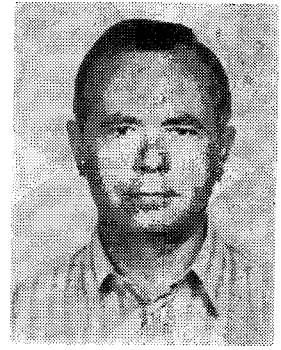


# Mikroakusztikai eszközök és alkalmazásaik

DR. NAGY JÁNOS, Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola,  
PROF. DR. HANS PIEPER, Ingenieurhochschule Dresden,  
DR. HEINZ HOFMANN, Ingenieurhochschule Dresden



## ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk bemutatja a Drezdai Műszaki Főiskola és a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola között a mikroakusztikai eszközök fejlesztése és vizsgálata területén kialakult együttműködés tématerületét. Foglalkozik az eszközök működési elvével, fizikai és áramköri vizsgálatával és az elért eredményekkel.

## 1. Bevezetés

Az elmúlt 15 év folyamán a mikroakusztikai technológia (akusztikus felülethullámú eszközök alkalmazása jelfeldolgozásra) gyors fejlődése során számos gyakorlati alkalmazásra alkalmas eszközt hozott létre. A színes tv-vevőkben alkalmazott középfrekvenciás szűrő [1] csak egyik jól ismert példája a mikroakusztikai eszközök széles körű felhasználásának [2]. Ez a munka az eszközök működésének és tervezésének néhány, elvi kérdésével foglalkozik és egyben röviden számot ad a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola és az Ingenieurhochschule Dresden között folyó együttműködés tématerületéről. Az irodalmi hivatkozásokban adott közlemények [3]–[9] az együttműködés részterületeit ismertetik és a Budapesten, valamint Drezdában megtartott tudományos ülésszakokon kerültek előadásra.

## 2. A mikroakusztika alapjai

Bár Lord Rayleigh a felületi hullámokat földrengésekkel kapcsolatban már több mint 100 évvel ezelőtt kimutatta, az elvből csak a mikroelektronika fejlődése hozott létre az információfeldolgozásban alkalmazható eszközöket. A mikroakusztikai eszközökben a monolitikus mechanikai szűrőkhöz hasonlóan az elektromos jel mechanikai hullámmá alakul át, jelen esetben felülethullámmá. (Innen származik az eszközök angol nyelvű rövidítése: SAW, Surface Acoustic Waves.) Az információfeldolgozás (szűrés, késleltetés, erősítés stb.) a mechanikai alakban jelenlévő adatokon történik, majd a mechanikai jeleket villamos jelekké alakítjuk vissza. Mind az oda-, mind a visszairányban az átalakítás az interdigitális átalakítóval történik. Ez valamilyen piezoelektromos alapon (többnyire  $\text{LiNbO}_3$ ) valamilyen fémből (többnyire alumínium) létrehozott ujjrendszer. Az interdigitális átalakító rajzolata az információfeldolgozási feladattól függően sokféle lehet.

Amint az 1. ábra mutatja, minden ujjpár elemi

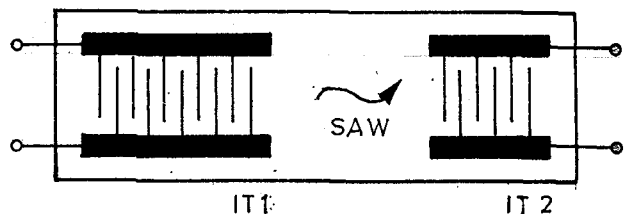
## DR. NAGY JÁNOS

A Budapesti Műszaki Egyetemen 1957-ben villamosmérnöki oklevelet, 1966-ban mikrohullámú szakmérnöki oklevelet, 1968-ban egyetemi doktori fokozatot szerzett. 1972-ig a Távközlési Kutató Intézetben kutató, 1972-től főiskolai tanár a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskolán. Fő tématerülete az

aktív és passzív mikrohullámú áramkörök tervezése és mérése, a Mikrohullámú Szakcsoport vezetője, a Villamosságtan tárgy elektronikai szakokon való oktatásának irányítója. A végelemek módszerének alkalmazása keretében foglalkozik mikroakusztikai eszközök fizikai működésének numerikus analízisével.

