

HÍRADÁSTECHNIKA

Akusztikus felületi hullámú TV KF-szűrő tervezése analitikus közelítő módszerrel

DR. PÜSPÖKI
SÁNDOR
MTA Műszaki Fizikai
Kutató Intézete

Az utóbbi években az elektronika több területén új-fajta áramköri elemek (késleltető vonalak, sávát-eresztő szűrők, jelhez illesztett szűrők stb.) kerültek alkalmazásra, amelyek működése az akusztikus felületi hullámok (AFH) hasznosításán alapul [1–3]. Nagy érdeklődés nyilvánul meg ezen eszközök iránt, ami érthető, ha figyelembe vesszük, hogy a korszerű elektronikus iparban egyre inkább követelménnyé válik az utólagos beállítást nem igénylő, kis méretű alkatrészek felhasználása. Előállítási technológiájuk közel esik a félvezető integrált áramköri technológiához, annál egyszerűbb, ezért különösen alkalmasak tömeggyártásra.

Intézetünkben is több éve folynak akusztikus felületi hullámú kutatások [4–6]. Ennek keretében, az OMFB megbízásából, 1977-ben kezdtük meg a televíziókészülékek középfrekvenciás fokozatában alkalmazható AFH-szűrők kifejlesztését. Ezek a munkák 1979-ben eredményesen zárultak [7–14]. Az elért új eredményeket két egymást követő közleményben foglaljuk össze. Jelen cikkben ismertetjük az általunk kidolgozott számítási eljárást, amellyel a szűrő elektródarendszerét megterveztük [13, 14]. A következő dolgozatban pedig a szűrő gyakorlati megvalósítását és a kísérleti eredményeket tárgyaljuk.

A megvalósított TV KF-szűrő bonyolult frekvencia-átviteli és mind az amplitúdó, mind a futási idő karakterisztikája aszimmetrikus az átviteli sáv közepes frekvenciájára. Ilyen esetekben az interdigitális (ID) átalakító elektródarendszerének tervezésére al-

talában számítógépes eljárást alkalmaznak [15–18]. Tekintve, hogy ezek a meglehetősen összetett számítógépes programok nem kerültek publikálásra, szükséges volt egy alkalmas méretezési eljárás kidolgozása. Kihasnálva, hogy a megvalósítani kívánt futási idő karakterisztikára konkrét előírás csak a viszonylag keskeny átviteli sávban van, és így a számítások során feltételezhetjük annak periodikus kiterjesztését a zárotartományban, továbbá, hogy a karakterisztikák egyenes szakaszokkal és hatványfüggvénnyel jól közelíthetők, egy kvázi analitikus tervezési eljárást dolgoztunk ki. Az átalakító elektródarendszerének méretezését az amplitúdó és a futási idő karakterisztikák sorfejtésére vezettük vissza.

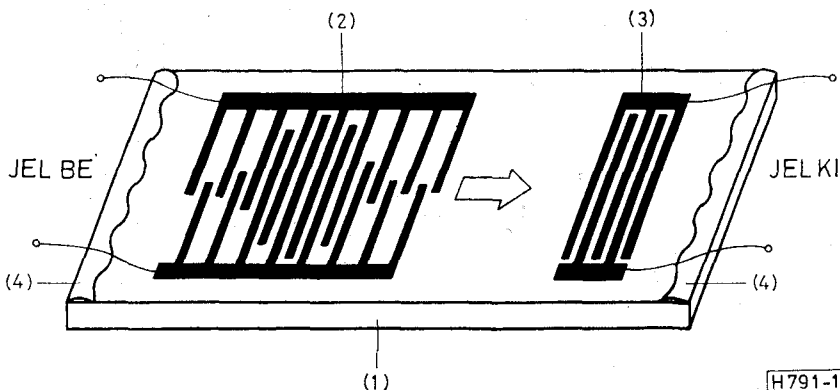
Az AFH-szűrők általános ismertetésére külön nem térünk ki tekintve, hogy a témakörnek ezen folyóiratban is van irodalma [4, 19, 20].

Tervezési alapelvek

Az akusztikus felületi hullámú TV KF-szűrőt állandó elektródatávolságú (periodikus) interdigitális átalakítókból építjük fel. Az 1. ábrának megfelelően a felületi hullámot gerjesztő bemeneti átalakító elektródarendszere hossz-súlyozott (változó elektródahosszúságú), a detektálást végző kimeneti átalakító pedig súlyozatlan. A szűrő átviteli karakterisztikája az előírt lezárások mellett jól közelíthető az ID átalakító egyedi átviteli karakterisztikáinak a szorzatával. Ezért a szűrő tervezése közvetlenül az átalakítók tervezésére vezethető vissza.

A bemeneti átalakító működését a legegyszerűbben úgy írhatjuk le, ha az átalakító egymást átlapoló

Beérkezett: 1981. IV. 17.



1. ábra. Az akusztikus felületi hullámú TV KF-szűrő elvi felépítése: (1) piezoelektromos hordozó; (2) bemeneti ID átalakító; (3) kimeneti ID átalakító; (4) hullámelnyelő közeg

elektrodáit vonalszerű felületi hullámforrásoknak tekintjük, amelyek az egyes elektrodák középvonalában helyezkednek el. A hullámforrások erőssége első közelítésben arányos az — ellentétes polaritású elektrodák átlapolásával kialakult — aktív elektrodaszakaszok hosszával. Ezért a hordozó felületén terjedő akusztikus jel komponensekből áll, amelyek az elektromos bemenőjel azonos időközökkel késleltetett, különböző erősségű akusztikus másainak tekinthetők. A hordozó felületén egy, a terjedés irányára merőleges vonalban ezek a komponensek bizonyos frekvencián fázisban lesznek, és összeadóva egymást erősítik. Ugyanakkor más frekvenciákon eltérő fázisúak lesznek, és gyengítik vagy kioltják egymást. Ez a működés analóg a transzverzális szűrő működésével [21–23]. Hasonló gondolatmenet alkalmazható a vevő átalakítóra is. Az egyes elektrodák most detektorként működnek, és az általuk érzékelt elektromos jel nagysága itt is arányos a hosszúsággal.

