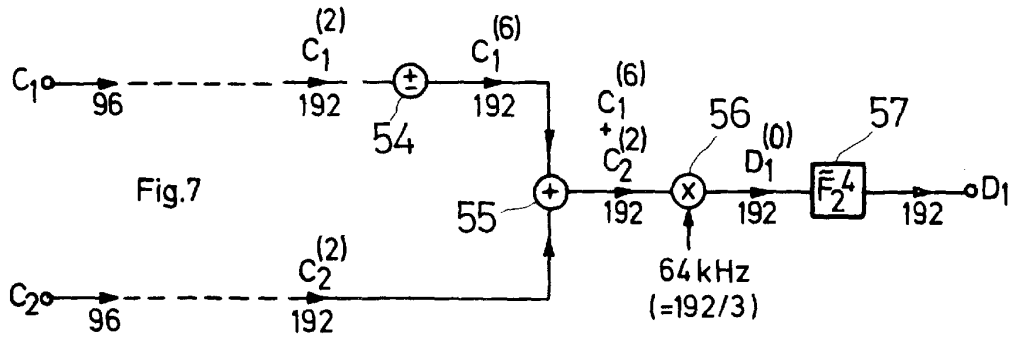
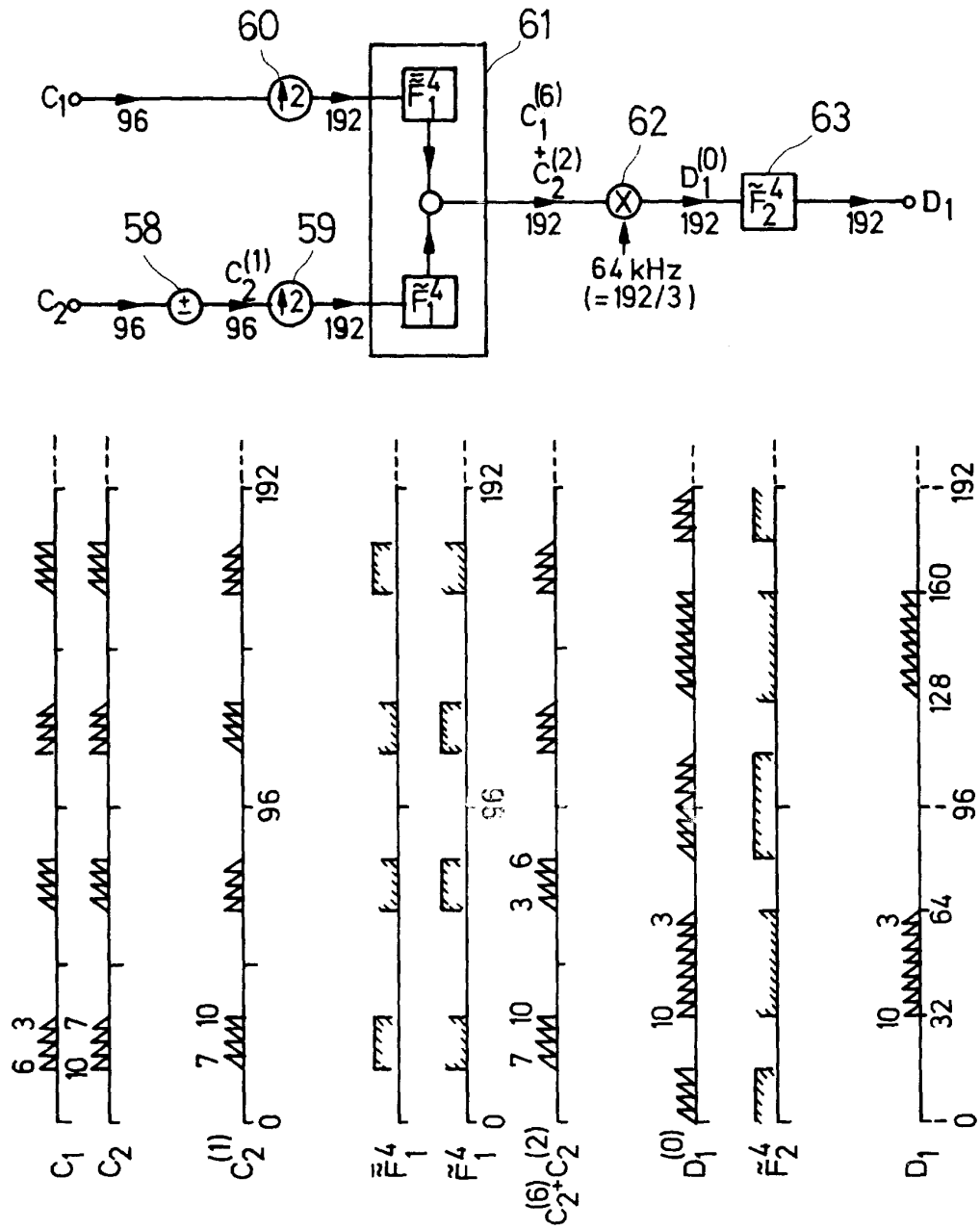


