

# Pontatlanul beállított haranggörbe-erősítő gyors lefutású színátmenetekre gyakorolt torzító hatásának vizsgálata SECAM rendszerű televíziós átvitelnél

ETO 621.376.4; 621.391.337; 621.397.622 SECAM

SECAM rendszerű színes televíziós jelátvitelnél a dekóderben levő haranggörbe-erősítő a következő fontosabb feleiadatokat látja el:

- Megszünteti az inverz haranggörbe-erősítő által okozott járulékos amplitúdómodulációt.
- Megszünteti az inverz haranggörbe-erősítő által okozott járulékos fázismodulációt.
- A járulékos amplitúdómoduláció megszüntetése mellett javítja a jel—zaj viszonyt.
- Az összetett SECAM-jelből létrehozza a világosságjel-mentes modulált színkülönbségi jelet.

A felsorolt feladatokból megállapítható, hogy a haranggörbe-erősítő alkalmazásának tényleges indoka a jel—zaj viszony javító hatás és a világosságjeltől való mentesítés. Az első két feladat csupán azt fejezi ki, hogy a hasznos feladatok oly módon legyenek megvalósíthatók, hogy eközben a modulált színkülönbségi jel semmilyen torzulást ne szenvedjen.

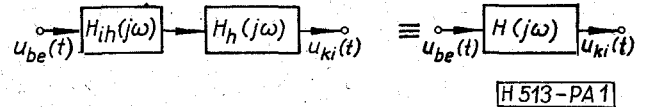
Érdeemes megemlíteni, hogy az amplitúdó karakterisztika nem teljes kiegyenlítése a jelre nézve nem okozna különösebb problémát, hiszen a haranggörbe-erősítőt később követő limiter a járulékos amplitúdómodulációt úgyis megszünteti. A nem teljes kiegyenlítés csak a jel—zaj viszony javító hatásának mértékét módosítaná, de azt sem számottevően. Sajnos, a problémát az okozza, hogy az amplitúdó karakterisztika kiegyenlítetlensége jelen esetben magával hozza a fáziskarakterisztika kiegyenlítetlenségét is. Ez pedig azt jelenti, hogy a járulékos fázismoduláció nem szűnik meg teljesen és az végsősoron torzításként fog jelentkezni a demodulált színkülönbségi jelekben, ami a vevőkészülék képernyőjén szintorzításként észlelhető. A továbbiakban ezen torzítások számszerű vizsgálatával foglalkozunk.

## 1. FM-jel áthaladása $H(j\omega)$ átviteli karakterisztikájú négy pólusú

A torzításmentes jelátvitel feltétele, hogy az inverz haranggörbe-erősítő átviteli karakterisztikája  $[H_{ih}(j\omega)]$  és a haranggörbe-erősítő átviteli karakterisztikája  $[H_h(j\omega)]$  között az alábbi összefüggés álljon fenn:

$$H_{ih}(j\omega) = \frac{1}{H_h(j\omega)}$$

Amennyiben ez a feltétel bármely ókból kifolyólag nem teljesül, akkor a haranggörbe-erősítő és az inverz haranggörbe-erősítő együttes hatásaként a jelátvitel



1. ábra. Vizsgálati modell

már nem lesz torzításmentes. A viszonyokat az alábbi modell alapján vizsgálhatjuk (1. ábra).

Az 1. ábrán látható modellben  $H(j\omega)$ -t az alábbi módon értelmezhetjük:

$$H(j\omega) = H_{ih}(j\omega) \cdot H_h(j\omega) \quad (1)$$

Az (1) összefüggéssel értelmezett eredő átviteli karakterisztika amplitúdó  $[A(\omega)]$  és fáziskarakterisztikája  $[\varphi(\omega)]$  a következő alakban írható fel:

$$A(\omega) = A_{ih}(\omega) \cdot A_h(\omega) \\ \varphi(\omega) = \varphi_{ih}(\omega) + \varphi_h(\omega) \quad (2)$$

Hogy az ilyen módon értelmezett amplitúdó- és fáziskarakterisztika milyen hatást gyakorol egy FM-jel átvitelére, ahhoz először meg kell nézni milyen vizsgálati módszerek léteznek ebben a témakörben.