A periodikus ID átalakító és a transzverzális szűrő működése között fennálló analógia lehetővé teszi, hogy a tervezési alapelveket a transzverzális szűrők elméletéből származtassuk. Itt kell megjegyezni, hogy az átalakító működése során nem kívánatos másodlagos jelenségek is fellépnek [24–29]. Ezek egy része az eszköz megvalósításánál alkalmas módszerekkel elhanyagolhatóvá tehető. Más részük a megvalósítani kívánt frekvencia-karakterisztika előtorzításával vehető figyelembe. Ennek során az idealizált feltételekkel történő szintézis és a kompenzálni kívánt hatásokat is figyelembe vevő analízis egymást követő lépéseit alkalmazzuk.

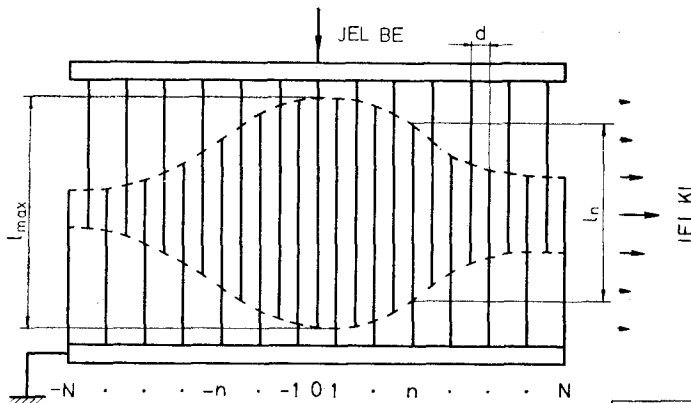
Az ID átalakító átviteli karakterisztikája

Az idealizált periodikus ID átalakító átviteli karakterisztikája Fourier-sorral adható meg. $2N+1$ elektroda esetén a relatív transzfer függvény

$$H(\omega) = e^{-jN\omega T} \sum_{n=-N}^N w_n e^{jnT\omega} \quad (1)$$

alakba írható, ahol a 2. ábra jelöléseivel a súlytényező:

$$w_n = \pm \frac{l_n}{l_{\max}}; \quad (2)$$



2. ábra. $2N+1$ változó hosszúságú elektrodát tartalmazó ID átalakító vázlat

a mintavételi időköz (két szomszédos elektroda közötti távolság megtételéhez szükséges idő):

$$T = \frac{d}{v}; \quad (3)$$

v — a felületi hullám terjedési sebessége.

Az (1) összefüggés felírásánál feltételeztük, hogy az elektrodák hossza lassan változik az n index függvényében. Az átviteli karakterisztika Ω periódusát a mintavételi időköz (T) szabja meg;

$$\Omega = \frac{2\pi}{T}. \quad (4)$$

$H(\omega)$ -t a $H(\omega) = A(\omega) \exp[-j\psi(\omega)]$ alakba írva megállapítható, hogy ID átalakítókkal — a váltakozó előjelű és valós w_n súlytényezők miatt — csak páros amplitúdó- és páratlan fázis-karakterisztikájú sáváteresztő szűrők realizálhatók. Ez a megkötés egyben azt is jelenti, hogy a tervezés során a megvalósítani kívánt átviteli karakterisztikát csak a $[0; \Omega/2]$ frekvenciatartományban írhatjuk elő szabadon.

A w_n súlytényezőkre szimmetria megkötéseket téve az (1)-gyel megadott transzfer függvény két fontos speciális esetét kapjuk meg:

(i) A w_n súlytényezők páros szimmetriát mutatnak

w_0 -ra vonatkoztatva:

$$w_n = w_{-n} = A_n \quad \text{és} \quad w_0 = A_0.$$

Ekkor:

$$H_{sz}(\omega) = \left[A_0 + 2 \sum_{n=1}^N A_n \cos\left(2\pi n \frac{\omega}{\Omega}\right) \right] e^{-jNT\omega}. \quad (5)$$

(ii) A w_n súlytényezők páratlan szimmetriát mutatnak w_0 -ra vonatkoztatva:

$$w_n = -w_{-n} = B_n \quad \text{és} \quad w_0 = 0.$$

Ekkor:

$$H_{asz}(\omega) = j \left[2 \sum_{n=1}^N B_n \sin\left(2\pi n \frac{\omega}{\Omega}\right) \right] e^{-jNT\omega}. \quad (6)$$

Az (5) és (6) kifejezéseket összehasonlítva megállapítható, hogy a fáziskarakterisztika mindkét esetben lineáris, ami a $\tau = NT = \text{állandó futásiidő}$ karakterisztikának felel meg.

Eltelktve az NT állandó késleltetéstől, a szimmetrikus felépítésű szűrő átviteli karakterisztikája valós és ω -nak páros függvénye, az antiszimmetrikus felépítésű szűrő pedig képzetes és ω -nak páratlan függvénye.