FIG 7a



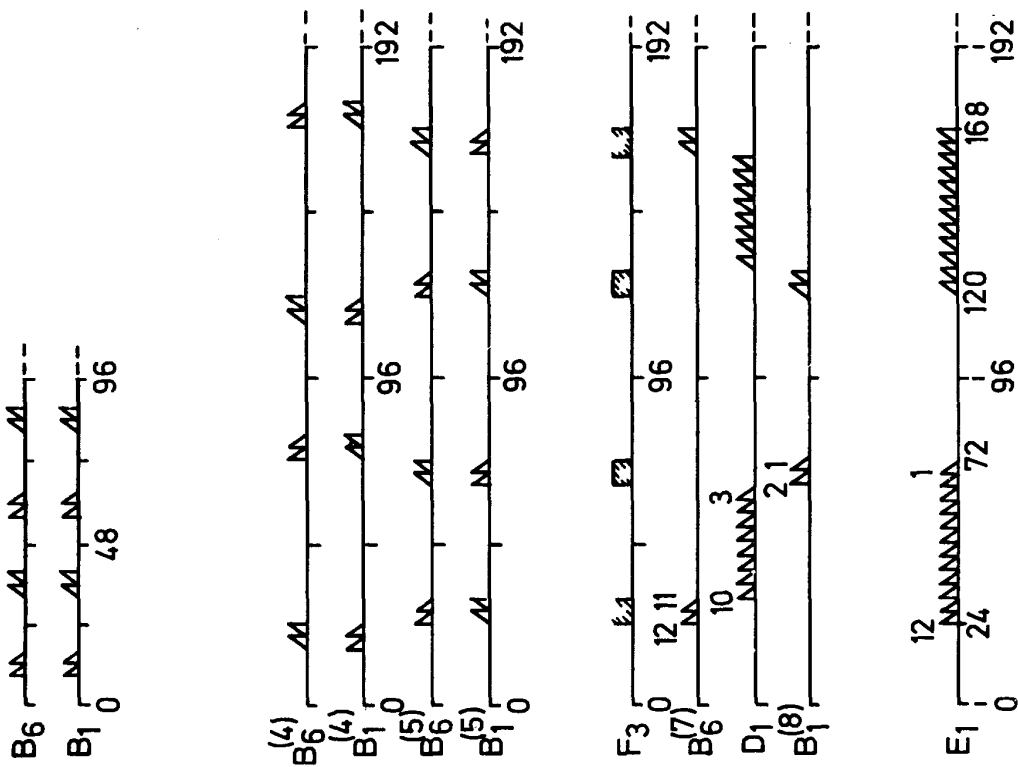
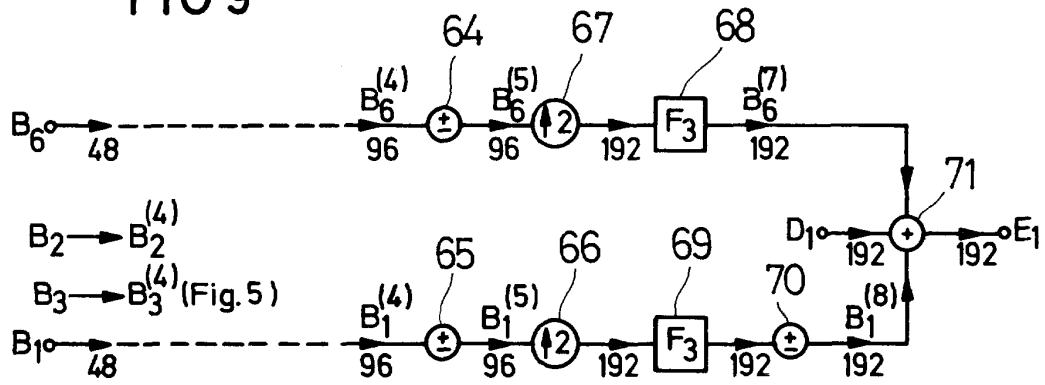
27/11

