

Aszimmetrikus amplitúdó- és futási idő karakterisztikájú AFH szűrők szintézise

ELEK KÁLMÁN —
PFLIEGEL PÉTER
BME Híradástechnikai
Elektronika Intézet

Bevezetés

Az akusztikai felületi hullámú (AFH) szűrő mint a transzverzális szűrők egyik sajátos megjelenési formája az utóbbi években számos területen hatékonyan alkalmazhatónak bizonyult. A piezoelektromos hordozó méreteinek és a fotolitografikai eljárás felbontóképességének korlátaiból adódóan elsősorban a 20 MHz–2 GHz frekvenciatartományban terjedt el. Gyártása nagy darabszámú sorozatok, pl. TV–KF szűrők, mikrohullámú sokcsatornás berendezések KF szűrői stb. esetén gazdaságos, és miniatűr, szigorú specifikációit kielégítő szűrők esetén jöhet szóba. Az AFH szűrő kész alkatrészként ültethető be az áramkörbe, utólagos hangolást nem igényel, paramétereit kristálypontossággal tartja. A fésűszerű elektrodarendszerek, az ún. interdigitális (ID) átalakítók kiképzése és kölcsönös helyzete változtatásával a legkülönbözőbb jelfeldolgozási feladatokra alkalmas AFH eszközök, pl. késleltető vonalak, kódfelismerők, impulzuskompresszorok stb. alakíthatók ki [10].

Aszimmetrikus amplitúdó-karakterisztikájú, állandó futási idejű szűrők tervezésére alkalmas módszert Chao és társai ismertettek 1975-ben [12].

Jelen cikkben egy olyan szintézis módszert mutatunk be, amellyel a sávközépfrekvencia aszimmetrikus amplitúdó- és változó futási idő karakterisztika realizálható az ID átalakító átlapolódási mértékének beállításával [1].

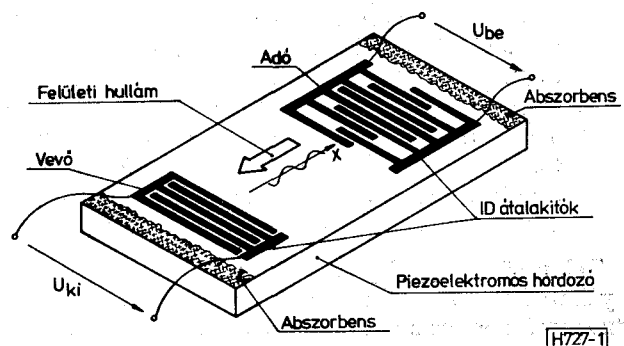
A tervezés a sok számítógépidőt és nagy memóriakapacitást igénylő optimalizálási eljárás helyett interaktív úton történik oly módon, hogy a specifikált átviteli karakterisztika közelítéseként kapott függvény meg nem engedhető egyenletlenségeit alkalmasan választott korrekciós függvények hozzáadásával kompenzáljuk.

A szintézis az irodalomban ún. „impulzusmodell” néven ismert eljárás felhasználásával történik. A szűrő működését befolyásoló — és általában nem elhanyagolható — másodlagos jelenségek (idegen rezgési

modusok, többszörös reflexió stb.) figyelembevételének és csökkentésének módszereivel [2, 3, 4, 5, 6,] itt nem foglalkozunk.

Az AFH szűrők működési elve

Az AFH szűrő szerkezeti felépítése az 1. ábrán látható. Egy piezoelektromos egykristály sík felületén fotolitografikai eljárással két fémelektrodarendszert képeznek ki. Az adóátalakítóra kapcsolt elektromos feszültség a piezoelektromos anyag felületén és annak közelében mechanikai deformációt hoz létre. Váltakozó feszültség hatására a deformációs állapot mechanikai hullám formájában a hordozó felülete mentén mindkét irányban tovaterjed. Ez a felületi hullám diszperziómentes, terjedési sebessége kb. öt nagyságrenddel kisebb a fény terjedési sebességénél. A piezoelektromos hatás miatt ez a mechanikai hullám a vevőátalakító alá érkezve abban elektromos feszültséget hoz létre. A szűrő a kívánt szelektív hatást az ID átalakítók egyes elektrodái által gerjesztett részhullámok interferenciájával éri el. Az egyedi hullámforrások megfelelő megválasztásával elérhető, hogy bizonyos frekvenciákon az általuk keltett hullámok erősítsék egymást, míg más frekvenciákon kioltás következzen be. Az ilyen módon létrejövő szűrőhatás annál jobban érvényesül, minél több az átalakítók elektrodapárjainak a száma. A tervezést nagymér-



