

Diszkrét négycsatornás kvadrofónia

ETO 534.84/85:681.84.087.7

A négycsatornás hangátvitel a rádióműsorszórás területén két fő irányzat kialakulását eredményezte. Az egyik irányzat követői azt javasolják, hogy a négy csatornán érkező kvadrofónjelből mátrix áramkör segítségével kétszatornás jelet hozunk létre, amit szokásos sztereóátvitellel (sztereokóder és sztereodekóder közbeiktatásával) a helyszínre juttatunk. Ezután mátrix áramkörrel a két jelből négy jelet hozunk létre, melyek többé-kevésbé megegyeznek az eredeti négy jellel. Ezt a rendszert a kódolásnál és dekódolásnál alkalmazott mátrix áramkörök után mátrixrendszernek nevezzük. A mátrixrendszerben, elvi okok miatt, tekintélyes áthallások keletkeznek az egyes csatornák között.

A másik irányzat az áthallások elkerülése érdekében az átvitel során a kódolásra és dekódolásra bonyolult elektronikus áramköröket használ. E rendszerben a csatornák között (elvileg) nem jön létre áthallás, ezért ezt a megoldást diszkrét négycsatornás rendszernek nevezzük. Áthallás nélküli átvitelre is olyan jelet kell létrehozni, amely a kétszatornás sztereo-vevőkészülékeket is tudja működtetni; egyszerűen a diszkrét kvadrofón átvitel is legyen kompatibilis a pilotvívós sztereomultiplex rendszerrel. Az áthallásmentes átvitel ára a megnövekedett sáv szélesség, ami az adó és vevő rádiófrekvenciás áramköreivel szemben fokozott követelményeket állít.

1. A Dorren-rendszer leírása

Az L. Dorren által javasolt diszkrét négycsatornás kvadrofón átviteli rendszert QUADRACAST-rendszernek is nevezik. Ez a QUADRACAST a kétszatornás pilotvívós sztereomultiplex rendszer kiterjesztésének tekinthető [1]. A kétszatornás és négycsatornás rendszer jelére vonatkozó átviteli ka-

rakterisztikát az 1. ábrán mutatjuk be. Összehasonlítva a két átviteli karakterisztikát, megállapíthatjuk, hogy az alapsávban a QUADRACAST átvitel során is összegjel van:

$$M = BE + BH + JE + JH \quad (1)$$

BE — bal első;
 BH — bal hátsó;
 JE — jobb első;
 JH — jobb hátsó jelet jelöli.

A 19 kHz frekvenciájú pilotvívó változatlanul megmarad. A 23 ÷ 53 kHz frekvenciasávban két független jelet viszünk át kvadratúramodulációval. A sztereoátvitel különbségi jelének itt is különbségi jel felel meg:

$$Y = B - J = (BE + BH) - (JE + JH) \quad (2)$$

amit elnyomott vivőjú amplitúdómodulációval viszünk át. E frekvenciasávban az előbbi jelre merőlegesen (kvadratúrajel) az

$$X = (BE - BH) - (JE - JH) \quad (3)$$

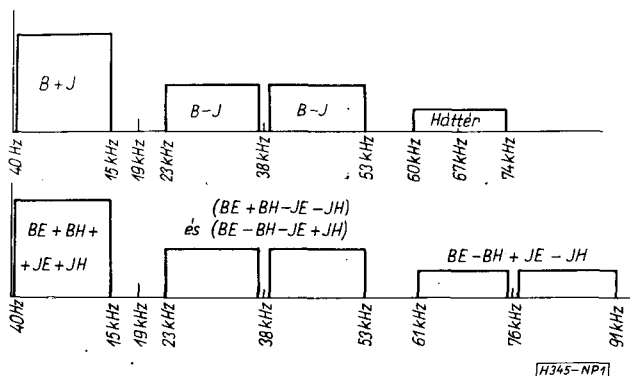
jel kerül átvitelre. A 61 ÷ 91 kHz frekvenciasávban a segédvívó második harmonikusán az