hullámforrás, amely az alapon mechanikai felülethullámot hoz létre (SAW). Az eredő felülethullám frekvenciafüggését az ujjak távolsága, átlapolása és az összes elemi hullámforrások (ujjpárok) száma határozza meg. Ez lényegileg meghatározza a tervezés feladatát, amely eszerint valamely piezoelektromos alapon mikroelektronikai technológiával megvalósítandó interdigitális alumínium struktúra geometriai méreteinek megadása. Az előállítás a mikroelektronika viszonylag egyszerűbb lépéseit igényli. (fotolitográfia, másolás, párologtatás stb.). A mikroakusztika alapelve meghatározza az eszközök alapvető paramétereit. Ezek főbb elemei a következők:

- A mikroakusztikai eszköz hullámhosszát a szomszédos ujjak távolsága határozza meg. Ha  $0,1 \mu\text{m}$  finomságú litográfiát alkalmazunk, akkor a felső frekvenciakorlát kb. 2 GHz.
- A felülethullámok terjedési sebessége kb.  $3 \cdot 10^3 \text{ m/s}$ , tehát LSI alkalmazási feladatoknál az alsó frekvenciahatár kb. 10 MHz.
- Az elektromos–mechanikai és a mechanikai–elektromos jeltranszformáció veszteségekkel jár. A gyakorlatban a beiktatási csillapítás emiatt 3–30 dB.



H955-1

Beérkezett: 1984. II. 20. (#)

1. ábra. Akusztikus felülethullámú szűrő kialakítása

### 3. Az eszközök fizikai működésének numerikus vizsgálata

A mikroakusztikai eszközök gyakorlatban megvalósított kialakítása olyan peremfeltételek előírását jelenti, amelyeket csak numerikus módszerekkel lehet figyelembe venni. A fizikai működés vizsgálatára ilyen feltételek mellett hatékonyan alkalmazható a végelemek módszere. A végelemek analizisével számos mű foglalkozik, jobbra az általános mérnöki alkalmazásokkal kapcsolatban. A módszer átfogó, világos tárgyalását adja a [10] sz. hivatkozás. Az alkalmazások köre egyre bővül mind a villamosmérnöki tervezésben [11], mind a piezoelektromos eszközök fizikai működésének vizsgálatában [12].

A módszer lényege a vizsgálandó kontinuum tetzőleges alakú elemekre bontásából áll. Az elemek belsejében a mezőváltozó viselkedését önkényesen, de alkalmasan meghatározott interpolációs függvények írják le. Az interpolációs függvények paraméterei az elemek meghatározott pontjaiban felvett mezőváltozó értékek, melyeknek meghatározása a módszer feladata.

Ha összehasonlítjuk a végelemek módszerét a mikroakusztikai eszközök vizsgálatára alkalmazott modellekkel, lényeges különbségként állapíthatjuk meg, hogy míg a modellek a fizikai valóság valamilyen értelemben vett közelítései, a végelemek módszere a minden szempontból figyelembe vett eszköz analizisének matematikai közelítő módszere, tehát pontossága nem egy modell közelítésének minőségétől, hanem a numerikus eljárás pontosságától függ.

A Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskolán a piezoelektromos anyagok vizsgálatára olyan végelem analízist fejlesztettünk ki, amelynek alapelve a rendszer energiájának extrémizálása. Interpolációs függvényként a széleskörűen alkalmazott egyszerű kvadrilaterális elem alakfüggvényeit választottuk [10].

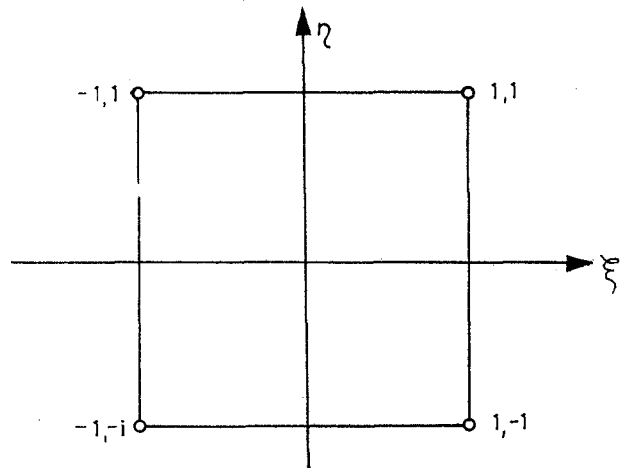
$$N_i = \frac{1}{4} (1 + \xi_i \xi)(1 + \eta_i \eta). \quad (1)$$

A paraméterek jelentése a 2. ábrából látható. Az izoparametrikus leképezés elvét [11] alkalmazva az általános végelem karakterisztika az (1)-ben adott elemi alakfüggvényekre visszavezethető. Az  $N_i$  elemi alakfüggvény értéke 1 az  $(\xi_i, \eta_i)$  koordinátájú sarokpontokban és zérus az összes többi sarokpontban ( $i=1$  esetben  $N_1 = \frac{1}{4} (1 + \xi)(1 + \eta)$ ). Az elemi alakfüggvényekre való visszavezetésnek jelentős számítástechnikai előnyei vannak [10].