1. ábra. Az AFH szűrő szerkezeti felépítése

Beérkezett: 1980. III. 5.

tékben megkönnyíti, ha a vevőátalakítót szélessávúra képezzük ki, és a kívánt átviteli karakterisztikát az adóátalakítóval állítjuk be. Ennek megfelelően az adó általában bonyolultabb, sok elektródából álló átalakító, míg a vevő a nagy sávzélességnek megfelelően kevés, azonos átlapolódású elektródából áll. Az adóátalakító által keltett nem felületi hullámú módusok elnyomására a két átalakító közötti szakaszra egy olyan iránycsatlót (multistrip coupler) célszerű elhelyezni, amely a felületi hullámot széles frekvenciatartományban jó hatásfokkal továbbítja a vevőátalakító irányába, míg a zavaró módusokra a csillapítása nagy [7].

A továbbiakban vizsgáljuk meg, hogy milyen kapcsolat van egy ID átalakító átviteli karakterisztikája és struktúrája között.

Az impulzusmodell [8, 9]

Az átviteli karakterisztika és az átalakító felépítése közötti összefüggést az irodalomban impulzusmodell néven ismert eljárás felhasználásával adjuk meg. Az eljárás lényege, hogy kapcsolatot teremt az ID átalakító struktúrája és az impulzusgerjesztésre adott válasz (a súlyfüggvény) között. Ezen kapcsolatot ismeretében az átviteli karakterisztika már meghatározható.

Egy kristályban terjedő felületi hullámot matematikailag tenzorokkal lehet leírni. Ez a módszer bonyolultságánál fogva tervezésre nem alkalmas, a kezelhetőség végett ezért egyszerűsítő feltételeket kell tenni.

- Adjuk meg a keltett hullámot egyetlen skalár jellemzővel. Ezt azért tehetjük, mert a piezoelektromos hatás a hullám minden egyes komponensére nézve reciprok módon jelentkezik az adó- és vevőátalakítóban, amelyek viszont a működési elvet tekintve azonos felépítésűek.
- Tételezzük fel, hogy az átalakító diffrakciómentes síkhullámot kelt. A síkhullám-kibocsátást úgy érthetjük el, hogy a legkisebb elektródaátlapolódást is több hullámhossznyi nagyságúra választjuk, így az adóátalakítót elhagyó hullám erősen irányított.
- A változó átlapolódást a síkhullámú közelítésben úgy vesszük figyelembe, hogy a vevőhöz érkező hullám amplitúdóját arányosnak vesszük a hullámforrás szélességével. Ez a leírás energetikailag helyes, de feltételezi a vevőátalakító egyenletes, a beérkező hullámfronttal azonos szélességű átlapolódását, azaz a maradóképtelen visszaalakítást.
- Tegyük fel továbbá, hogy egy elektróda csak a vele közvetlenül szomszédos ellenkező polaritású elektródákkal képez hullámforrást, és a hullámforrás a felületen, az elektróda középvonalában vonalszerűen helyezkedik el.

Tekintsük kimenő jelnek a negatív X tengely irányában haladó hullámot. Ez a c sebességgel haladó diszperziómentes síkhullám a következő alakú:

$$\xi(x, t) = \xi(x + ct). \quad (1)$$

Impulzusgerjesztés esetén az (1) egyenlet $t=0$ pillanatban a forráseloszlást ($s(x)$) adja meg. A fentebb leírt feltételek alapján

$$s(x) = \xi(x, 0) = \sum_{i=-N}^N h_i \delta(x - id), \quad (2)$$

ahol $\delta(x)$ a műszaki számításokban alkalmazott ún. Dirac-impulzusfüggvény,

$$\delta(x) = 0, \text{ ha } x \neq 0 \text{ és } \int_{-\infty}^{\infty} \delta(x) dx = 1,$$

h_i az i -edik hullámforrás relatív erősségével, azaz a megfelelő elektródák átlapolódásával arányos tényező, d az elektródaközök távolsága (esetünkben állandó), $2N + 1$ az elektródák száma.