Az 1. ábrán látható vizsgálati modell frekvencia-modulált bemenőjelét írjuk fel exponenciális alakban:

$$u_{be}(t) = U_0 e^{j \int_0^t (\Omega + \omega_v(\theta)) d\theta} \quad (3)$$

ahol  $U_0$  az FM jel amplitúdója,  
 $\Omega$  a vivőfrekvencia,  
 $\omega_v(t)$  a modulációs tartalom.

A  $H(j\omega)$  átviteli karakterisztikával jellemzett négy pólusú kimenőjele általános esetben az alábbi alakban írható fel [1]:

$$u_{ki}(t) = U_0 e^{j[\Omega t + \int_0^t \omega_v(\theta) d\theta]} \left[ H(j\Omega) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} C_n \frac{d^n H(j\Omega)}{d\omega^n} \right], \quad (4)$$

A (4) kifejezésben szereplő  $C_n$  bármely  $n$ -re a következő egyenlet alapja határozható meg [1]:

$$C_n e^{j \int_0^t \omega_v(\theta) d\theta} = \frac{j}{f^n} \frac{d^n}{dt^n} \left[ e^{j \int_0^t \omega_v(\theta) d\theta} \right] \quad (5)$$

Az ily módon meghatározható kimenőjel rendkívül bonyolult és nagyon nehezen kezelhető még egészen „egyszerű”  $H(j\omega)$  esetén is. Szerencsére a gyakorlatban realizált áramkörök többségénél alkalmazhatunk

bizonyos egyszerűsítéseket. Általában elegendő, ha a kimenőfeszültséget  $\Omega$  környezetében Taylor-sorba fejtjük, majd a némi átalakítás után kapott sornak csak az első két tagját tartjuk meg [1],

$$u_{ki}(t) = U_0 e^{j[\Omega t + \int_0^t \omega_v(\vartheta) d\vartheta]} \left[ H(j\omega) - j \frac{1}{2!} \frac{d\omega_v(t)}{dt} \frac{d^2 H(j\omega)}{d\omega^2} \right]. \quad (6)$$

A (6) kifejezés már lényegesen egyszerűbb, mint a (4), de még ez is elég nehezen kezelhető a legtöbb gyakorlati esetben.

További egyszerűsítéshez vezet, ha az előbb említett sornak csak az első tagját hagyjuk meg. Ez a vizsgálati módszer az ún. kvázistacionárius közelítés. A kvázistacionárius közelítés alkalmazhatóságának [t]-szerinti feltétele:

$$|H(j\Omega)| \gg \left| \frac{1}{2} \frac{d\omega_v(t)}{dt} \frac{d^2 H(j\Omega)}{d\omega^2} \right|. \quad (7)$$

**2. A kvázistacionárius közelítés alkalmazhatóságának vizsgálata**

A kvázistacionárius közelítés alkalmazhatóságának vizsgálatát célszerű a legkedvezőtlenebb esetre elvégezni. Amennyiben bebizonyítható, hogy a közelítés ebben a pesszimális esetben alkalmazható, akkor nyilvánvaló, hogy a kevésbé kritikus esetekben történő alkalmazása a közelítésnek még inkább megengedett, azaz a kapott eredmények megfelelő pontosságúak lesznek.

Vizsgálatunknál pesszimálisnak tekintjük azt az esetet, amikor a vevőkészületről hiányzik a haranggörbe-erősítő. (A helyzet pesszimális volta könnyen belátható, ha a haranggörbe és az inverz haranggörberősítő fáziskarakterisztikáinak menetére gondolunk.)