A végelemek módszerénél a rendszer meghatározó egyenletét célszerűen integrál alakban kell meghatározni, ezért a piezoelektromos anyagok viselkedésének vizsgálatára a (2) formula által adott Lagrange-függvény variációt választottuk.

$$\delta\{\alpha\} = \delta \left\{ \int_{(e)} w_{\text{mech}}^{(e)} ds - \int_{(e)} w_{\text{el}}^{(e)} ds \right\} = 0, \quad (2)$$

ahol  $w_{\text{mech}}$  és  $w_{\text{el}}$  a mechanikai és az elektromos energia-sűrűségeket jelöli, az integrálás a végelem tartományára terjed ki. (Legkisebb hatás elve.) A kvadrilaterális elemi alakfüggvényt felhasználva az általános elem karakterisztikáját (2)-ből származtat-



$i$	1	2	3	4
$\xi_i$	-1	-1	1	1
$\eta_i$	-1	1	1	-1

H955-2

2. ábra. A numerikus analízisben alkalmazott kvadrilaterális végelem

tuk. Kétdimenziós piezoelektromos problémára az anyagi alapösszefüggés a következő:

$$\begin{aligned} T_p &= C_{pq}^{(E)} S_q - e_{pk} E_k \\ D_i &= e_{iq} S_q + \varepsilon_{ik}^{(S)} E_k, \end{aligned} \quad (3)$$

ahol  $S_q$  a deformáció három komponense,  $E_k$  az elektromos térintenzitás két komponense. Az általános háromdimenziós esethez képest a  $p, q$  indexek értékei 1, 2, 6 és az  $i, k$  indexek értéke 1, 2. A (3) egyenletben  $C_{pq}^{(E)}$  az anyagra jellemző merevségi állandók, ha az elektromos térintenzitás zérus,  $e_{pk}$  és  $e_{iq}$  a piezoelektromos csatolásra jellemző anyagállandók és  $\varepsilon_{ik}^{(S)}$  a kimerevített anyag permeabilitása.

Az elmozdulás két komponensét ( $u, v$ ), a skalár potenciált ( $\Phi$ ), a deformáció három komponensét ( $S_1, S_2, S_6$ ), valamint az elektromos térintenzitás két komponensét ( $E_1, E_2$ ) az alakfüggvényekből származtattuk (4a–4h).

$$u = \sum_{i=1}^4 N_i u_{i0} \quad (4a)$$

$$v = \sum_{i=1}^4 N_i v_{i0} \quad (4b)$$

$$\Phi = \sum_{i=1}^4 N_i \Phi_{i0} \quad (4c)$$

$$S_1 = \frac{\partial u}{\partial x} \quad (4d)$$



Prof. Dr. sc. techn.  
HANS PIEPER  
Ingenieurhochschule  
Dresden



Dr. rer. nat.  
HEINZ HOFMANN  
Ingenieurhochschule  
Dresden

$$S_2 = \frac{\partial v}{\partial y} \quad (4e)$$

$$S_6 = \frac{\partial u}{\partial y} + \frac{\partial v}{\partial x} \quad (4f)$$

$$E_1 = -\frac{\partial \Phi}{\partial x} \quad (4g)$$

$$E_2 = -\frac{\partial \Phi}{\partial y} \quad (4h)$$

A Lagrange-függvényben szereplő energiasűrűségek a következők:

$$W_{\text{mech}}^{(6)} = \frac{1}{2} \sum_{p=1,2,6} S_p T_p \quad (5a)$$

$$W_{\text{el}}^{(e)} = \frac{1}{2} \sum_{i=1,2} E_i D_i \quad (5b)$$

Megjegyezzük, hogy az anyagjellemzők mátrixának szimmetriája miatt a kölcsönös csatolásból származó energiasűrűségek egyenlők, de ellenkező előjelűek.

Az ismertetett végelem közelítések figyelembevételével a végelem Lagrange-függvénye származtatható [13]. Ebben az elemi egyenletben az ismeretlenek a csomóponti értékek. A rendszeregyenletet a végelemek csatolt egyenletrendszere adja, melynek összeállítása a módszer ismert eljárása szerint történik [10]. A rendszeregyenletet adott peremfeltételek figyelembevételével numerikusan oldottuk meg. A személyi számítógépek elterjedése lehetővé teszi, hogy az eljárást mint mérnöki tervezési módszert alkalmazzuk.

A Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskolán a kétdimenziós piezoelektromos peremérték feladat megoldására programcsomagot fejlesztettünk ki. Egy 16 K felhasználói memóriakapacitással rendelkező személyi számítógépen, megfelelő programláncolással, gyakorlati feladatok megoldása lehetséges.

A programláncoláshoz a megoldó rendszert 4 szakaszra bontottuk. Az első szakasz a bemenő geometriai adatokat, illetve a topológiai adatokat dolgozza fel, a második szakasz a peremfeltételeket veszi figye-

lembe, a harmadik szakasz összeállítja az adott probléma rendszeregyenletét, végül a negyedik szakasz a megoldást végzi. Ebben a szervezésben egyedül a harmadik szakasz függ az aktuális fizikai feladattól.

A végelemek módszerének mikroakusztikai eszközök tervezésére való kiterjesztése a Dresdai Műszaki Főiskola és a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola együttműködése keretében végzett kutató-fejlesztő munkánk részét képezi.

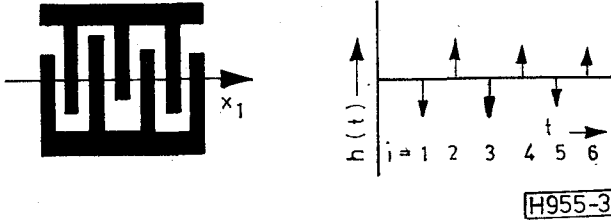
#### 4. Nem állandó csoportfutási idő karakterisztikájú transzverzális szűrők tervezése

Az akusztikus felülethullámú szűrő transzverzális szűrő, melyben az alapelem a késleltető közeg, az ujjpárok a megcsapolások, az ujjpárokat összekötő vezeték pedig az összegzés feladatát látja el. Tervezése az előírt amplitúdó és csoportfutási idő karakterisztikát megfelelően közelítő karakterisztikájú interdigitális struktúra meghatározásából áll. A televízió vevők középfrekvenciás szűrőinél speciális követelményeket kell figyelembe venni. A hagyományos  $L$  és  $C$  elemekkel megvalósított kivitelnél nem lehetett lineáris fáziskarakterisztikát megvalósítani. Ennek a nehézségnek a kiküszöbölésére az európai televízió szabványok a csoportfutási idő karakterisztikának az adás során megvalósított előtorzítását írták elő.

Az akusztikus felülethullámú szűrőkben alkalmazott interdigitális átalakító átviteli karakterisztikáját az egyes ujjpárok  $h$  súlytényezői határozzák meg. Ezek az elemi hullámforrások intenzitását, vagyis az ujjpárok átfedését adják meg. Valamely lineáris rendszer komplex átviteli karakterisztikáját az impulzus válaszfüggvény Fourier-transzformáltja adja meg,  $\mathbf{H}(\omega) = F[h(t)]$ , az impulzus válaszfüggvényt viszont az interdigitális átalakító egyes súlytényezői határozzák meg, amint ez a 3. ábrából látható.

Ennek megfelelően az interdigitális átalakító komplex átviteli karakterisztikája az adott ujjelrendezéshez tartozó súlytényezők segítségével a következőképpen adható meg:

$$\mathbf{H}(\omega) = \sum_{i=0}^N h(t_i) \exp(-j\omega t_i) \quad (6)$$



3. ábra. Az interdigitális átalakító és a hozzá tartozó súlyozó együtthatók

ahol  $N$  az elemi hullámforrások száma,  
 $t_i$  az elemi források helyzete az időtartományban.

A gyakorlatban csak a bemeneti interdigitális átalakító határozza meg a szűrő karakterisztikáját, mert a kimeneti átalakító ehhez képest lényegesen szélesebb sávzélességű, mindössze néhány ujjpárból áll.

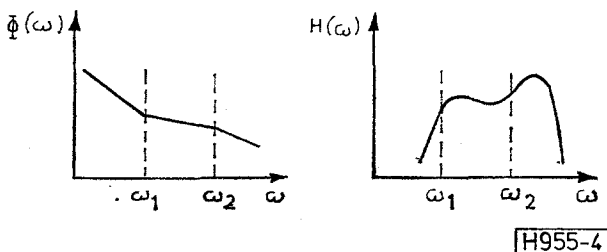
Az elmondottakból következik, hogy ideális esetben az előírt komplex átviteli karakterisztika inverz Fourier-transzformáltját kell meghatározni. Ezzel az eljárással az interdigitális átalakító  $h(t_i)$  impulzus válaszfüggvényét kapjuk, amiből a felülethullám terjedési sebességének ismeretében az átalakító geometriai kialakítása meghatározható. Az eljárás gyakorlati megvalósításánál természetesen mutatkoznak nehézségek, amelyek közül itt néhányat megemlítünk. Az inverz Fourier-transzformáció nem véges hosszúságú impulzus válaszfüggvényt ad, holott valójában a tényleges megvalósításhoz ez szükséges. A válaszfüggvény csonkításából adódó következményeket a digitális szűrők tervezésénél szokásos módon lehet figyelembe venni. A felülethullámú szűrők tervezésénél követett gyakorlati módszert a [14] irodalmi hivatkozás tárgyalja.