FIG 8



27/12

FIG 9



27/13

FIG 10

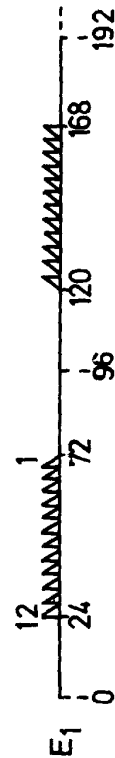
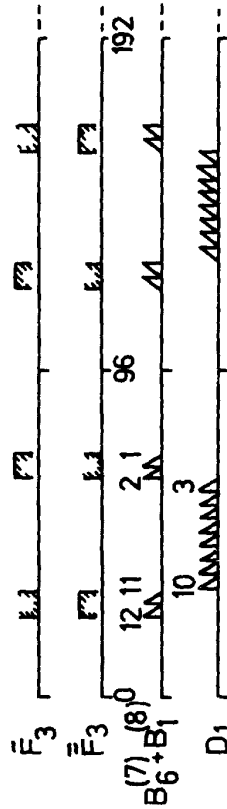
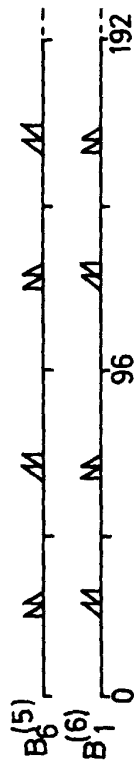
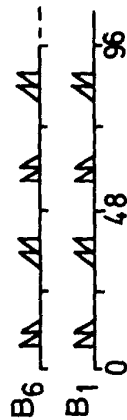
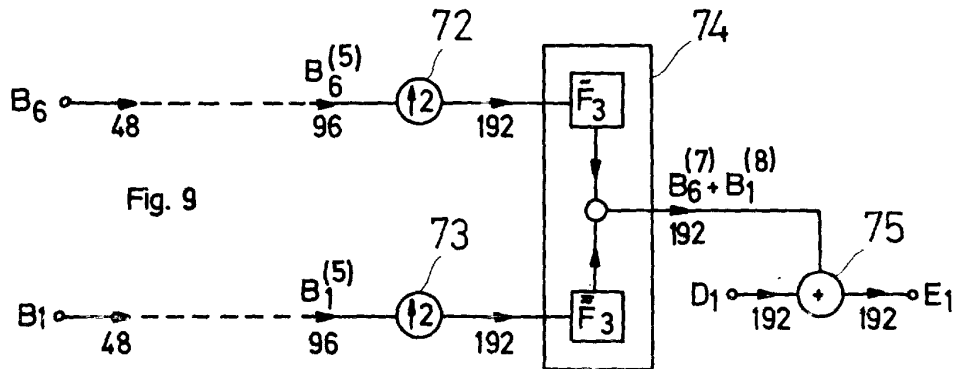