A kvázistacionárius közelítés alkalmazhatóságához jehát a (7) kifejezésben megadott egyenlőtlenség teljesülését kell megvizsgálnunk:

$$\left| \frac{1}{2} \frac{d\omega_v(t)}{dt} \frac{d^2 H_{ih}(j\omega_c)}{d\omega^2} \right| \ll |H_{ih}(j\omega_c)|, \quad (8)$$

ahol

$$H_{ih}(j\omega) = \frac{Q_1}{Q_2} \frac{j - \frac{\omega^2}{\omega_c^2} + j \frac{1}{Q_1} \frac{\omega}{\omega_c}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2} + j \frac{1}{Q_2} \frac{\omega}{\omega_c}},$$

és

$$\omega_c = 2\pi \cdot 4286 \cdot 10^3 \text{ r/s}, \quad Q_1 = 16, \quad Q_2 = \sqrt{1,6}.$$

A (8) kifejezés számszerű kiértékeléséhez még képeznünk kell a modulálójel idő szerinti első deriváltját:  $\left(\frac{d\omega_v(t)}{dt}\right)$ . A  $\frac{d\omega_v(t)}{dt}$  értékét is egy lehetséges kedvezőtlen esetre célszerű kiszámítani. Ilyennek tekinthető a vörös színelkülönbségi sorban egy vörös—c्यान ugrás, ahol az átmenet lineárisan zajlik le. (A vörös—c्यान ugráshoz  $\Delta f = 560$  kHz frekvenciaváltozás tartozik 75%-os amplitúdójú SECAM-jel esetén.) Tételizzük fel, hogy ez a fekvenciaváltozás  $\Delta t = 700$  ns alatt zajlik le.

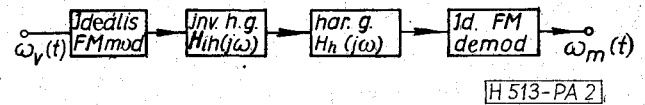
Elvégezve a (8) kifejezésben kijelölt műveleteket és behelyettesítéseket, az egyenlőtlenség jobb és bal oldalára az alábbi adódik:

$$\begin{aligned} |H_{ih}(j\omega_c)| &= 1 \quad \text{és} \\ \left| \frac{1}{2} \frac{d\omega_v(t)}{dt} \frac{d^2 H_{ih}(j\omega_c)}{d\omega^2} \right| &= \\ &= \left| \frac{5\pi \Delta f}{\Delta t} (Q_2 - Q_1) \frac{1}{\omega_c^2} \frac{\sqrt{1 + 16Q_2^2}}{1 - 8Q_2^2} \right| = 4,46 \cdot 10^{-2} \end{aligned}$$

A kvázistacionárius közelítés alkalmazhatóságának (8) kifejezéssel megadott feltétele tehát pesszimális körülmények mellett is teljesül.

**3. SECAM-jel zöld-bíbor átmenetének tranziens vizsgálata**

A vizsgálatokat mind a két színelkülönbségi jel esetén az alábbi egyszerűsített modell alapján végezzük el (2. ábra). A vizsgálati modelltől kitűnik, hogy az alapsávi előkiemelő és utóelnyomó áramkör hatását a tranziens kialakulásánál nem vesszük figyelembe.



2. ábra. SECAM rendszerű átvitel egyszerűsített modellje

A kvázistacionárius közelítést alkalmazva felírhatjuk a 2. ábra ideális FM demodulátorára jutó frekvenciamodulált jel analitikus kifejezését.

$$u(t) = U_0 e^{j\Omega t + j \int_0^t \omega_v(\vartheta) d\vartheta} H(j\omega) \quad (9)$$

Behelyettesítve a (9) kifejezésbe a  $H(j\omega) = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$ -t az alábbi alakot kapjuk

$$u(t) = U_0 A(\omega) e^{j[\Omega t + \int_0^t \omega_v(\vartheta) d\vartheta + \varphi(\omega)]} \quad (10)$$

A (10) kifejezésből leolvasható, hogy a  $H(j\omega)$  átviteli karakterisztikájú négy pólus az FM-jelen járulékos amplitúdómodulációt hoz létre [az  $A(\omega)$  amplitúdó-karakterisztika hatásaként] és járúkos frekvencia modulációt [a  $\varphi(\omega)$  fáziskarakterisztika hatásaként]. A járulékos amplitúdómoduláció a demodulált jelre hatástalan lesz, mivel az ideális FM demodulátor demodulált jelként a pillanatnyi fázis idő szerinti első deriváltjával arányos mennyiséget hoz létre. A pillanatnyi fázis  $[\varphi_p(t)]$  (10)-ből a következő alakban írható fel:

$$\varphi_p(t) = \Omega t + \int_0^t \omega_v(\vartheta) d\vartheta + \varphi(\omega). \quad (11)$$