A továbbiakban még kitérünk az ID átalakítók szempontjából fontos súlyozásmentes esetre. A $2N+1$ elektrodát tartalmazó szimmetrikus felépítésű rendszer esetén, figyelembe véve, hogy $A_n = A_{-n} = (-1)^n$ és $A_0 = 1$, a transzfer függvény a

$$H_1(\omega) = \frac{\cos\left[(2N+1)\pi \frac{\omega}{\Omega}\right]}{\cos\left(\pi \frac{\omega}{\Omega}\right)} e^{-jNT\omega} \quad (7)$$

alakba írható. A fáziskarakterisztika az előzőekkel összhangban lineáris. Az amplitúdó-karakterisztikáról pedig megmutatható

tó, hogy az $\omega_0 = \Omega/2$ centrum frekvencia környezetében $(\sin x)/x$ alakú függvénynyel közelíthető.

$$A_1(\omega) \approx (2N+1) \left| \frac{\sin x}{x} \right|, \quad (8)$$

ahol

$$x = \left(N + \frac{1}{2} \right) \pi \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}. \quad (9)$$

A (9) összefüggés alapján megállapítható, hogy az átvitel első ω_0 -ra szimmetrikus zérushelyei

$$\Delta\omega_z = 2\omega_0 / \left(N + \frac{1}{2} \right) \quad (10)$$

távolságra helyezkednek el egymástól. Hasznos jel-átvitel ezen a sávon belül lehetséges.

Változó futásiidő-karakterisztika tervezési kérdései

Változó futásiidő-karakterisztikájú, illetve ennek megfelelően nemlineáris fáziskarakterisztikájú ID átalakító tervezése visszavezethető egy szimmetrikus és egy antiszimmetrikus súlyozású (lineáris fáziskarakterisztikájú) átalakító tervezésére. Ennek érdekében el kell végeznünk a transzfer függvény alkalmas felbontását. Feltételezzük, hogy a megvalósítani kívánt amplitúdó- és futásiidő-karakterisztikák a frekvencia páros függvényei,

$$A(\omega) = A(-\omega) \quad \text{és} \quad \tau(\omega) = \tau(-\omega).$$

A továbbiakban szükségünk lesz a fáziskarakterisztikára $[\varphi(\omega)]$ -ra, amelyet $\tau(\omega)$ -ból ω szerinti integrálással határozunk meg. Célszerűen $\tau(\omega)$ -t frekvenciafüggő ($\tilde{\tau}$) és frekvencia független (τ_0) komponensekre bontjuk:

$$\tau(\omega) = \tau_0 + \tilde{\tau}(\omega). \quad (11)$$

Így $\varphi(\omega)$ a

$$\varphi(\omega) = \tau_0 \omega + \varphi(\omega) \quad (12)$$

alakba írható, ahol

$$\varphi(\omega) = \int \tilde{\tau}(\omega) d\omega. \quad (13)$$

$\tau_0 \omega$ a fáziskarakterisztika lineáris, $\varphi(\omega)$ pedig a nemlineáris összetevője. $\tau(\omega)$ páros voltából következik, hogy $\varphi(\omega)$ a frekvenciának páratlan függvénye lesz.

A $H(\omega)$ transzfer függvény $A(\omega)$ és a $\varphi(\omega)$ -ra vonatkozó (12) összefüggés felhasználásával a

$$H(\omega) = A(\omega) e^{-j\varphi(\omega)} e^{-j\tau_0 \omega} \quad (14)$$

alakba írható.

Az $A(\omega) \exp[-j\varphi(\omega)]$ szorzatfüggvényt valós és képzetes részekre bontva, $H(\omega)$ -t két összetevőre választjuk szét.

$$H(\omega) = A(\omega) \cos \varphi(\omega) e^{-j\tau_0 \omega} - jA(\omega) \sin \varphi(\omega) e^{-j\tau_0 \omega}. \quad (15)$$

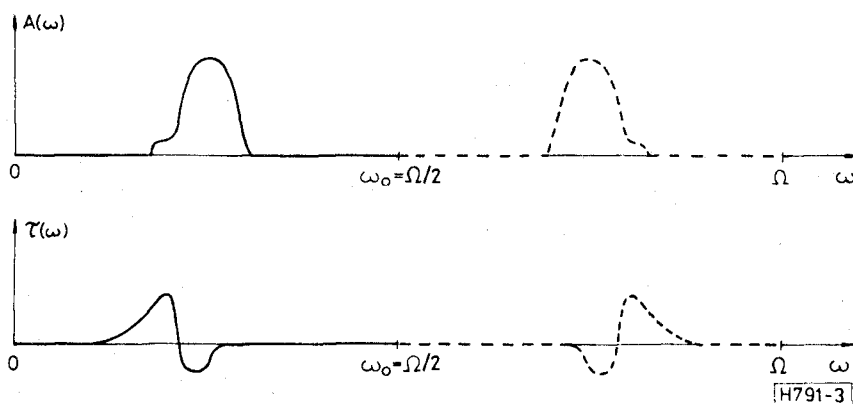
Felhasználva, hogy $A(\omega) \cos \varphi(\omega)$ a frekvencia páros, $A(\omega) \sin \varphi(\omega)$ pedig páratlan függvénye, a $H(\omega)$ átviteli karakterisztika egy szimmetrikus és egy antiszimmetrikus súlyozású átalakító kombinációjával előállítható [(5) és (6) összefüggések]. A két átalakító-komponens az egymásnak megfelelő súlytényezők összegzésével egyetlen nem szimmetrikus súlyozású rendszerré egyesíthető. Itt jegyezzük meg, hogy τ_0 nem írható elő tetszőlegesen, mert egy minimális, állandó késleltetési idő (NT) az elektródarendszer felépítéséből adódik.