FIG 11

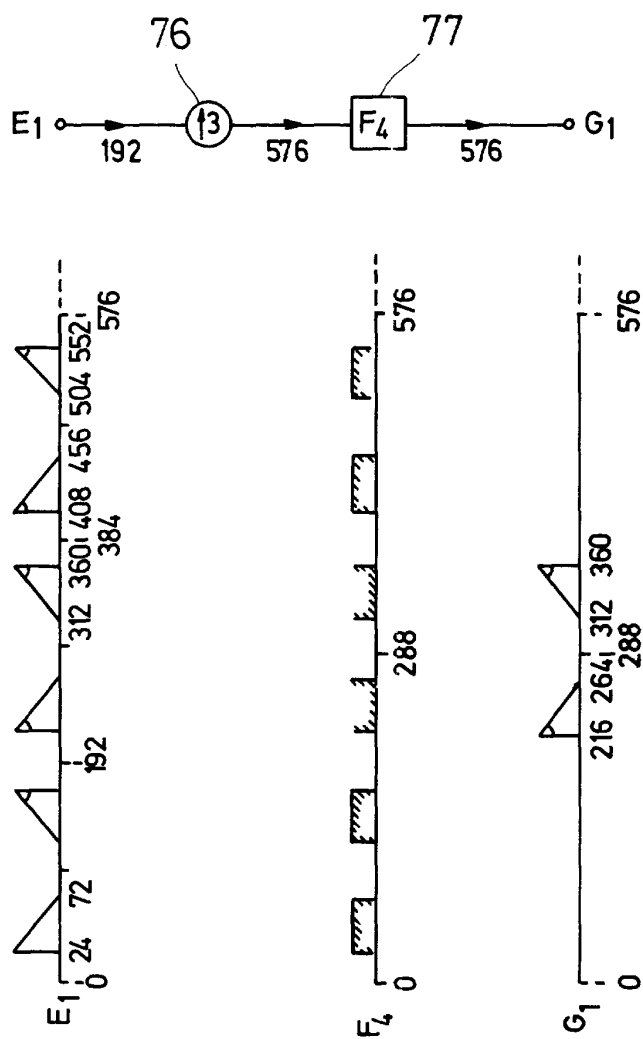


FIG 12

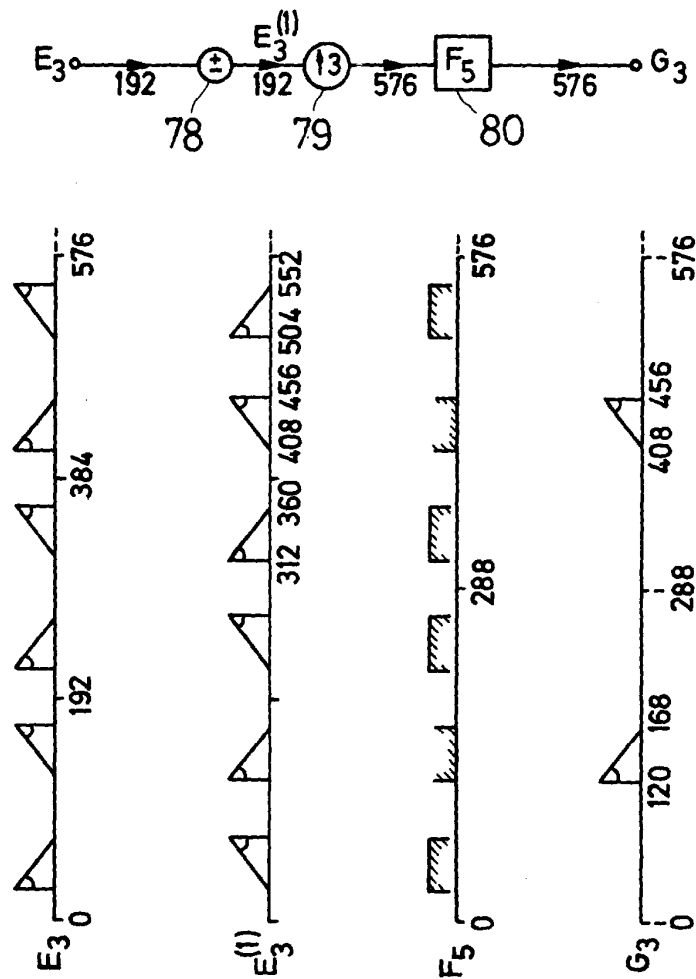


FIG 13

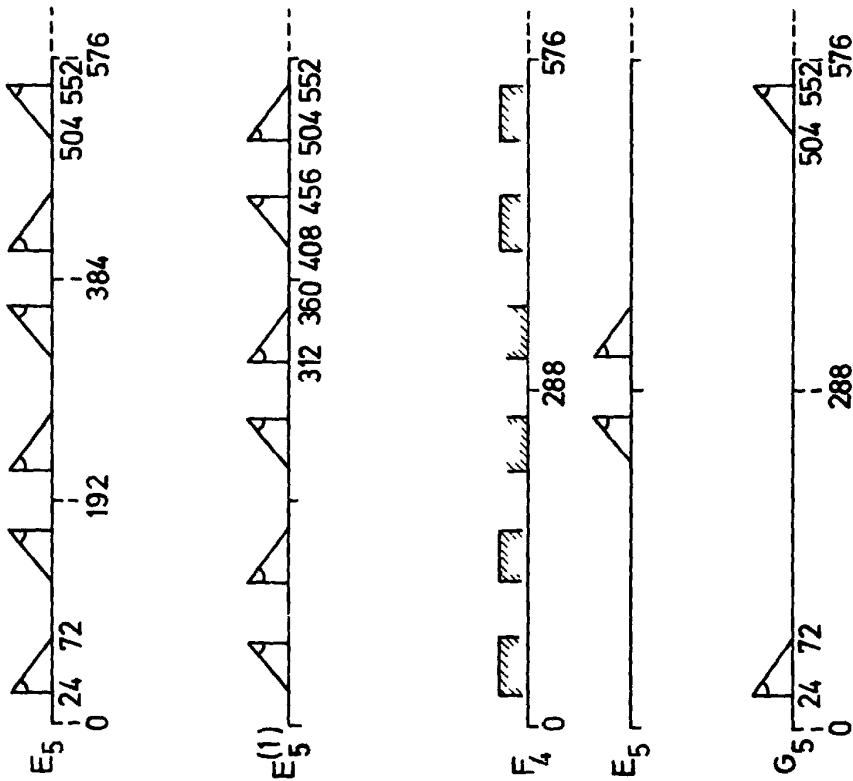
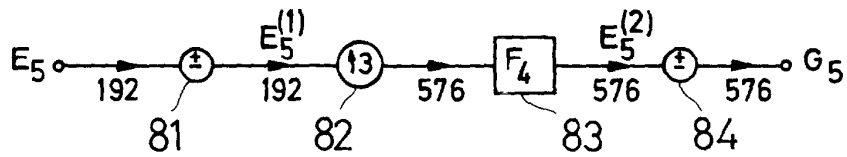