Képezve a  $\varphi_p(t)$  differenciálhányadosát:

$$\frac{d\varphi_p(t)}{dt} = \Omega + \omega_v(t) + \frac{d}{dt} \varphi(\omega). \quad (12)$$

A gyakorlatban használt FM modulátorok az  $\Omega$  vivőfrekvenciára ki vannak egyenlítve és ily módon a tény-

leges demodulált feszültség, azaz a modulációs tartalom a következő alakban írható fel:

$$\omega_m(t) = \omega_v(t) + \frac{d}{dt} \varphi(\omega). \quad (13)$$

Mint látható, a modulációs tartalom két tag összegéből tevődik össze. Az egyik tag a hasznos modulációs tartalom  $[\omega_v(t)]$ , míg a másik tag a torzításként jelentkező modulációs tartalom  $\left[\frac{d}{dt} \varphi(\omega)\right]$ . Természetesen

torzítás ténylegesen csak akkor fog keletkezni, ha  $\varphi(\omega)$  nem konstans az idő függvényében, azaz pontosabban fogalmazva ha a hasznos modulációs tartalom nem konstans az idő függvényében. Ez azért lényeges, mert a fáziskarakterisztika független változója ( $\omega$ ) a hasznos modulációs tartalom függvényében változik. Mindezek alapján a (13) kifejezést az alábbi, a lényegét jobban mutató alakra lehet hozni:

$$\omega_m(t) = \omega_v(t) + \frac{d}{dt} \varphi\{\omega_v[\omega(t)]\}. \quad (14)$$

A 2. ábrán látható vizsgálati modell és a (14) kifejezés ismeretében felírhatjuk az ideális FM demodulátor kimenetén létrejövő demodulált jel analitikus alakját:

$$\omega_m(t) = \omega_v(t) + \frac{d}{dt} \{\varphi_{ik}(\omega_v[\omega(t)]) + \varphi_h(\omega[\omega_v(t)])\}. \quad (15)$$

A (15) kifejezés tetszőleges  $\omega_v(t)$  moduláló jel esetén is leírja a demodulált jelet. Jelen vizsgálatunknál az egyszerűbb kiértékelhetőség kedvéért csak egy idealizált lineáris lefutású zöld-bíbor átmenetnek megfelelő moduláló jelet feltételezve végezzük el a kiértékelést mindkét szinkülönbségi sor esetén. (Érdeemes megjegyezni, hogy az idealizált lineáris átmenet a valóság igen jó közelítésének tekinthető.) Ily módon a két szinkülönbségi sorban a moduláló jel kifejezése rendre a következő lesz:

$$\omega_{vDB}(t) = k_{DB} \cdot t \quad \text{és} \quad \omega_{vDR}(t) = -k_{DR} \cdot t,$$

ahol  $k_{DB}$  és  $k_{DR}$  a megfelelő szinkülönbségi sorokban a zöld-bíbor átmenet meredekségére jellemző állandók. Ezek után a demodulált jel a következő alakban írható fel:

$$\omega_{mDB}(t) = k_{DB} \cdot t + \frac{d}{dt} \{\varphi_{ik}(\omega = \omega_{DB} + k_{DB}t) + \varphi_h(\omega = \omega_{DB} + k_{DB}t)\}, \quad (16)$$

$$\omega_{mDR}(t) = -k_{DR}t + \frac{d}{dt} \{\varphi_{ik}(\omega = \omega_{DR} - k_{DR}t) + \varphi_h(\omega = \omega_{DR} - k_{DR}t)\}. \quad (17)$$