Aszimmetrikus amplitúdó- és futásiidő-karakterisztikák tervezési kérdései

Az átviteli sáv közepes frekvenciájára aszimmetrikus amplitúdó- és futásiidő-karakterisztika megvalósítása komplex súlytényezők alkalmazását igényelné, mert nem teljesül az $A(\omega) = A(-\omega)$ és $\tau(\omega) = \tau(-\omega)$ feltétel. A problémát a frekvenciaválasz kiegészítésével kerülni tudjuk meg [31–32]. A 3. ábrának megfelelően a kívánt választ tükrözve az $\omega_0 = \Omega/2$ frekvenciára az amplitúdó- és futásiidő-karakterisztikákat szimmetrikussá tesszük. Természetesen a kiegészítés miatt az Ω periódust kétszer nagyobbra kell választani, mint egy azonos közepes frekvenciájú szimmetrikus válasz esetén. Ez azt jelenti, hogy a mintavételezések közötti T időtartam, illetve az ID átalakítók elektródátávolsága a felére csökken a szimmetrikus esethez képest.

TV KF szűrő tervezése

Első lépésként rögzítjük a súlyozatlan kimeneti átalakító elektródáinak számát és centrum frekvenciáját. E paramétereket a (8)–(10) összefüggések



3. ábra. A frekvenciaválasz kiegészítésének szemléltetése:
 ————— kívánt válasz
 - - - - - kiegészítő válasz

figyelembevételével úgy választjuk meg, hogy a zárósávban, a csapda frekvenciák környezetében az átalakító minél nagyobb jelenyomást biztosítson, ugyanakkor az átviteli sávban okozott vágás még jól kompenzálható legyen a bemeneti átalakító tervezésekor. Ezt követően a teljes szűrőre vonatkozó előírások és a kimeneti átalakító átviteli karakterisztikájának ismeretében meghatározzuk a hossz-súlyozott bemeneti átalakítóra vonatkozó amplitúdó- és futási idő toleranciákat. Ezzel a problémát a hossz-súlyozott átalakító tervezésére vezetjük vissza.

A továbbiakban egyenes szakaszok és hatványfüggvények segítségével a tolerancia-sémákat kielégítő töréspontos karakterisztikákat írunk elő $[A'(\omega), \tau'(\omega)]$. A futásiidő-karakterisztikát a $[0; \omega_0]$ tartományban periodikussá tesszük. Az Ω_1 -gyel jelölt periódust úgy kell megválasztani, hogy a

$$P = \omega_0 / \Omega_1 \quad (16)$$

hányados egész szám legyen. Ezt követően a 4. ábrának megfelelően ω_0 -ra szimmetrikussá tesszük a frekvenciaválaszt.

Figyelembe véve, hogy a futásiidő-karakterisztika frekvenciafüggő, az átalakító tervezését egy szimmetrikus és egy antiszimmetrikus felépítésű átalakító tervezésére vezetjük vissza. A fáziskarakterisztika nemlineáris összetevőjét meghatározva, a megvalósítani kívánt transzfer függvényt a (15)-nek megfelelő alakba írjuk:

$$H'(\omega) = A'(\omega) \cos \varphi'(\omega) e^{-i\tau'(\omega)} - jA'(\omega) \sin \varphi'(\omega) e^{-i\tau'(\omega)}.$$

Ekkor a szimmetrikus, illetve antiszimmetrikus átalakító A_n és B_n súlytényezőit az (5) és (6) összefüggésekkel összhangban Fourier-sorfejtés segítségével határozzuk meg:

$$A_n = \frac{1}{\Omega} \int_0^{\Omega} A'(\omega) \cos \varphi'(\omega) \cos \left(2\pi n \frac{\omega}{\Omega} \right) d\omega \quad (17)$$

és

$$B_n = \frac{1}{\Omega} \int_0^{\Omega} A'(\omega) \sin \varphi'(\omega) \sin \left(2\pi n \frac{\omega}{\Omega} \right) d\omega. \quad (18)$$

Az irodalomban használatos eljárásoktól eltérően az

$$A'(\omega) \cos \varphi'(\omega) \quad \text{és} \quad A'(\omega) \sin \varphi'(\omega)$$

függvények sorbafejtését visszavezetjük az analitikus közelítés szempontjából kedvezőbb $A'(\omega)$ és $\tau'(\omega)$ függvények sorbafejtésére. Ez egyben azzal az előnnyel is jár, hogy nem kell körülményes toleranciákat megadnunk a fenti szorzatfüggvényekre [18].

Felhasználva, hogy $A'(\omega) \cos \varphi'(\omega)$ páros, illetve $A'(\omega) \sin \varphi'(\omega)$ páratlan függvénye ω -nak, az integrálás a $[0; \omega_0]$ tartományra redukálható, így:

$$A_n = \frac{1}{\omega_0} \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \cos \varphi'(\omega) \cos \left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) d\omega \quad (19)$$

és

$$B_n = \frac{1}{\omega_0} \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \sin \varphi'(\omega) \sin \left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) d\omega. \quad (20)$$

A $[0; \omega_0]$ tartományban pedig a periodikussá tett futásiidő-karakterisztika lehetővé teszi, hogy az integrálokban szereplő $\cos \varphi'(\omega)$, illetve $\sin \varphi'(\omega)$ függvényeket kis elemszámú trigonometrikus polinommal közelítsük. Ennek megfelelően a $0 \leq \omega \leq \omega_0$ -ra

$$\cos \varphi'(\omega) \approx \alpha_0 + \sum_{i=1}^1 \left[\alpha_i \cos \left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1} \right) + \beta_i \sin \left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1} \right) \right] \quad (21)$$

és

$$\sin \varphi'(\omega) \approx \gamma_0 + \sum_{i=1}^1 \left[\gamma_i \cos \left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1} \right) + \delta_i \sin \left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1} \right) \right]. \quad (22)$$

Az $\alpha_i, \beta_i, \gamma_i, \delta_i$ együtthatók meghatározására később térünk ki.