FIG 14

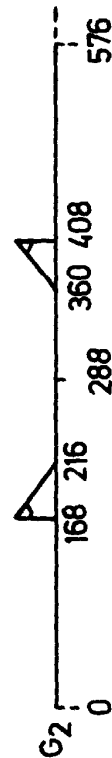
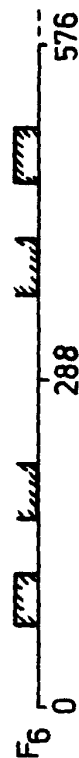
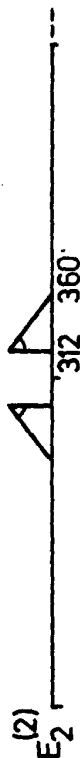
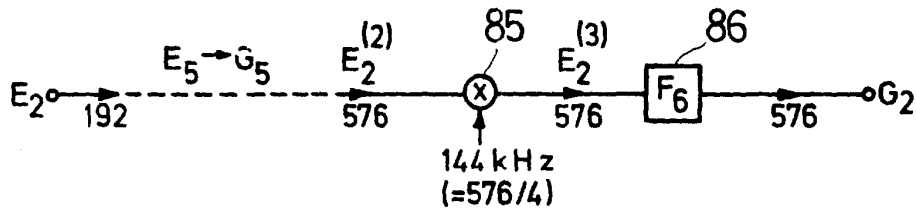


FIG 15

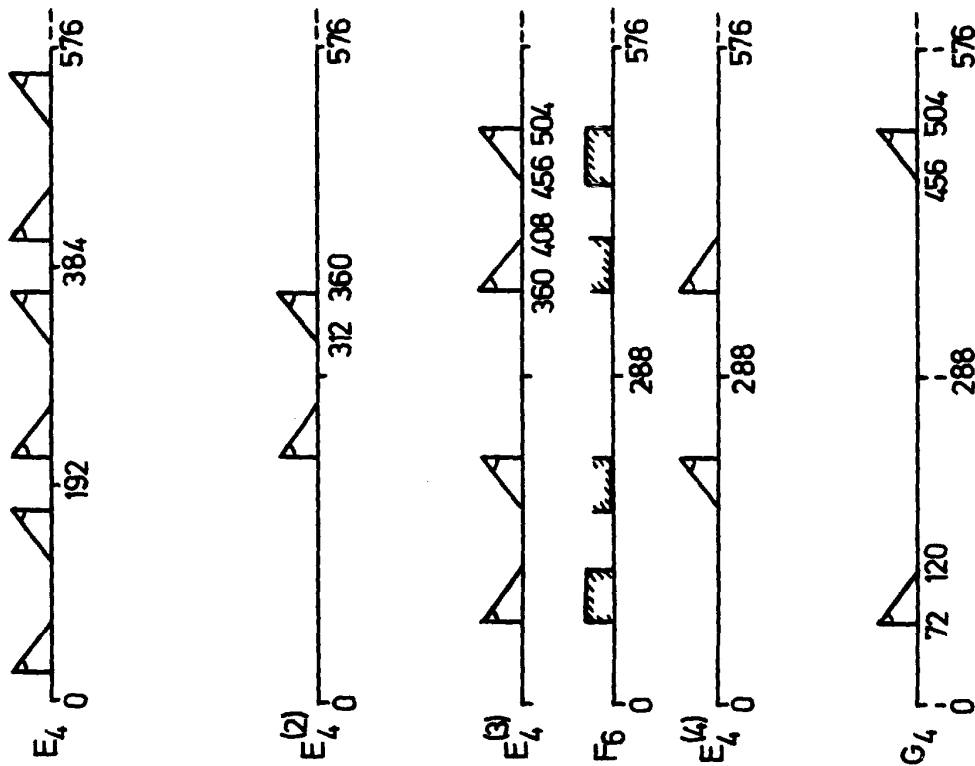
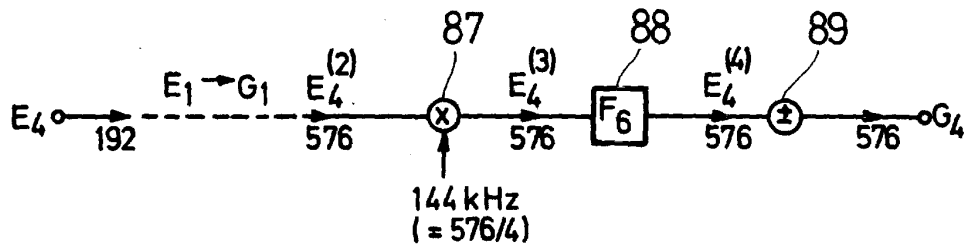