A (16) és (17) kifejezésekből csak a torzítási tagot megtartva az alábbi általános alakra juthatunk, amely megfelelő behelyettesítésekkel mind a vörös, mind a kék szinkülönbségi sorokban megadja a torzítás analitikus kifejezését: (18)

$$f_{dv}(t) = \frac{k_{sv} Q_1 f [(f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 + f_c^2]}{f_c^2 (f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 + Q_2^2 [(f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 - f_c^2]^2} +$$

$$\frac{k_{sv} Q_2 f [(f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 + f_c^2]}{f_c^2 (f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 + Q_2^2 [(f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 - f_c^2]^2} +$$

$$+ \frac{k_{sv} \sqrt{b} Q_2 (f_c + \Delta f) [(f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 + (f_c + \Delta f)^2]}{(f_c + \Delta f)^2 (f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 + b Q_2^2 [(f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 - (f_c + \Delta f)^2]^2} -$$

$$\frac{k_{sv} b Q_1 (f_c + \Delta f) [(f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 + (f_c + \Delta f)^2]}{(f_c + \Delta f)^2 (f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 + b^2 Q_1^2 [(f_{sv} \pm k_{sv}t)^2 - (f_c + \Delta f)^2]^2}.$$

A (18) kifejezés számítógépes kiértékeléséhez mindkét szinkülönbségi sorban a következő feltételekből indulunk ki:

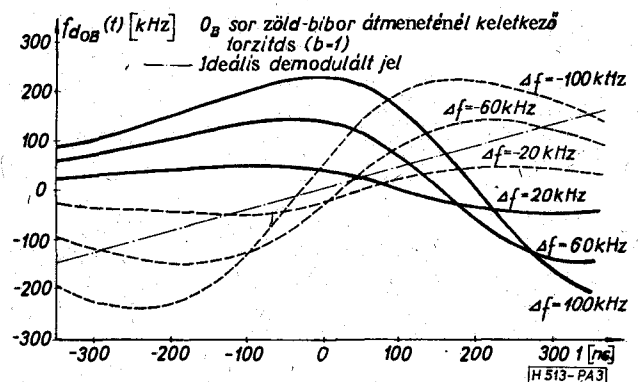
a) 75% amplitúdójú zöld-bíbor átmenet (vörös szinkülönbségi sorban  $\pm 235$  kHz, kék szinkülönbségi sorban  $\pm 152$  kHz frekvencia eltérés a névleges vivőfrekvenciákhoz képest)

b) A zöld-bíbor átmenet lineárisan zajlik le  $\Delta t = 700$  ns alatt.

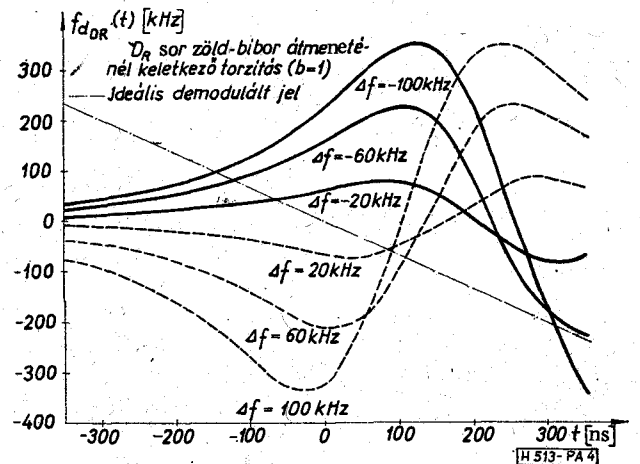
A (18) kifejezés kiértékelését mind a két szinkülönbségi sorok esetén az alábbi kiegyenlítetlenségekkel végezzük el:

1. A dekóder haranggörbe-erősítője elhangolódott és az elhangolódás mértéke  $\Delta f$ . (Vizsgálati tartomány  $\Delta f = -100$  kHz –  $100$  kHz.)

2. A dekóder haranggörbe-erősítőjének jósági tényezői megváltoztak. A megváltozást  $Q_1$  esetén  $b$ -szeresnek,  $Q_2$  esetén  $\sqrt{b}$  szeresnek tételeztük fel. (Vizsgálati tartomány  $b = 0,5 - 1,5$ .)