$$U = (BE - BH) + (JE - JH) \quad (4)$$

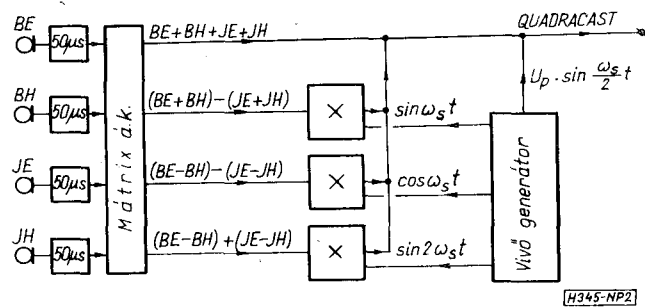
jelet kell átvinni elnyomott vivőjú két oldalsáv-
vos amplitúdómodulációval. A HÁTTÉR-csatorna (SCA) számára e sávban nem jut hely, ezért a pilotvívó ötödik harmonikusán 95 Hz-en kerülhet esetleg átvitelre. Európában az SCA használata nem terjedt el, így ezzel a kérdéssel a későbbiekben nem foglalkozunk.

2. A frekvenciaosztású kvadrofón kóder tömbvázlatát tüntetjük fel a 2. ábrán, ahol csak a legfontosabb egységek szerepelnek. A frekvenciaosztású sztereokóderrel összehasonlítva, megállapíthatjuk, hogy két újabb szorzóáramkör is megjelent és a segédvívó-generátor jóval bonyolultabb lett. Ronyolultabb a

Beérkezett: 1974. XII. 10.



1. ábra



2. ábra

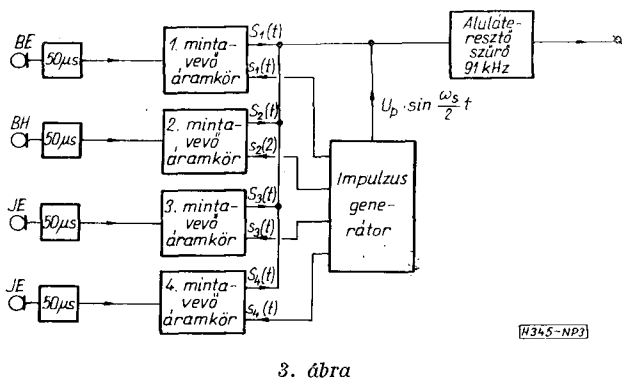
kvadrofonjel általános képlete is a sztereojel képletéhez képest:

$$u_s(t) = 0,45(B+J) + 0,1 \sin \frac{\omega_s}{2} t + 0,45(E-J) \sin \omega_s t \quad (5)$$

$$n_Q(t) = 0,225(EE+BH+JE+JH) + 0,1 \sin \frac{\omega_s}{2} t + 0,225(BE+BH+JE+JH) \sin \omega_s t + 0,225(BE-BH-JE+JH) \cos \omega_s t + 0,225(EE-BH+JE-JH) \sin 2\omega_s t \quad (6)$$

ahol $u_s(t)$ — a sztereojel időfüggvénye;
 $u_Q(t)$ — a kvadrofonjel időfüggvénye;
 E — bal jel;
 J — jobb jel;
 BE — bal első;
 BH — bal hátsó;
 JE — jobb első;
 JH — jobb hátsó jel;
 $\omega_s = 2\pi f_s$ — segédvívő körfrekvenciája;
 t — az idő.

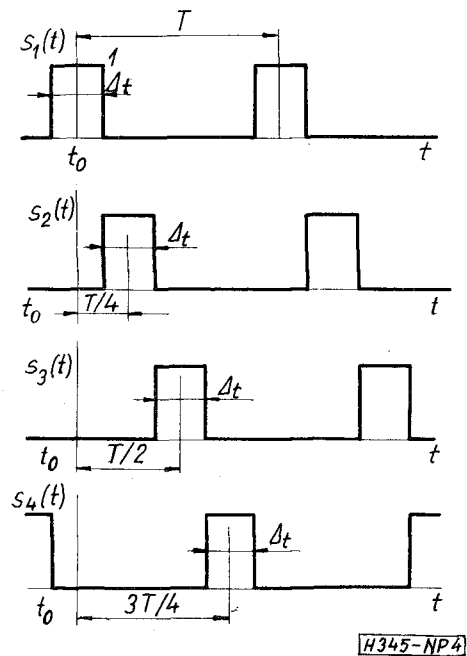
Az (5) és (6) egyenletek összevetéséből is kitűnik, hogy a kvadrofonrendszer összeférő a sztereorendszerrel, mert az utolsó és utolsó előtti taggal leírt jelösszetevő hatástalan a sztereodekóderben. Ezt könnyű belátni, mert $\sin \omega_s t$ -vel beszorozva nem kapunk alapsávi jelet az utolsó két tagból.