FIG 16

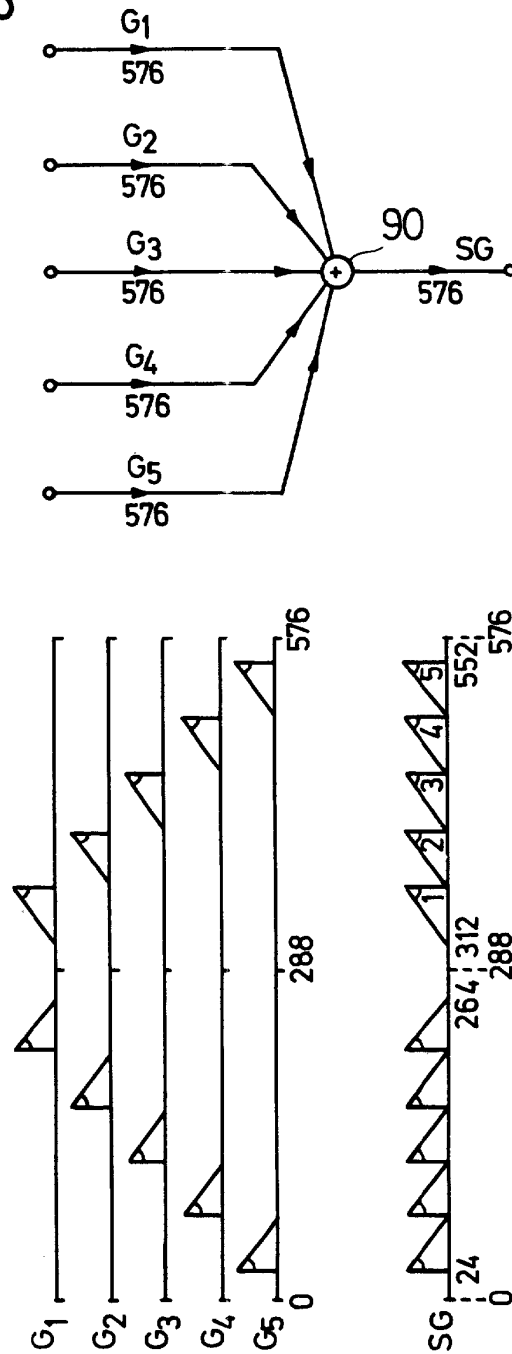


FIG 17

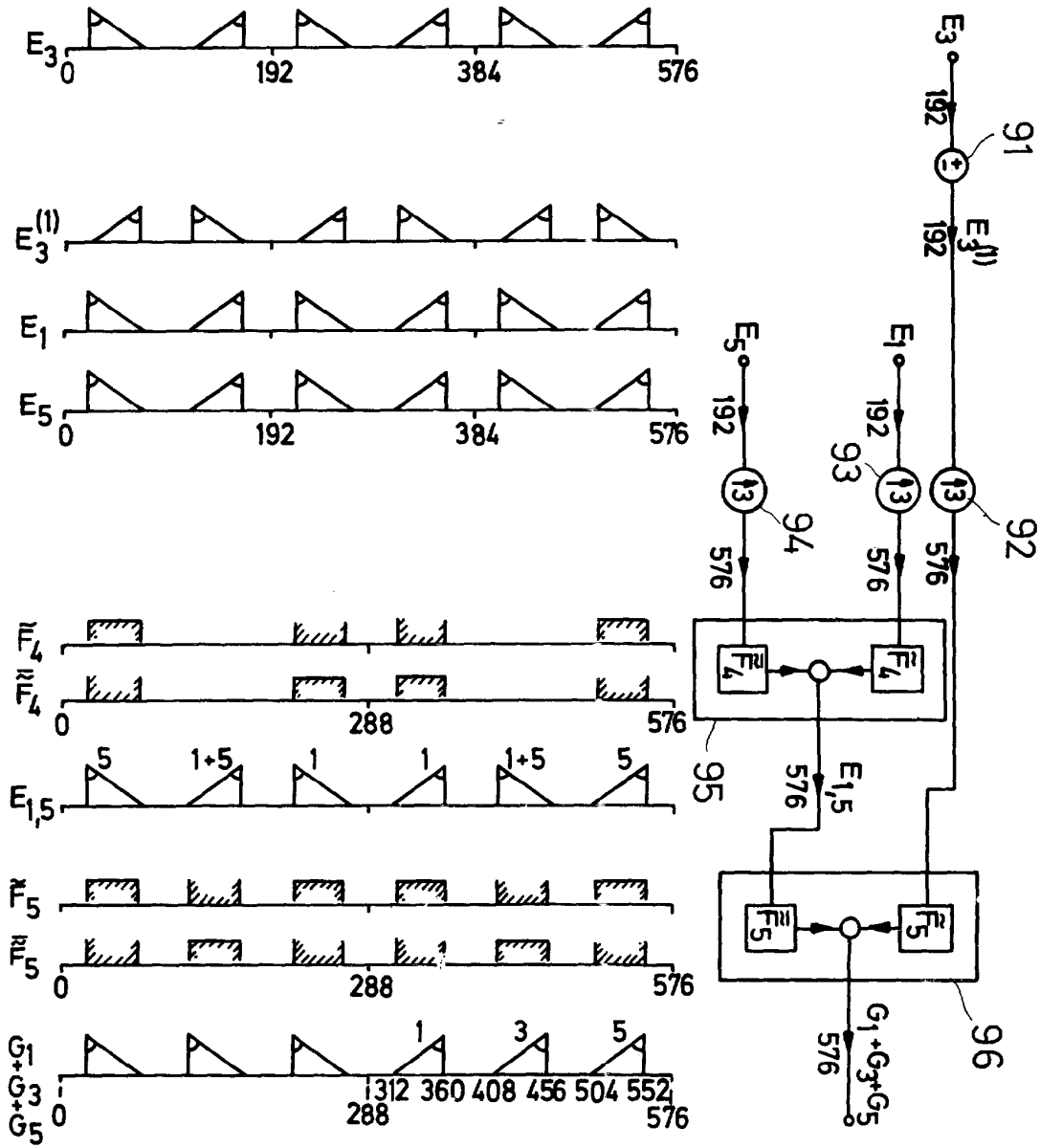


Figure 1 illustrates the waveforms and block diagram of a digital signal processing system. The top part shows waveforms for E_2 , E_4 , $E_2^{(1)}$, F_4 , $E_2^{(2)}$, $E_4^{(2)}$, $E_2^{(3)}$, $E_4^{(3)}$, F_6 , F_6 , and $G_2 + G_4$. The bottom part is a block diagram showing