Mivel az elektródák egy-egy közös gyűjtősinhez kapcsolódnak, az egyes hullámforrások csak azonos, ill. ellenkező fázisú hullámot képesek keltetni, azaz h_i értéke valós. Ha az átalakító kimenetének az $x=0$ helyet tekintjük, akkor a súlyfüggvény ($h(t)$) az alábbi módon írható fel:

$$h(t) = \xi(0, t) = \sum_{i=-N}^N h_i \delta(t - iT), \quad (3)$$

ahol $T = \frac{d}{c}$, a két szomszédos elektróda közötti távolság megtételéhez szükséges idő.

A továbbiakban használjuk fel azt, hogy az átviteli függvény ($H(\omega)$) a súlyfüggvény Fourier-transzformáltja:

$$H(\omega) = \mathcal{F}\{h(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt = \sum_{i=-N}^N h_i e^{-j\omega iT}. \quad (4)$$

Bontsuk fel az általános h_i diszkrét függvényt az átalakító középvonalára nézve páros és páratlan diszkrét függvényekre az alábbi módon:

$$\begin{aligned} h_i &= h_{1i} + h_{2i} & i &= 0, 1, 2, \dots, N, \\ h_i &= -h_{1i} + h_{2i} \end{aligned} \quad (5)$$

A fenti felbontásból látható, hogy az átalakító a közeplő elektródára nézve szimmetrikus felépítésű, amennyiben $h_{1i} = 0$. A (4) és (5) egyenletek felhasználásával írható

$$\begin{aligned} H(\omega) &= h_0 + \sum_{i=1}^N 2h_{2i} \cos \omega iT - j \sum_{i=1}^N 2h_{1i} \sin \omega iT = \\ &= H_p(\omega) + jH_k(\omega) \end{aligned} \quad (6)$$

A szintézis

Az előzőekben megmutattuk, hogy az ID átalakító impulzusmodellel történő leírásánál az átviteli karakterisztika a frekvencia függvényében periodikus, az átviteli függvény valós része a forráseloszlás szimmetrikus összetevőjével, képzetes része pedig az aszimmetrikus összetevővel arányos.

Feladatunk úgy fogalmazható meg, hogy egy előírt komplex átviteli karakterisztikához keressük a megfelelő forráseloszlást. A kívánt átviteli karakter-

risztikát valós és képzetes részre bontva és periodikussá téve kézenfekvő azt véges tagszámú Fourier-sorával közelíteni. Ebben az esetben a Fourier-sor együtthatói h_0 , h_{2i} és h_{1i} .

A szűrők specifikációs adatai általában egy előírt amplitúdókarakterisztika ($A(\omega)$) és csoportfutási idő karakterisztika ($\tau(\omega)$). Az előírt átviteli karakterisztika valós és képzetes része tehát

$$\begin{aligned} H_v(\omega) &= A(\omega) \cos \Phi(\omega), \\ H_k(\omega) &= A(\omega) \sin \Phi(\omega), \end{aligned} \quad (7)$$

ahol $\Phi(\omega)$ a fáziskarakterisztika.

Mivel $\tau(\omega) = -\frac{d\Phi(\omega)}{d\omega}$, ezért

$$\Phi(\omega) = -\int_{\omega_1}^{\omega} (\tau(\omega) - \tau_0) d\omega + \Phi_1, \quad (8)$$

ahol ω_1 a specifikált futásiidő-tartomány kezdő pontja, $\Phi_1 = \Phi(\omega_1)$

A fáziskarakterisztika (8) felírásában két szabad paraméterünk van (τ_0 , Φ_1), amelyek megválasztási szempontjai a következők:

- Egy adott tagszámú Fourier-sorral való közelítésből adódó hiba várhatóan akkor lesz kicsi, ha a sorbafejteni kívánt függvény lassú változású. A (7) egyenlet alapján – adott $A(\omega)$ mellett – ez akkor teljesül, ha a fáziskarakterisztika ingadozása kicsi.
- Az (5), (6) és (7) egyenletek szerint a forráseloszlás aszimmetriája akkor kicsi, ha a fáziskarakterisztika a zérus érték körül ingadozik.