3. ábra

3. Az időosztású kvadrofon kóder működése a 3. ábrán levő tömbvázlatból érthető meg. A kóderben négy mintavevő áramkör működik, mely rendre a BE , BH , JE , JH bemenőjelekből vesz mintát, $s_1(t)$, $s_2(t)$, $s_3(t)$ és $s_4(t)$ mintavevő impulzusokkal. A mintavett jeleket jelöljük rendre $S_1(t)$, $S_2(t)$, $S_3(t)$, $S_4(t)$ azonosítókkal. A négy mintavett jelet egyszerűen összegezzük és olyan aluláteresztő szűrőre vezetjük, melynek határfrekvenciája 91 kHz. Ezáltal kiszűrjük a mintavett jelből a felesleges jelösszetevőket.

A mintavevő impulzusok ismétlődési frekvenciája egyaránt 38 kHz, azonban egymáshoz képest negyed periódusidővel el vannak tolvva (4. ábra).



H345-NP4

4. ábra

A mintavevő impulzusok időfüggvénye rendre a következő:

$$s_1(t) = \frac{\Delta t}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\omega_s \frac{\Delta t}{2}}{n\omega_s \frac{\Delta t}{2}} e^{jn\omega_s(t-t_0)} \quad (7)$$

$$s_2(t) = \frac{\Delta t}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\omega_s \frac{\Delta t}{2}}{n\omega_s \frac{\Delta t}{2}} e^{jn\omega_s(t-\frac{T}{4}-t_0)} \quad (8)$$

$$s_3(t) = \frac{\Delta t}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\omega_s \frac{\Delta t}{2}}{n\omega_s \frac{\Delta t}{2}} e^{jn\omega_s(t-\frac{T}{2}-t_0)} \quad (9)$$

$$s_4(t) = \frac{\Delta t}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin n\omega_s \frac{\Delta t}{2}}{n\omega_s \frac{\Delta t}{2}} e^{jn\omega_s(t-\frac{3T}{4}-t_0)} \quad (10)$$

- ahol $s_1(t), \dots, s_4(t)$ — mintavevő jel;
 Δt — a mintavevő impulzus szélessége;
 $T = \frac{1}{f_s}$ — a mintavevő impulzussorozat periódusjele;
 $\omega_s = 2\pi f_s$ — a segédvívő körfrekvenciája ($f_s = 38$ kHz)
 $n = 0; \pm 1, \pm 2 \dots$ futó index;
 t_0 — a mintavevő impulzusok eltolása, a pilotvívő nullafázisához képest.

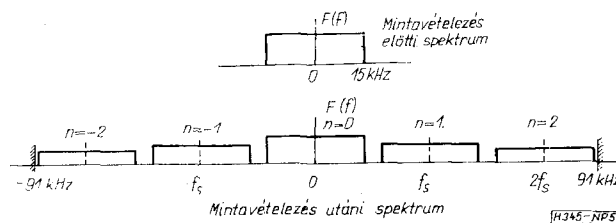
A mintavételezés a mintavevő jellel történő szorzással írható le:

$$S_1(t) = BE \cdot s_1(t) \quad (11)$$

$$S_2(t) = BH \cdot s_2(t) \quad (12)$$

$$S_3(t) = JE \cdot s_3(t) \quad (13)$$

$$S_4(t) = JH \cdot s_4(t) \quad (14)$$



5. ábra

Vegyük szemügyre a (11) képletet. A BE sávhatárolt jelet kell megszorozni az $s_1(t)$ periodikus jellel, eközben BE -jel spektruma eltolódik a mintavételi frekvencia egész számú többszörösére (5. ábra). Az ábrából kiderül, hogy elegendő az $n=0, \pm 1, \pm 2$

indexértékekhez tartozó spektrumcsoportokat figyelembe venni, mert a többi az áramkör kimenetén levő aluláteresztő szűrő elnyomja.