3. ábra. Kék szinkülönbségi sor zöld-bíbor átmeneténél keletkező torzítás az elhangolódás függvényében

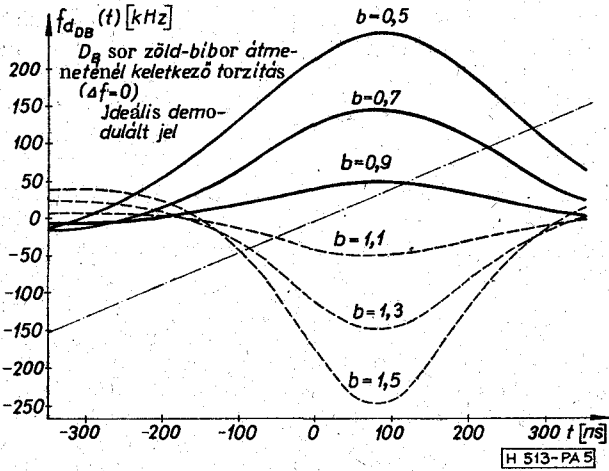


4. ábra. Vörös szinkülönbségi sor zöld-bíbor átmeneténél keletkező torzítás az elhangolódás függvényében

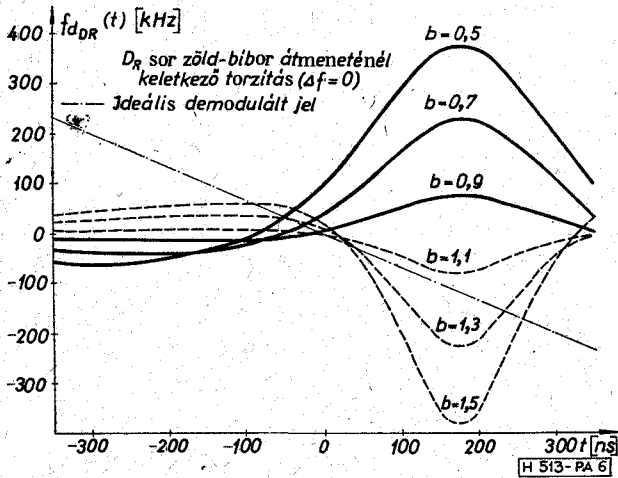
3. Mindkét beállítási pontatlanság együttesen következett be. (A vizsgálati tartomány megegyezik az 1. és 2.-ben megadottakkal.)

A kiértékelés eredményeinek jellegzetes példái a 3., 4., 5., 6., 7. és 8. ábrákon találhatóak.

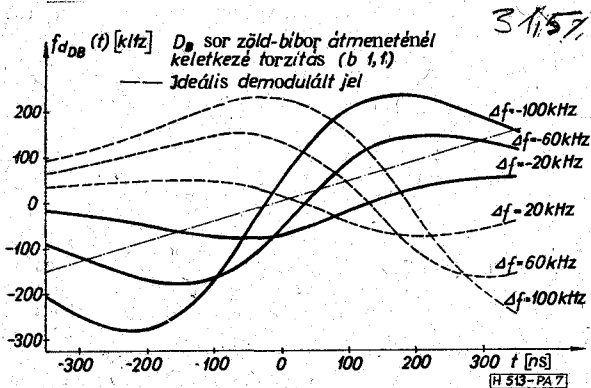
A 3.-8. ábrákon bemutatott és jelen cikkben nem közölt görbesereg kiértékelésének egy lehetséges változata, ha megvizsgáljuk az elhangolódás ( $\Delta f$ ) függ-



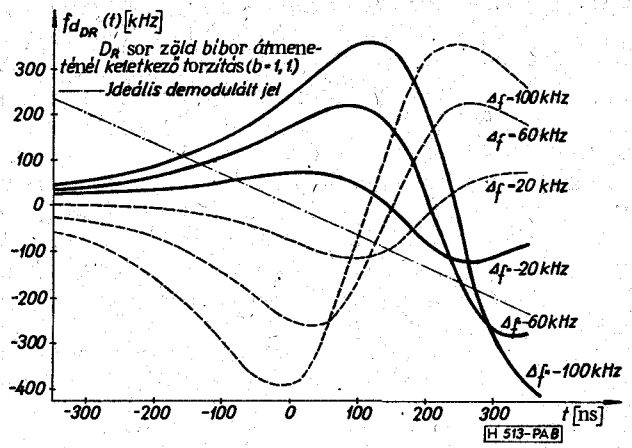
5. ábra. Kék szinkülönbségi sor zöld-bibor átmeneténél keletkező torzítás a jósági tényező megváltozásának függvényében