A fenti szempontoknak eleget tevő τ_0 és Φ_1 paraméterek megválasztásához tekintsük a 2. ábrát. Az ábrán ω_1 és ω_2 az átviteli sáv alsó ill. felső határa. Az előírt $\tau(\omega)$ futási idő karakterisztikához tartozó fáziskarakterisztika ingadozása egy olyan τ_0 állandó futási idő eltolással csökkenthető minimális értékre, amely esetén

$$\Phi(\omega_2) = -\int_{\omega_1}^{\omega_2} (\tau(\omega) - \tau_0) d\omega + \Phi_1 = \Phi_1, \quad (9)$$

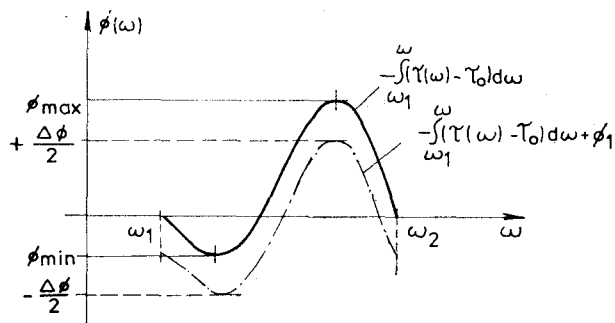
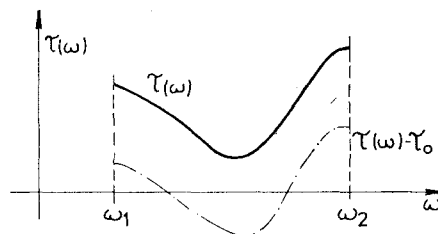
tehát

$$\tau_0 = -\int_{\omega_1}^{\omega_2} \tau(\omega) d\omega / (\omega_2 - \omega_1)$$

(lásd a 2. ábra szaggatott görbéjét), Ahhoz, hogy a minimalizált ingadozás $\Phi = 0$ -ra szimmetrikus legyen

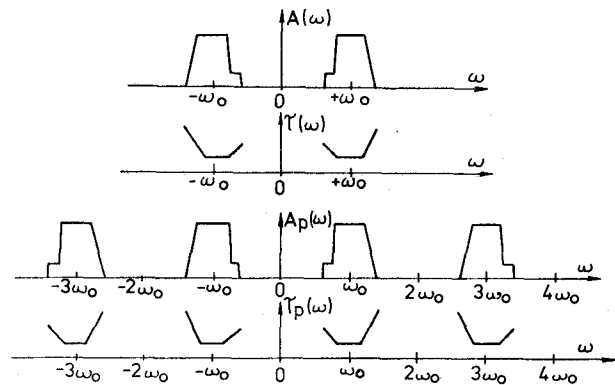
$$\Phi_1 = \frac{\Phi_{\max} - \Phi_{\min}}{2}.$$

Mivel az ID átalakítóval csak periodikus karakterisztika realizálható, tegyük a (7) egyenletek szerint számítható valós és képzetes függvényeket periodikussá a 3. ábra szerint [12]. Válasszuk a periódus hosszát $4\omega_0$ -nak. Ez esetben az ω_0 sávközépfrekvenciához tartozó hullámhosszra 4 db elektróda jut. Ez a választás az elektródák széléről történő reflexiók csökkentése szempontjából kedvező [6].