Az áramkör kimenőjele a következő:

$$\begin{aligned}
 u_Q(t) &\stackrel{!}{=} S_1(t) + S_2(t) + S_3(t) + S_4(t) \stackrel{!}{=} \\
 &= \frac{\Delta t}{T} \left\{ \underbrace{(BE + BH + JE + JH)}_{n=0} + \frac{\sin \omega_s \frac{\Delta t}{2}}{\omega_s \frac{\Delta t}{2}} \left[\underbrace{BE \cdot e^{j\omega_s(t-t_0)} + BH \cdot e^{j\omega_s(t-\frac{T}{4}-t_0)} + JE \cdot e^{j\omega_s(t-\frac{T}{2}-t_0)} + JH \cdot e^{j\omega_s(t-\frac{3T}{4}-t_0)}}_{n=+1} \right] + \right. \\
 &+ \underbrace{BE \cdot e^{-j\omega_s(t-t_0)} + BH \cdot e^{-j\omega_s(t-\frac{T}{4}-t_0)} + JE \cdot e^{-j\omega_s(t-\frac{T}{2}-t_0)} + JH \cdot e^{-j\omega_s(t-\frac{3T}{4}-t_0)}}_{n=-1} \left. \right] + \\
 &+ \frac{\sin 2\omega_s \frac{\Delta t}{2}}{2\omega_s \frac{\Delta t}{2}} \left[\underbrace{BE \cdot e^{j2\omega_s(t-t_0)} + BH \cdot e^{j2\omega_s(t-\frac{T}{4}-t_0)} + JE \cdot e^{j2\omega_s(t-\frac{T}{2}-t_0)} + JH \cdot e^{j2\omega_s(t-\frac{3T}{4}-t_0)}}_{n=+2} \right] + \\
 &+ \underbrace{BE \cdot e^{-j2\omega_s(t-t_0)} + BH \cdot e^{-j2\omega_s(t-\frac{T}{4}-t_0)} + JE \cdot e^{-j2\omega_s(t-\frac{T}{2}-t_0)} + JH \cdot e^{-j2\omega_s(t-\frac{3T}{4}-t_0)}}_{n=-2} \left. \right\} \quad (15)
 \end{aligned}$$

Vegyük figyelembe, hogy

$$\cos x = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2} \quad (16)$$

Ekkor írható, hogy

$$\begin{aligned}
 u_Q(t) &= \frac{\Delta t}{T} \left\{ (BE + BH + JE + JH) + 2 \frac{\sin \omega_s \frac{\Delta t}{2}}{\omega_s \frac{\Delta t}{2}} BE \cdot \cos \omega_s(t-t_0) + BH \cdot \cos \omega_s\left(t-\frac{T}{4}-t_0\right) + \right. \\
 &+ JE \cdot \cos \omega_s\left(t-\frac{T}{2}-t_0\right) + JH \cdot \cos \omega_s\left(t-\frac{3T}{4}-t_0\right) + 2 \frac{\sin 2\omega_s \frac{\Delta t}{2}}{2\omega_s \frac{\Delta t}{2}} \left[BE \cdot \cos 2\omega_s(t-t_0) + \right. \\
 &+ BH \cdot \cos 2\omega_s\left(t-\frac{T}{4}-t_0\right) + JE \cdot \cos 2\omega_s\left(t-\frac{T}{2}-t_0\right) + JH \cdot \cos 2\omega_s\left(t-\frac{3T}{4}-t_0\right) \left. \right\} \quad (17)
 \end{aligned}$$