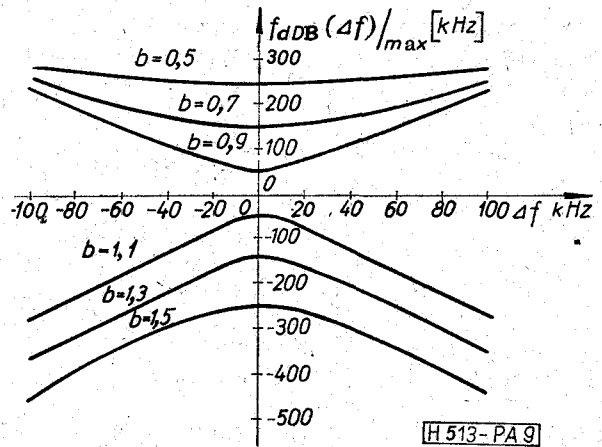
6. ábra. Vörös szinkülönbségi sor zöld-bibor átmeneténél keletkező torzítás a jósági tényező megváltozásának függvényében



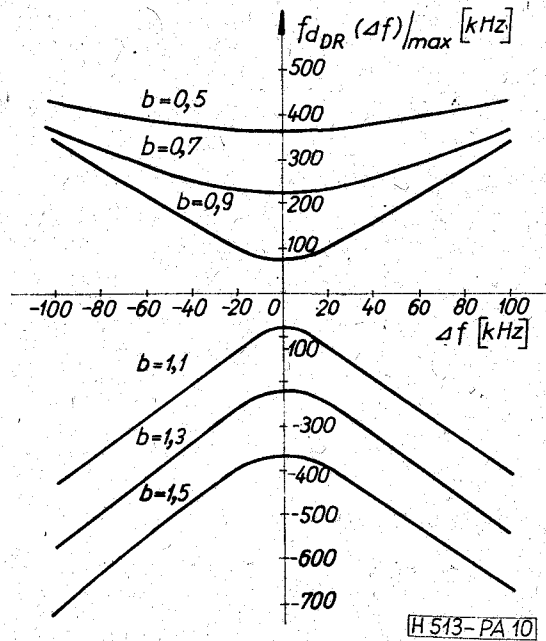
7. ábra. A beállítási pontatlanságok együttes jelentkezésének hatása a kék szinkülönbségi sorban



8. ábra. A beállítási pontatlanságok együttes jelentkezésének hatása a vörös szinkülönbségi sorban



9. ábra. A járulékos löketmaximumok alakulása a kék szinkülönbségi sorban



10. ábra. A járulékos löketmaximumok alakulása a vörös szinkülönbségi sorban

vényében, a jósági tényező megváltozására ( $b$ ) paraméterezve a tranzienis jelalakok pozitív és negatív maximumainak változását. Ezen vizsgálat eredményét a kék szinkülönbségi sorra vonatkoztatva a 9. ábra, a vörös szinkülönbségi sorra vonatkoztatva pedig a 10. ábra tartalmazza. A két ábráról megállapíthatjuk, hogy a járulékos löketek maximumainak változása mind az elhangolódás, mind a jósági tényező változásának függvényében azonos jelleget mutat mind a két szinkülönbségi sor zöld-bíbor átmenetének időtartama alatt. Megállapítható az is, hogy a járulékos löketmaximumok a megfelelő hasznos löketekre vonatkoztatva közel azonos nagyságúak mindkét szinkülönbségi sorban az összetartozó  $b$  és  $f$  paraméterek esetén.

#### 4. Következtetések

Elsőként a vizsgálatok néhány hiányosságát érdemes kiemelni:

a) A torzítási jelalakok számításánál mindig szigorúan lineárisan változó moduláló jelet tételünk fel, amely a valóságnak csak többé-kevésbé jó közelítése.

b) Nem vettük figyelembe, hogy a tényleges frekvenciamodulációt létrehozó jel a moduláló jelből alapsávi előkiemelés után alakul ki.

c) Vizsgálataink eredménye csak az ideálisnak feltételezett FM demodulátor kimenetén jelentkező torzítási jelalakokra vonatkoznak és nem terjednek ki az alapsávi utóelnyomó áramkör által okozott hatásokra.