A fenti összefüggéseket (19)-be, illetve (20)-ba helyettesítve:

$$\begin{aligned} A_n = & \frac{1}{\omega_0} \left\{ \alpha_0 \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \cos \left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) d\omega + \right. \\ & + \sum_{i=1}^1 \left[\alpha_i \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \cos \left(i2P\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) \cos \left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) d\omega \right] + \\ & \left. + \sum_{i=1}^1 \left[\beta_i \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \sin \left(i2P\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) \cos \left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) d\omega \right] \right\} \end{aligned} \quad (23)$$

és

$$\begin{aligned} B_n = & \frac{1}{\omega_0} \left\{ \gamma_0 \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \sin \left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) d\omega + \right. \\ & + \sum_{i=1}^1 \left[\gamma_i \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \cos \left(i2P\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) \sin \left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) d\omega \right] + \\ & \left. + \sum_{i=1}^1 \left[\delta_i \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \sin \left(i2P\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) \sin \left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0} \right) d\omega \right] \right\}. \end{aligned} \quad (24)$$

A (23) és (24)-ben szereplő trigonometrikus függvények szorzatát linearizálva és az integrálást elvégezve A_n -re és B_n -re az

$$A_0 = \alpha_0 a_0 + \sum_{i=1}^1 \alpha_i a_{iM}, \quad (25)$$

$$\begin{aligned} A_n = & \alpha_0 a_n + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^1 \alpha_i (a_{n-iM} + a_{n+iM}) - \\ & - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^1 \beta_i (b_{n-iM} - b_{n+iM}), \end{aligned} \quad (26)$$

és

$$\begin{aligned} B_n = & \gamma_0 b_n + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^1 \delta_i (a_{n-iM} - a_{n+iM}) + \\ & + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^1 \gamma_i (b_{n-iM} - b_{n+iM}) \end{aligned} \quad (27)$$

összefüggéseket nyerjük, ahol

$$a_n = \frac{1}{\omega_0} \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \cos\left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0}\right) d\omega, \quad (28)$$

$$b_n = \frac{1}{\omega_0} \int_0^{\omega_0} A'(\omega) \sin\left(n\pi \frac{\omega}{\omega_0}\right) d\omega \quad (29)$$

és

$$M = 2P = 2\omega_0/\Omega_1. \quad (30)$$

Az α_i , β_i , γ_i , δ_i együtthatók meghatározásához először a fáziskarakterisztika nemlineáris összetevőjét kell előállítani. Ezt a futásiidő-karakterisztika frekvenciafüggő részének $\tilde{\tau}$ -nek ω szerinti integrálásával nyerjük. $\tilde{\tau}'(\omega)$ -t a $0 \leq \omega \leq \omega_0$ tartományban kis elemszámú Fourier-sorral közelítjük:

$$\tilde{\tau}'(\omega) \approx \sum_{i=1}^I \left[e_i \cos\left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1}\right) + h_i \sin\left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1}\right) \right], \quad (31)$$

ahol

$$e_i = \frac{2}{\Omega_1} \int_0^{\Omega_1} \tau'(\omega) \cos\left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1}\right) d\omega; \quad (32)$$

$$h_i = \frac{2}{\Omega_1} \int_0^{\Omega_1} \tau'(\omega) \sin\left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1}\right) d\omega. \quad (33)$$

(31) integrálásával a $0 \leq \omega \leq \omega_0$ -ra

$$\varphi'(\omega) \approx f_1(\omega) = \sum_{i=1}^I \left[c_{1i} \cos\left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1}\right) + d_{1i} \sin\left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1}\right) \right] \quad (34)$$

összefüggést kapjuk, ahol

$$c_{1i} = -\frac{\Omega_1}{2\pi i} h_i; \quad d_{1i} = \frac{\Omega_1}{2\pi i} e_i. \quad (35)$$

A továbbiakban a $\cos \varphi'$ és $\sin \varphi'$ függvényeket kis elemszámú ($K+1$) Taylor-sorral közelítjük:

$$\cos \varphi'(\omega) \approx \sum_{k=0}^K (-1)^k \frac{(\varphi')^{2k}}{(2k)!} \quad (36)$$

és

$$\sin \varphi'(\omega) \approx \sum_{k=0}^K (-1)^k \frac{(\varphi')^{2k+1}}{(2k+1)!}. \quad (37)$$

$\varphi'(\omega)$ hatványainak a meghatározására az alábbi rekurziós közelítő összefüggést alkalmazzuk:

$$(\varphi')^m(\omega) \approx f_m(\omega), \quad (38)$$

ahol az $f_m(\omega)$ függvény az

$$F_m(\omega) = f_{m-1}(\omega) f_1(\omega) \quad (39)$$

szorzatfüggvény linearizált alakjának első $2I+1$ elemével egyezik meg.