H727-2

2. ábra. A fáziskarakterisztika szabad paramétereinek megválasztása



H727-3

3. ábra. Az átviteli karakterisztika periodikussá tétele

Felhasználva, hogy a valós rész (H_v) a frekvencia páros, a képzetes rész (H_k) a frekvencia páratlan függvénye, a (6) egyenlet szerinti közelítő Fourier-sor együtthatói:

$$\begin{aligned} h_0 &= \frac{1}{2\omega_0} \int_0^{2\omega_0} H_v(\omega) d\omega, \\ h_{2i} &= \frac{1}{4\omega_0} \int_0^{2\omega_0} H_v(\omega) \cos \omega i \frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0} d\omega, \\ h_{1i} &= \frac{1}{4\omega_0} \int_0^{2\omega_0} H_k(\omega) \sin \omega i \frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0} d\omega, \end{aligned} \quad (10)$$

ahol $i = 1, 2, \dots, N$.

Felvetődik a kérdés, hogy a periodikus átviteli karakterisztikát hányadik spektrumösszetevőig fejtsük sorba, vagyis mekkora legyen N értéke. Az

AFH szűrőknél N értékének növelése — az egyéb transzverzális szűrőkkel ellentétben — nem jelent realizálási nehézséget, ill. többletköltséget, mivel a megnövelt elektródaszám a piezoelektromos hordozó méretét csak igen kis mértékben befolyásolja. N értékét alapvetően meghatározza a szűrő átvitelének — ezen belül az aszimmetriáknak — relatív sáv szélessége és az előírt minimális zárótartománybeli csillapítás. Tetszőleges aszimmetrikus átviteli karakterisztika előírt pontossággal való realizálását biztosító N értékére zárt összefüggés nem adható meg. Mivel az eljárás megvalósítása egyébként is digitális számítógép használatát feltételezi, célszerű N értékét iterációval megállapítani.

A számítási eljárás

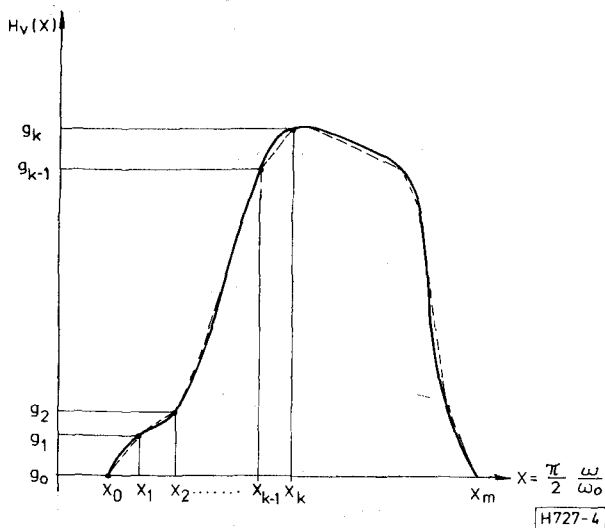
A tervezett szűrő $A(\omega)$ és $\tau(\omega)$ karakterisztikáit célszerűen a toleranciahatárokon belül maradó törtvonalas függvényekkel közelítjük. Az ezekből meghatározható $H_v(\omega)$ és $H_k(\omega)$ függvények ily módon hasonlóképpen állíthatók elő.

A forráseloszlás együtthatóinak meghatározása (10) szerint Fourier-integrálok kiszámítására vezet. A sorba fejteni kívánt függvények diszkrét pontokban vannak megadva (4. ábra). Az adatok számának csökkentése végett a törtvonalas közelítés nem egyenletes felosztású.

Mivel célunk viszonylag keskeny sávú szűrők tervezése, ezért a sorba fejteni kívánt függvény a periódus nagy részében zérus értékű (zárótartomány), ugyanakkor az átviteli karakterisztika aszimmetrikus volta miatt az áteresztő tartományt helyenként igen finoman kell felbontani.

Kis kapacitású számítógép alkalmazása esetén az FFT eljárás nagy memóriáigénye és esetünkben sok redundanciát tartalmazó adatigénye miatt nem megfelelő.