Nézzük meg kvalitatívan, hogy az említett hiányosságok kiküszöbölése mennyiben okoz változást vizsgálataink eredményeiben.

Ha figyelembe vennénk, hogy a zöld- és bíbor színeknek megfelelő stacioner állapotok nem töréspontosan állnak be (amely azt jelenti, hogy a modulálójel

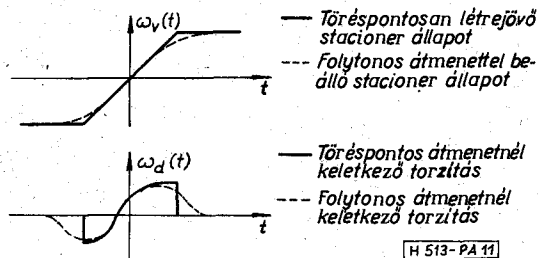
még közelítően sem tekinthető lineárisnak a stacioner állapotok környezetében), akkor a demodulált jelben keletkező változás minőségileg a 11. ábrán látható alakú lesz. Megállapíthatjuk, hogy számításaink lényegét tekintve a lineárisnak feltételezett moduláló jel kielégítően tekinthető.

Az alapsávi előkiemelő áramkör minden gyors változásnál, így a zöld-bíbor átmenetnél is, differenciáló jellegű hatása miatt nagy túllövéseket hoz létre a moduláló jelen. Ezek a tüskék (túllövések) bár csökkent nagyságban, de megmaradnak az FM modulátort megelőző limiter kimenetén is. Tranzienis vizsgálatunk szempontjából ezek a stacioner állapoton túlemelkedő tüskék azt jeletik, hogy egyes esetekben a számítottnál is nagyobb járulékos löketek keletkeznek, azaz a valóságos helyzet kritikussabb, mint ahogy azt a vizsgálati modellünkben feltételeztük.

Az utóelnyomó áramkör hatása döntő fontosságú a torzításoknak a képernyőn látható formában való megjelenése szempontjából. Az emberi szem tulajdonságait ismerve kijelenthetjük, hogy a zöld-bíbor átmenet 700 ns-os időtartama alatt lezajló bármely torzulás, még ha az a képernyőn jelentkezik is szintorzulás formájában, a néző előtt gyakorlatilag észrevétlen maradna az idő rövidsége miatt, ha nem vennék tekintetbe az alapsávi utóelnyomó áramkör hatását. Az utóelnyomó áramkör nem ideális integráló jellegű hatása miatt a zöld-bíbor átmenet alatt keletkező torzulások az átmenetnek megfelelő 700 ns-os időtartam többszörösére, akár 4–5  $\mu$ s-ra is kiterjednek. Ez viszont a képernyőn már olyan szintorzulást hoz létre, amelyet a néző már észrevesz. Az utóelnyomó áramkör hatásaként tehát a gyors, nagy frekvencia különbségű átmenetek kontúrja mentén néhány  $\mu$ s szélességű erősen telített színekben jelentkező „lobogás” lesz látható a képernyőn. Az elmondottakból kiténik, hogy az utóelnyomó áramkör hatása nélkül sem érdektelen a tranzienisvizsgálat, hiszen végső soron a néző számára zavaró hatásként jelentkező szintorzulást eredményező haranggörbe és az inverz haranggörbe-erősítők kiegyenlítetlensége okozza.

#### I R O D A L O M

- [1] G. H. Cartianu: Frekvenciamoduláció, 1965
- [2] Pálinszki A.: Jel-zaj viszonyjavítás a SECAM rendszerben. Híradástechnika. 1977. N. 1.
- [3] Dr. Ferenczy P.—dr. Nany P.—Sárvári P.—Temesi Á.—Kis-Szölggyémi F.—Pálinszki A.: Színcsatornát be- és kikapcsoló áramkör hibás működése és fekete-fehér átmenetet követő vörös húzás okainak vizsgálata. Tanulmány 1973.



11. ábra. A lineáristól eltérő zöld-bíbor átmenet kvalitatív hatása