Ennek megfelelően:

$$f_m(\omega) = c_{m0} + \sum_{i=1}^I \left[c_{mi} \cos\left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1}\right) + d_{mi} \sin\left(2\pi i \frac{\omega}{\Omega_1}\right) \right]. \quad (40)$$

A fentiek figyelembevételével a $\cos \varphi'$ és $\sin \varphi'$ függvényeket a következő linearizált alakokkal közelítjük:

$$\cos \varphi'(\omega) \approx 1 + \sum_{k=1}^K (-1)^k \frac{f_{2k}}{(2k)!} \quad (41)$$

és

$$\sin \varphi'(\omega) \approx \sum_{k=1}^K (-1)^k \frac{f_{2k+1}}{(2k+1)!}. \quad (42)$$

Az $f_m(\omega)$ -ra vonatkozó (40) típusú összefüggések helyettesítésével, $\cos \varphi'$ -re és $\sin \varphi'$ -re (21) és (22)-nek megfelelő trigonometrikus polinomokat kapunk, ahol:

$$\alpha_0 = 1 + \sum_{k=1}^K (-1)^k \frac{c_{2k,0}}{(2k)!},$$

$$\alpha_i = \sum_{k=1}^K (-1)^k \frac{c_{2k,i}}{(2k)!}, \quad (43)$$

$$\beta_i = \sum_{k=1}^K (-1)^k \frac{d_{2k,i}}{(2k)!};$$

$$\gamma_0 = \sum_{k=1}^K (-1)^k \frac{c_{2k+1,0}}{(2k+1)!},$$

$$\gamma_i = \sum_{k=0}^K (-1)^k \frac{c_{2k+1,i}}{(2k+1)!}, \quad (44)$$

$$\delta_i = \sum_{k=0}^K (-1)^k \frac{d_{2k+1,i}}{(2k+1)!}.$$

Az egyenes szakaszok és hatványfüggvény segítségével előírt $A'(\omega)$, illetve $\tau'(\omega)$ függvényeket (28) és (29)-be, illetve (32) és (33)-ba behelyettesítve, és az integrálást elvégezve, az a_n , b_n , e_i és h_i együtthatókra analitikus összefüggéseket kapunk. Ennek következtében A_n -re és B_n -re is analitikus összefüggések adódnak. Végül a szimmetrikus és antiszimmetrikus átalakítók egyesítésével nyerhető eredő elektródarendszer súlytényezőit a

$$w_n = A_n - B_n \quad (45)$$

$$w_{-n} = A_n + B_n$$

összefüggésekkel határozzuk meg.

A továbbiakban N értékének tapasztalat alapján történő megválasztásával rögzítjük az átalakító elektródáinak számát, $(2N+1)$ -et. Ezt követően a súlytényezők ismeretében meghatározzuk az átalakító transzfer függvényét, majd a homogén átalakító figyelembevételével a teljes rendszer, azaz a szűrő amplitúdó- és futásiidő-karakterisztikáit. Azokat összehasonlítva a megadott toleranciákkal, az eltéréseknek megfelelően korrigáljuk a hossz-súlyozott ID átalakítóra előírt karakterisztikákat, és ha szükséges, az elektródák számát. Általában néhány módosítás után elérhető a kívánt átvitel. A közbeeső korrekciók esetén rendszerint elegendő csak a kritikus helyek ellenőrzése (pl. csapdamélységek, képvívő szintje stb.). A véges tagszámú Fourier-sorfejtés miatt fellépő Gibbs-féle oszcilláció [33] csökkentését és a toleranciahatárok célszerű kihasználását az egyes karakterisztikaszakaszok meredekségének alkalmas megválasztásával értük el.

A kétnormás szűrő átviteli karakterisztikái

Az előzőekben ismertetett eljárással terveztük meg a hazai előírásoknak megfelelő kétnormás TV KF-szűrő elektródarendszerét. A súlyozatlan kimeneti átalakító centrum frekvenciáját 35,1 MHz-re, elektródáinak számát pedig 15-re választottuk. A hosszúsúlyozott bemeneti átalakítóra vonatkozó amplitúdó karakterisztikát 6 egyenes szakasszal és egy parabólaival, a futásiidő-karakterisztikát pedig 5 egyenes szakasszal és egy negyedfokú hatványfüggvénnyel közelítettük, a 4. ábrán vázolt módon. A számítások során, a $\cos \varphi'(\omega)$ és $\sin \varphi'(\omega)$ függvényeket közelítő trigonometrikus polinomokat $I=6$ és $K=2$ paraméterekre határoztuk meg. A centrum frekvenciát 72 MHz-re (2×36 MHz) választottuk.

Itt jegyezzük meg, hogy a tervezett elektródarendszernél az elektródák hossza gyors változást mutatott az elemszám függvényében. Ezért a gyakorlati megvalósítás szempontjából egy előnyösebb elrendezést állítottunk elő az alábbi módon. Az eredeti elektródarendszert a centrumához képest jobbra és balra $d/2$ távolsággal eltoltuk és a fedésbe kerülő elektródák hosszát a polarításoknak megfelelően, előjelhelyesen összegeztük. Így egy kedvezőbb elektródahossz változást kaptunk. Az eltolt elektródarendszerek egyesítése miatt az amplitúdó-karakterisztikát leíró összefüggésben megjelenik egy $\cos(\omega d/2v)$ alakú szorzótényező. Ez a frekvenciával lassan változó amplitúdófüggés a tervezés során kompenzálható. A kívánt átvitelt 161, illetve a fenti módosítás után 162 elektródával értük el. A szűrő számított amplitúdó- és futásiidő-karakterisztikáit a toleranciákkal együtt az 5. és 6. ábrák szemléltetik.