Az $x = \frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0}$ helyettesítéssel a (10) egyenletek:



4. ábra. Az átviteli karakterisztika törtvonalas közelítése

$$h_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} H_0(x) dx,$$

$$h_{2i} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} H_0(x) \cos ix dx,$$

$$h_{2i+1} = -\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} H_0(x) \sin ix dx.$$

A töréspontok közötti lineáris interpolációval, a 4. ábra jelöléseit felhasználva:

$$h_0 = \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^m (g_k + g_{k-1})(x_k - x_{k-1}),$$

$$h_{2i} = \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^m \left\{ \frac{g_k - g_{k-1}}{x_k - x_{k-1}} \left(\frac{\cos ix_k}{i^2} - \frac{\cos ix_{k-1}}{i^2} \right) + g_k \frac{\sin ix_k}{i} - g_{k-1} \frac{\sin ix_{k-1}}{i} \right\}.$$

Hasonlóképpen a képzetes részből

$$h_{2i+1} = \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^{m'} \left\{ \frac{g'_k - g'_{k-1}}{x'_k - x'_{k-1}} \left(\frac{\sin ix'_k}{i^2} - \frac{\sin ix'_{k-1}}{i^2} \right) - g'_k \frac{\cos ix'_k}{i} + g'_{k-1} \frac{\cos ix'_{k-1}}{i} \right\}.$$

Az átviteli mellékurkok elnyomása

Azzal, hogy a (6) egyenletben szereplő együtthatókat a (10) szerint választottuk meg, a Fourier-sorok tulajdonságának megfelelően a négyzetes hiba egy periódusra számított integrálját minimalizáltuk. Szűrő-karakterisztikák Fourier-sorba fejteése azonban a toleranciahatárok kihasználása szempontjából nem optimális. Ezt a következő egyszerű példával szemléltethetjük. Legyen egy szűrő amplitúdó-karakterisztikájának megengedett ingadozása az áteresztősávban 1 dB (azaz 12%), minimális zárótartománybeli csillapítása 40 dB (azaz 1%). Ha a véges Fourier-sorfejtés hibájából adódó túllövés (Gibbs-féle oszcilláció) mind a záró-, mind az áteresztőtartományban pl. 2%-os, akkor ez az áteresztősáv toleranciahatárait nem használja ki, a zárósávi követelményt ugyanakkor nem teljesíti.

Az átviteli karakterisztikában mellékurokként jelentkező túllövés többféleképpen csökkenthető:

- N értékének növelésével;
- a harmonikus sor együtthatóinak a Fourier-sorfejtéstől eltérő módszerrel való meghatározásával. Az együtthatókat ez esetben optimalizáló eljárás számítja ki, amely nagy N értékeknél nagy memóriakapacitást és sok számítógépidőt igényel;
- súlyozó ablakfüggvények alkalmazásával [16]. Ezek a módszerek — tapasztalatunk szerint — azonban csak szimmetrikus amplitúdó-, és állandó futási idejű karakterisztikák esetén vezetnek eredményre.

Rögzített N érték mellett a zárótartománybeli viselkedés az áteresztő sáv ingadozás rovására az alábbi egyszerű módon is javítható:

Ha a szűrő áteresztő sávjához képest keskeny és kis amplitúdójú négyszögfüggvényt véges Fourier-sorával közelítjük, a kapott függvény túllövésai nagy hasonlóságot mutatnak az átviteli karakterisztika nemkívánatos, zárótartománybeli túllövésével. Ha a szűrő áteresztő és zárótartománya közötti keskeny átmeneti szakaszban egy megfelelő amplitúdójú és szélességű négyszögfüggvényt a sorbafejteni kívánt karakterisztikából kivonunk, a zárótartománybeli viselkedés nagymértékben javul. Az áteresztő sávban e korrekció hatása ugyanakkor a viszonylagosan kis amplitúdó miatt elhanyagolható. Korrekciós függvénynek négyszögfüggvényt célszerű választani, mivel ez kevés paraméter felvételét igényli. Kevés próbálkozással is kielégítő eredmény érhető el anélkül, hogy N értékét növelni kellene.

Mivel a Fourier-transzformáció lineáris művelet, a korrekció végrehajtása során elegendő csupán a korrekciós függvény spektrumának számítása, ami ismétlés esetén az eljárást gyorsítja.

Az átalakító struktúrája

A további feladat az immár ismert, az elektródaátlapolódással arányos h_i tényezők és az elektródahozszak közötti kapcsolat megteremtése, azaz az ID átalakító struktúrájának megtervezése.