the signal flow from E_4 through various blocks (97, 98, 99, 100, 101, 102, 103, 104) and a feedback loop (105) to produce $G_2 + G_4$. The diagram includes numerical values for signal levels (0, 192, 384, 576) and a frequency of 14.4 kHz.

FIG 18a

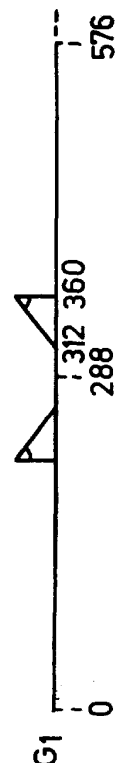
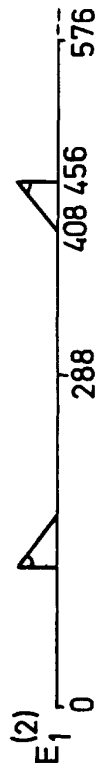
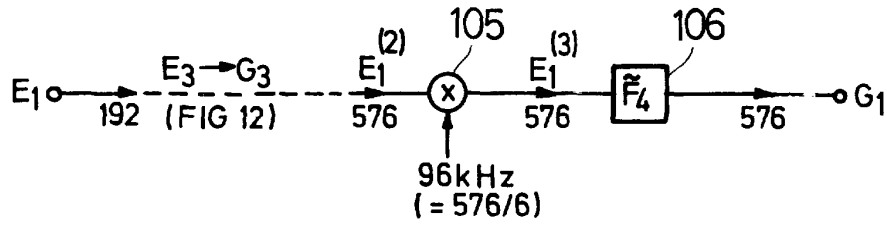