Látszólag bonyolultabb alakot kaphatunk, ha felbontjuk a koszinuszos kifejezéseket az alábbiak szerint:

$$\cos(x-y) = \cos x \cdot \cos y + \sin x \cdot \sin y \quad (18)$$

$$\begin{aligned}
 u_Q(t) = \frac{\Delta t}{T} & \left\{ (BE + BH + JE + JH) + 2 \frac{\sin \omega_s \frac{\Delta t}{2}}{\omega_s \frac{\Delta t}{2}} \left[\left\langle BE \cdot \cos \omega_s t_0 + BH \cdot \cos \omega_s \left(\frac{T}{4} + t_0 \right) + JE \cdot \cos \omega_s \left(\frac{T}{2} + t_0 \right) + \right. \right. \right. \\
 & + JH \cdot \cos \omega_s \left(\frac{3T}{4} + t_0 \right) \left. \right\rangle \cdot \cos \omega_s t + \left\langle BE \cdot \sin \omega_s t_0 + BH \cdot \sin \omega_s \left(\frac{T}{4} + t_0 \right) + JE \cdot \sin \omega_s \left(\frac{T}{2} + t_0 \right) + \right. \\
 & + JH \cdot \sin \omega_s \left(\frac{3T}{4} + t_0 \right) \left. \right\rangle \cdot \sin \omega_s t \left. \right\} + 2 \frac{\sin 2\omega_s \frac{\Delta t}{2}}{2\omega_s \frac{\Delta t}{2}} \left[\left\langle BE \cdot \cos 2\omega_s t_0 + BH \cdot \cos 2\omega_s \left(\frac{T}{4} + t_0 \right) + \right. \right. \\
 & + JE \cdot \cos 2\omega_s \left(\frac{T}{2} + t_0 \right) + JH \cdot \cos 2\omega_s \left(\frac{3T}{4} + t_0 \right) \left. \right\rangle \cdot \cos 2\omega_s t + \left\langle BE \cdot \sin 2\omega_s t_0 + BH \cdot \sin 2\omega_s \left(\frac{T}{4} + t_0 \right) + \right. \\
 & \left. \left. + JE \cdot \sin 2\omega_s \left(\frac{T}{2} + t_0 \right) + JH \cdot \sin 2\omega_s \left(\frac{3T}{4} + t_0 \right) \right\rangle \sin 2\omega_s t \right] \left. \right\} \quad (19)
 \end{aligned}$$

Összevetve a (19) kifejezést a QUADRACAST jelet leíró (6) kifejezéssel, rögtön szembetűnik, hogy a kétszeres frekvenciájú koszinuszos tag a (6)-ban nincs, tehát

$$= \cos 2\omega_s \left(\frac{3T}{4} + t_0 \right) = 0 \quad (20)$$

ahonnan

$$\cos 2\omega_s t_0 = \cos 2\omega_s \left(\frac{T}{4} + t_0 \right) = \cos 2\omega_s \left(\frac{T}{2} + t_0 \right) = \cos 2\omega_s \left(\frac{T}{8} + t_0 \right) = 0 \quad (21)$$

Ezt az értéket visszahelyettesítve a (19) kifejezésbe, kapjuk, hogy

$$\begin{aligned}
 u_Q(t) = \frac{\Delta t}{T} & \left\{ (BE + BH + JE + JH) + \frac{2}{\sqrt{2}} \frac{\sin \omega_s \frac{\Delta t}{2}}{\omega_s \frac{\Delta t}{2}} [(BE - BH - JE + JH) \cos \omega_s t + \right. \\
 & \left. + (BE + BH - JE - JH) \sin \omega_s t] + 2 \frac{\sin 2\omega_s \frac{\Delta t}{2}}{2\omega_s \frac{\Delta t}{2}} (BE - BH + JE - JH) \sin 2\omega_s t \right\} \quad (22)
 \end{aligned}$$

Ha

$$\Delta t = \frac{T}{4} = 6,6 \mu s \quad (23)$$

elválasztási csillapítás érhető el csak (elvileg). Sőt a frekvenciaosztású kvadrofonrendszer jelével sem teljes az egyezés, mert a csatornák között

értéket választunk:

$$\frac{12 + \pi}{4 - \pi} = 25 \text{ dB} \quad (26)$$

$$\begin{aligned}
 u_Q(t) = \frac{1}{4} (BE + BH + JE + JH) + \frac{1}{\pi} [(BE + BH - \\
 - JE - JH) \sin \omega_s t + BE - BH - JE - JH) \cos \omega_s t + \\
 + (BE - BH + JE - JH) \sin 2\omega_s t] \quad (24)
 \end{aligned}$$

áthallási csillapítás valósítható meg bármelyik két csatornát is vesszük figyelembe.