Az 5. ábrán látható ID átalakítót összehasonlítva az 1. ábra átalakítóival látható, hogy a fémezés minden egyes elektródapozícióban gyűjtőszintől gyűjtőszinig terjed, és csak egy rövid szakaszon van megszakítva. Az i -edik elektróda megszakítási helyének ordinátáját az 5. ábrán y_i -vel jelöltük. Ez az elektródaelrendezés csökkenti a felületi hullám diffrakcióját. A hullám terjedési sebessége ugyanis a fémezett és fémezetlen szakaszokon eltérő [5], tehát a fémezés kiegészítésével a hullám szóródása csökkenthető.

Határozzuk meg ezek után y_i értékeit a h_i értékekből. Mivel egy elektróda forrásrősségét feltételez-

sünk szerint csak a vele közvetlenül szomszédos elektródák adják, végezzük el az alábbi felbontást:

$$h_i = \alpha_i + \beta_i, \quad (11)$$

ahol α_i az i -edik elektróda és a baloldali szomszédja, β_i az i -edik elektróda és a jobboldali szomszédja által létrehozott forrásrősséggel arányos összetevő. Az 5. ábra alapján

$$h_i = (y_{i-1} - y_i) + (y_{i+1} - y_i), \quad (12)$$

ahol $\alpha_i = y_{i-1} - y_i$ és $\beta_i = y_{i+1} - y_i$.

A fentiek alapján teljesülniük kell az alábbi feltételeknek:

$$\alpha_i = -\beta_{i-1}. \quad (13)$$

Mivel a szélső elektródáknak csak egy szomszédjuk van, ezért

$$\alpha_{-N} = 0 \quad \text{és} \quad \beta_N = 0. \quad (14)$$

β_i -t a (11) összefüggésből kifejezve és (13)-at felhasználva:

$$\beta_i = h_i - \alpha_i = h_i + \beta_{i-1} = \sum_{j=-N}^i h_j. \quad (15)$$

A(12) összefüggés alapján

$$y_{i+1} - y_i + \beta_i = y_{i-1} + \beta_{i-1} + \beta_i = \dots = y_{-N} + \sum_{k=-N}^i \beta_k. \quad (16)$$

$y_{-N} = 0$ választással a (15) és (16) összefüggéseknek megfelelően

$$y_{i+1} = \sum_{k=-N}^i \sum_{j=-N}^k h_j. \quad (17)$$

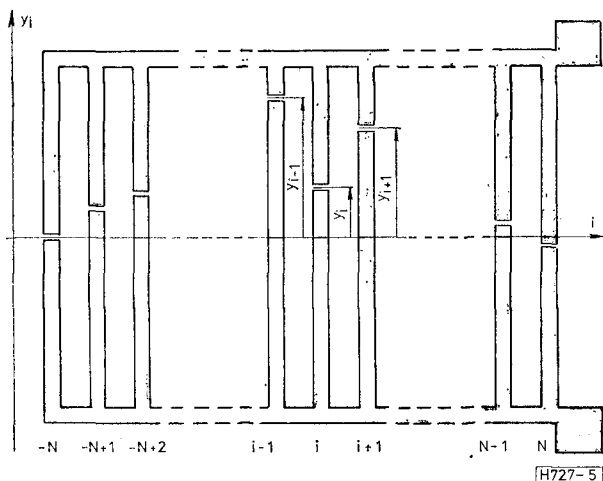
A (17) összefüggést y_i -re felírva, és a kettős összegezést egyszerűbb alakra hozva:

$$y_i = \sum_{n=-N}^{i-1} (i-n)h_n, \quad i = -N, -N+1, \dots, N. \quad (18)$$

A (18) összefüggés alapján tehát az ID átalakító szerkezete megrajzolható. A tényleges elektródahozszaknak a relatív y_i értékekből való kiszámításához ismerni kell a piezoelektromos hordozó anyagjellemzőit, és tekintetbe kell venni a szűrő bemeneti impedanciájára vonatkozó előírásokat.