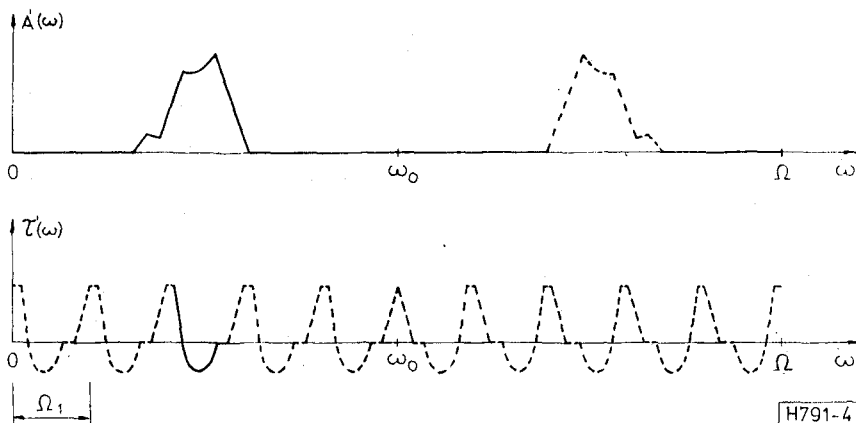
Összefoglalás

Kidolgoztunk egy kvázi analitikus számítási eljárást aszimmetrikus amplitúdó- és változó futásiidő-karakterisztikájú AFH-szűrők tervezésére. A hosszúsúlyozott ID átalakító elektródarendszerének méretezését — az ismert eljárásoktól eltérően — az amplitúdó- és a futásiidő-karakterisztikák sorfejtésére vezettük vissza.

A fenti módszer segítségével megterveztük a hazai előírásoknak megfelelő kétnormás TV KF-szűrő elektródarendszerét, amelynek gyakorlati megvalósítását a következő munkában [34] ismertetjük. A számítások során a szintézist idealizált feltételekkel végeztük. A szükséges korrekciókat ekvivalens áramköri modell [26] alapján határoztuk meg. Végül megemlítenénk, hogy a numerikus számításokra egy kibővített memóriájú (8000 B) EMG 666 típusú programozható asztali kalkulátort használtunk.

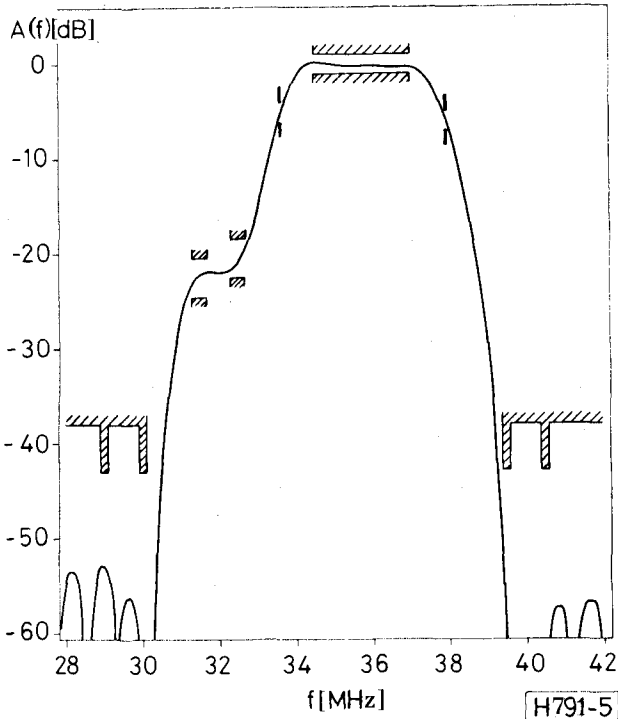
I R O D A L O M

- [1] R. C. Williamson: Case Studies of Successful Surface-Acoustic-Wave Devices. 1977. IEEE Ultrasonics Symp. Proc., pp. 460—468.
- [2] G. Chao: Surface Acoustic Wave Devices Move into High-Volume Markets. Electrical Design News, May 1977, pp. 96—99.
- [3] A. J. Slobodnik—T. L. Szabó—K. R. Laker: Miniature SAW Filters. Proc. IEEE, V. 67, No. 1. (1979) pp. 129—146.
- [4] Rösner B.—Püspöki S.—Andrási Ané: Akusztikus felületi hullámszűrő-struktúrák vizsgálata. Híradástechnika, XXV. éfv., 11. sz. (1974) 333—337. o.
- [5] S. Püspöki—B. Rösner: Wideband electronic tuning of SAW devices. Electronics Letters, V. 12, No. 20 (1976) p. 518.
- [6] S. Püspöki—B. Rösner—M. Andrási: Surface acoustic wave bandpass filters with asymmetric frequency response. Alta Frequenza, V. XLV, No. 12 (1976) pp. 766—768.
- [7] Andrási Ané—Beleznay F.—Püspöki S.—Serényi M.: Akusztikus felületi hullámú eszközök kutatása. MFKI '77 Évkönyv, 115—118. o.
- [8] M. Andrási—F. Beleznay—S. Püspöki—M. Serényi: Research and Development of Acoustic Surface Wave Devices. MFKI '78 Yearbook, pp. 79—81.
- [9] Püspöki S.—Serényi M.: Akusztoelektromos felületi hullámú (AHF) TV KF szűrők tervezése és megvalósítása. — Előadás, Alkatrész Konferencia, Szombathely, 1979. szeptember.
- [10] Püspöki S.: Akusztikus felületi hullámok gyakorlati hasznosítása. Előadás a MTA Szilárdtest-fizikai Komplex Bizottság tudományos ülésén, Gyöngyös, 1979. november.
- [11] Püspöki S.: Jelentés az akusztoelektromos eszközök fejlesztésével és technológiájával kapcsolatos kutatási-fejlesztési feladatok elvégzéséről. MFKI, 1979. november.