FIG 18b

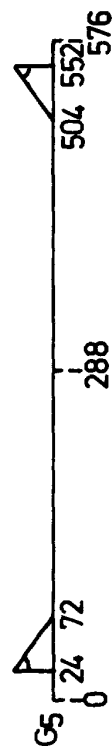
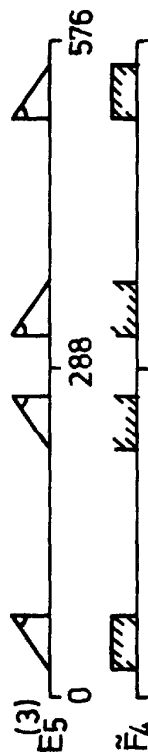
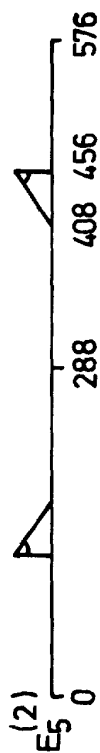
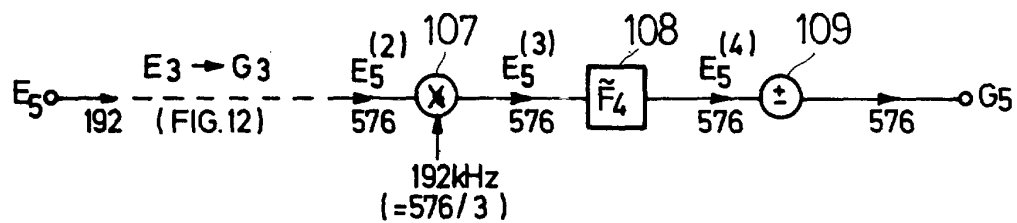


FIG 20

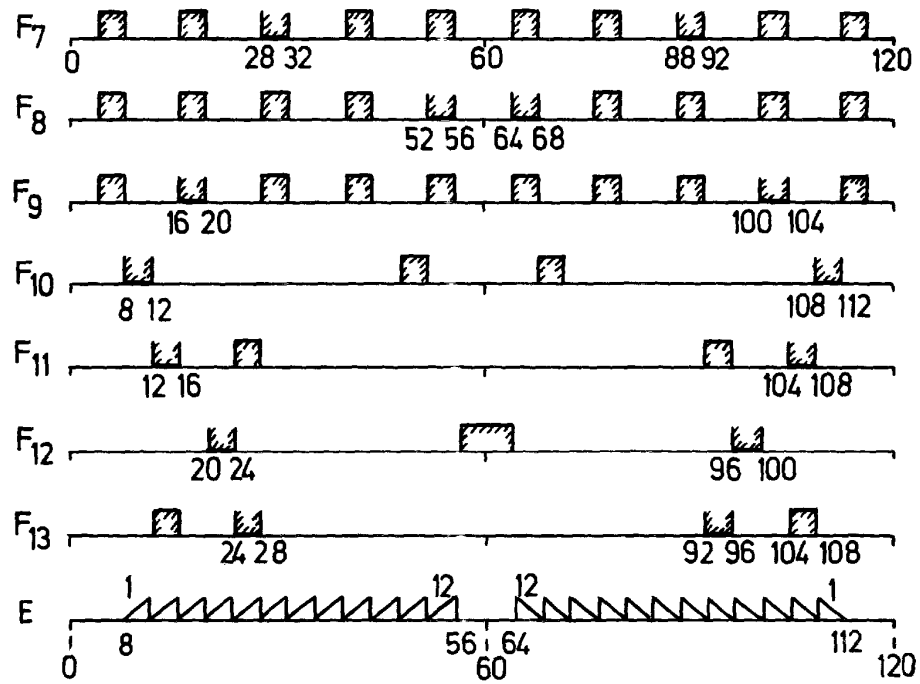


FIG 21

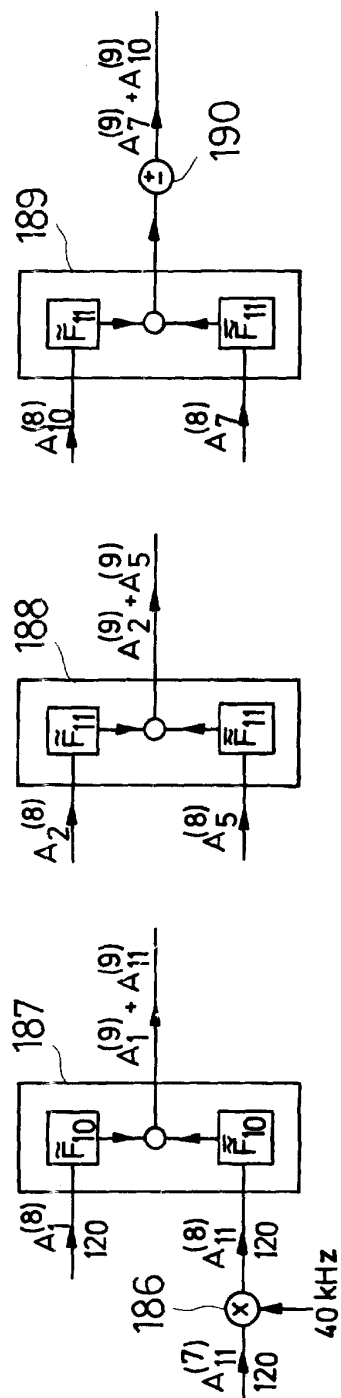


FIG 22