Összefoglalás

Az AFH szűrők átviteli karakterisztikáinak beállítására az ID átalakító átlapolódásán kívül egyéb módszerek is ismertek [11], amelyek mindegyike az impulzusmodellt használja fel a szintézishez. Jelen cikkben az ID átalakító struktúrája és átviteli karakterisztikája közötti kapcsolatot adtuk meg változó átlapolódású ID átalakító esetére. Az amplitúdó- és futási idő karakterisztikát természetesen a vevőátalakító és a lezárások is befolyásolják. Ezek figyelembevételére az [5] irodalom 3. fejezetében részletesen megtalálható. Mivel az átviteli karakterisztika korrekciós függvények hozzáadásával módosítható, a leírt módszer alkalmas elkészített szűrők másodlagos jelenségek okozta átviteli hibáinak utólagos figye-



5. ábra. Az ID átalakító struktúrája

lembevételére, azaz a módosított elektródaelrendezés kiszámítására is.

Az itt közölt módszer alapján számítógépprogram készült az EMG 666 típ. programozható asztali kalkulátorra [13]. Az interaktív tervezési eljárásnak köszönhetően nem volt szükség nagy tárcapacitású számítógépre. A kalkulátor tárcapacitása (8K) max. 400 elektródás ID átalakítók tervezését is lehetővé teszi. Példaképpen megemlítjük, hogy a szabványos OIRT TV-KF átviteli karakterisztikáknak eleget tevő AFH szűrő ID átalakítója kb. 200 elektródából áll.

Köszönetnyilvánítás

Köszönetet mondunk dr. Barát Zoltánnak a kézirat gondos átnézéséért és értékes tanácsaiért.

I R O D A L O M

- [1] Elek, K. — Pfliegel, P.: Projektyirovanyie filtrov sz poverhnostnoj volnoj. Előadás a „Popov napok” alkalmából, Moszkva, 1979. május.
- [2] Jones, W. S. — Harmann, C. S. — Sturdivant, T. D.: Second Order Effects in Surface Wave Devices. IEEE Trans. SU-19, 1972. (3) pp. 368—377.
- [3] Miisom, R. F.: Bulk Wave Generation by the IDT Wave Electronics, 1976 (2), pp. 64—81.
- [4] Szabó, T. L. — Slobodnik, A. J.: The Effect of Dif-

fraction on the Design of Acoustic Surface Wave Devices. IEEE Trans, SU-20, 1973. p. 240.

- [5] Oliner, A. A.: Acoustic Surface Waves. Springer-Verlag, Berlin, 1978. pp. 229—298.
- [6] Matthews, H.: Surface Wave Filters. John Wiley et Sons, New York, 1977. pp. 151—164.
- [7] Marshall, F. C. — Newton, C. O. — Paige, E. G. S.: Theory and Design of the Surface Acoustic Wave Multistrip Coupler, IEEE Trans. SU-20, 1973. (2) pp. 124—133.
- [8] Trancrell, R. H. — Holland, M. G.: Acoustic Surface Wave Filters. IEEE Proc. 59, 1971. (3) pp. 393—409.
- [9] Hartmann, C. S. — Bell, D. T. — Rosenfeld, R. C.: Impulse Model of Acoustic Surface Wave Filters. IEEE Trans. SU-20, 1973. (2) pp. 80—93.
- [10] Kino, G. S. — Matthews, H.: Signal Processing in Acoustic Surface Wave Devices. IEEE Spectrum, 1971. aug.
- [11] Engan, H.: Interdigital Transducer Techniques for Specialized Frequency Filters. Wave Electronics, 1976. (2) pp. 133—154.
- [12] Chao, G. — Davies, B. M. — Drummond, W. S.: Design Considerations for Nonsymmetrical SAW Filters. Proc. Ultrasonics Symposium, 1975. Los Angeles, p. 331.
- [13] Keller Zs.: Diplomaterv. BME-HEI 1979.
- [14] Nagy J.: Mikrohullámú akusztika. Híradástechnika, 1973. (12) 359—365. o.
- [15] Rösner B. — Püspöki S. — András A.: Akusztikus felületi hullámszűrő-struktúrák vizsgálata. Híradástechnika, 1974. (11) 333—337. o.
- [16] Collius, J. H. — Masotti, L.: Computer Aided Design of Surface Acoustic Wave Devices. Elsevier, New York, 1976. pp. 119—121.