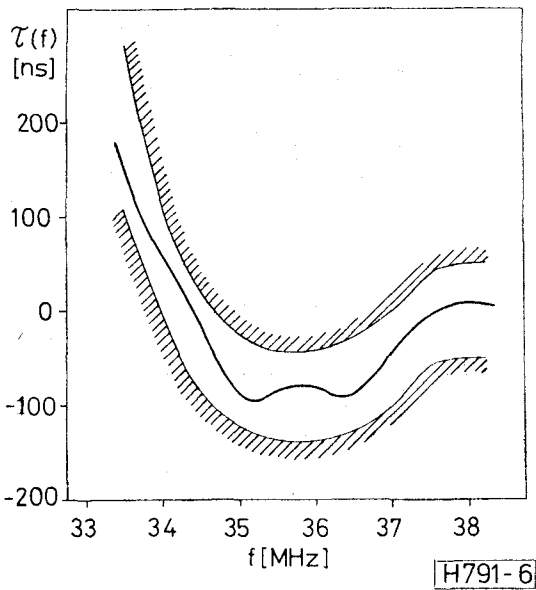


4. ábra. Az amplitúdó- és a futásiidő-karakterisztika kiegészítésének szemléltetése:

— kívánt válasz
 - - - kiegészítő válasz



5. ábra. A kétnormás szűrő relatív amplitúdó-karakterisztikája



6. ábra. A kétnormás szűrő relatív futásiidő-karakterisztikája

- [12] Andrásiné Ané — Belezsnay F. — Püspöki S. — Serényi M.: Akusztikus felületi hullámok terjedésén alapuló KF-szűrők kifejlesztése színes televízióhoz. MFKI '79 Évkönyv, 22—24. o.
- [13] Belezsnay F. — Püspöki S.: Részjelentés az akusztotoelektromos eszközök fejlesztésével és technológiájával kapcsolatos kutatási-fejlesztési feladatok elvégzéséről. MFKI, 1978. június.

- [14] Püspöki S.: TV KF szűrő tervezése analitikus úton. — Részlet a TV KF fokozatokban használatos akusztikus felületi hullámszűrők (AFH) gyártástechnológiájának továbbfejlesztése című jelentésből (összeállították: Belezsnay F., Püspöki S. és Andrásiné Ané) MFKI, 1979. június.
- [15] D. W. Parker — R. G. Pratt — R. W. Smith — R. Stevens: Acoustic surface-wave bandpass filters. Mullard Technical Communications, V. 14, No. 133 (1977) pp. 110—124.
- [16] J. M. Auñan — E. D. Maloney: Application of cad techniques to saw filters. Electronic Engineering, May 1977. pp. 51—54.
- [17] Sadao Takahashi et al.: SAW IF Filter on LiTaO₃ for Color TV Receivers, IEEE Trans. Consumer Electronics, V. 24, No. 3. (1978) pp. 337—346.
- [18] P. M. Jordan — B. Lewis: A Tolerance-related Optimised Synthesis Scheme for the Design of SAW Filters with Arbitrary Amplitude and Phase Characteristics. 1978. IEEE Ultrasonics Symp. Proc., pp. 715—719.
- [19] Nagy J.: Mikrohullámú akusztika. Híradástechnika, XXIV. évf., 12. sz. (1973) 359—365.
- [20] Elek K. — Pfliegel P.: Aszimmetrikus amplitúdó-és futásiidő-karakterisztikájú AHF szűrők szintézise. Híradástechnika, XXXI. évf., 9. sz., (1980) 321—326. o.
- [21] R. H. Tancrrell — M. G. Holland: Acoustic Surface Wave Filters. Proc. IEEE, V. 59, No. 3 (1971) pp. 393—409.
- [22] G. L. Matthaei: Acoustic Surface-Wave Transversal Filters. IEEE Trans. Circuit Theory, V. 20 No. 5. (1973) pp. 459—470.
- [23] R. H. Tancrrell: Analytic Design of Surface Wave Bandpass Filters. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics, V. 21, No. 1. (1974) pp. 12—22.
- [24] W. S. Jones — C. S. Hartmann — T. D. Sturdivant: Second Order Effects in Surface Wave Devices. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics, V. 19, No. 3. (1972) pp. 368—377.
- [25] R. F. Mitchell: Surface Acoustic Wave Transversal Filters: Their Use and Limitations. IEE Conf. Publ. 109, 1973, pp. 130—140.
- [26] W. R. Smith: Basics of the SAW Interdigital Transducer. Wave Electronics, V. 2, No. 1/2/3. (1976) pp. 25—63.
- [27] H. M. Gerard: Principles of Surface Wave Filter Design. In Topics in Applied Physics, A. A. Oliner Ed., V. 24, Springer-Verlag, Berlin 1978, pp. 61—69.
- [28] A. J. Slobodnik: Materials and Their Influence on Performance. In Topics in Applied Physics, A. A. Oliner Ed., V. 24, Springer-Verlag, Berlin 1978, pp. 225—303.
- [29] R. F. Miison: Bulk Wave Generation by the IDT. Wave Electronics, V. 2., No. 1/2/3. (1976) pp. 64—81.
- [30] F. G. Marshall — C. O. Newton — E. G. S. Paige: Theory and Design of the Surface Acoustic Wave Multistrip Coupler. IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics, V. 20, No. 2. (1973) pp. 124—133.
- [31] K. W. Moulding — D. W. Parker: A Technique for SAW Bandpass Filter Design. 1974. IEEE Ultrasonics Symp. Proc., pp. 168—171.
- [32] T. J. Boege — G. Chao — W. S. Drummond: Design Arbitrary Phase and Amplitude Characteristics in SAW Filters. 1976. IEEE Ultrasonics Symp. Proc., pp. 313—316.
- [33] R. Bracewell: The Fourier Transform and its Applications. McGraw-Hill Book Co., New York 1965, pp. 209—211.
- [34] Andrásiné Ané — Belezsnay F. — Püspöki S. — Serényi M.: Akusztikus felületi hullámú TV KF szűrő gyakorlati megvalósítása. Híradástechnika, megjelenés alatt.