Ha a pilotvívős sztereorendszerrel teljes kompatibilitásra törekedvén

$$\sqrt{2} \frac{\sin \omega_s \frac{\Delta t}{2}}{\omega_s \frac{\Delta t}{2}} = 1 \quad (27)$$

$$\Delta t = 11,65 \mu s \quad (28)$$

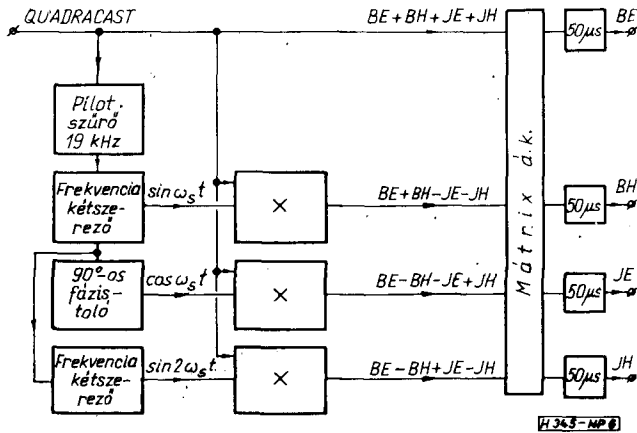
Sajnos, ez a jel nem kompatibilis a sztereojellel, mert a mono (M) jel és a sztereo különbségi jel (Y) előtt álló konstansok egymástól különböznek. Emiatt a bal és a jobb csatorna között a sztereokészülékben

$$\frac{4 + \pi}{4 - \pi} = 18 \text{ dB} \quad (25)$$

időtartamú mintavevő impulzusokat használunk (a $\Delta t=6,6 \mu\text{s}$ -os pulzusok helyett), az utolsó tag együtthatója nagymértékben lecsökken, mert

$$2 \frac{\sin 2\omega_s \frac{\Delta t}{2}}{2\omega_s \frac{\Delta t}{2}} = 0,25 \quad (29)$$

ami megfelel -12 dB -es csillapításnak. A $\Delta t=6,6 \mu\text{s}$ -hoz tartozó érték $4/\pi = +2\text{dB}$ volt. Ilyenkor a frekvenciaosztású és időosztású rendszer nem kompatibilis, mert a csatornák között legfeljebb 13 dB elválasztási csillapítás érhető el.



6. ábra

4. Frekvenciaosztású kvadrofon dekóder működése

A dekóder tömbvázlatát a 6. ábra szemlélteti. A pilotjelből három vonatkoztatási jelet hozunk létre, melyek az elnyomott vivőjű két oldalsávó amplitúdó modulált jelek (X , Y és U) demodulálására szolgálnak. A demodulátorok szorzóáramkörök. Az alapjelek összeadás és kivonás segítségével állíthatók elő, mert,

$$BE = M + X + Y + U \quad (30)$$

$$BH = M - X + Y - U \quad (31)$$

$$JE = M - X - Y + U \quad (32)$$

$$JH = M + X - Y - U \quad (33)$$

5. Következtetések

Az első és legfontosabb következtetés, hogy a frekvencia- és időmultiplex-rendszerben igen hasonló jelek keletkeznek [ld. (6) és (24) kifejezéseket], de nem teljes a kompatibilitás, mert az időosztású kódér jelét dekódolva 25 dB áthallás lép fel a csatornák között.

A második következtetés, hogy az időosztású kvadrofonrendszer a sztereorendszerrel sem teljesen kompatibilis, mert a sztereocsatornák között 18 dB áthallás keletkezik.

I R O D A L O M

- [1] Compatible FM Broadcasting of Panoramic Sound, J. J. Gibson, R. M. Christensen, A. L. R. Limbers IEEE Transaction on BTR nov. 1973. No. 4.
- [2] Wireless World Nov. 1974. pp 422—425.