A felülethullámú szűrő elvben lineáris fáziskarakterisztikájú, ezért ha nem állandó csoportfutási időjű karakterisztikát akarunk megvalósítani, akkor az amplitúdó karakterisztikát különböző csoportfutási idejű szakaszokra kell bontani és a tervezést szakaszonként elvégezni. A módszert a 4. ábra mutatja be.

A komplex átviteli karakterisztika ennek megfelelően a következő alakban írható:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(\omega) &= \sum_{n=1}^M H_n(\omega) \exp j\varphi_n(\omega) = \\ &= \sum_{n=1}^M H_n(\omega) \exp(-j\omega T_{csn}(\omega)), \end{aligned} \quad (7)$$

ahol  $M$  a szakaszok száma.



4. ábra. A tervezésben szakaszokra bontott átviteli karakterisztika

Az időtartományba történő transzformáció a következő eredményt adja:

$$h(t) = \sum_{n=1}^M h_n(t - T_{csn}). \quad (8)$$

Ez azt mutatja, hogy a teljes impulzus válaszfüggvény az időben eltoltt összetevő válaszfüggvények összege. Az eredmény minden esetben aszimmetrikus interdigitális átalakítóhoz vezet.

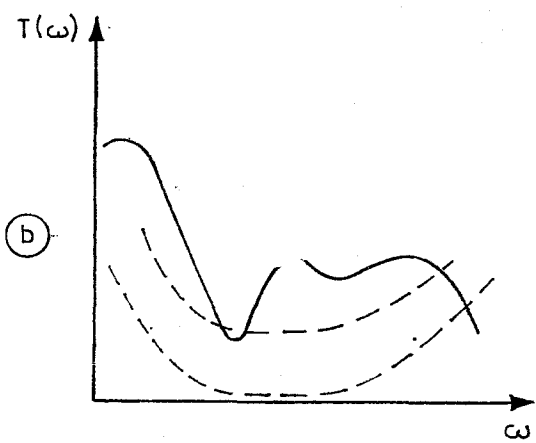
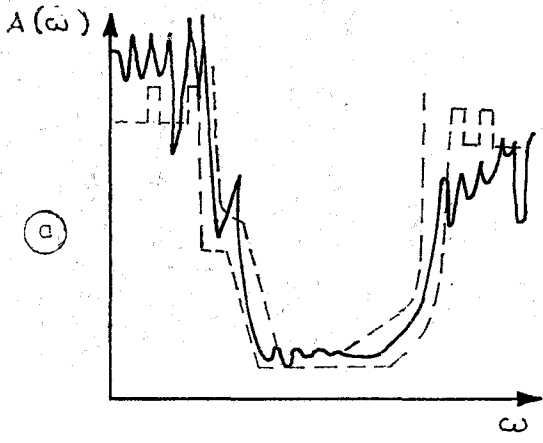
A módszerrel kapcsolatban az a súlyos probléma adódik, hogy a részekre osztott átviteli karakterisztika ideális sávszűrő karakterisztika szakaszokból tevődik össze, vagyis az amplitúdó karakterisztika összetevők az összetevők határpontjaiban végtelen nagy meredekségűek. Egyébként az egyes szakaszok egymásra hatásából a karakterisztika torzítása állna elő. Mivel véges hosszúságú impulzus válaszfüggvénnyel ideális sávszűrő karakterisztika nem állítható elő, a megoldás lépésenkénti közelítésekkel határozható meg. A tervezés más módszere az ún. csonkító függvényeket alkalmazza (C. F. Vasile, [15]). A módszer alapja a sávszűrő karakterisztika saját függvények segítségével való elállítása, ami véges hosszúságú impulzus válaszfüggvényt eredményez. Ezt a módszert megfelelő kiegészítő algoritmusokkal alkalmazva az átviteli karakterisztika összetevőire megfelelő eredményeket kaptunk [16].

Az első tervezési aktusban, amint az várható, az eredmény nem felel meg a kívánt specifikációnak, ahogy ezt az 5. ábra mutatja.

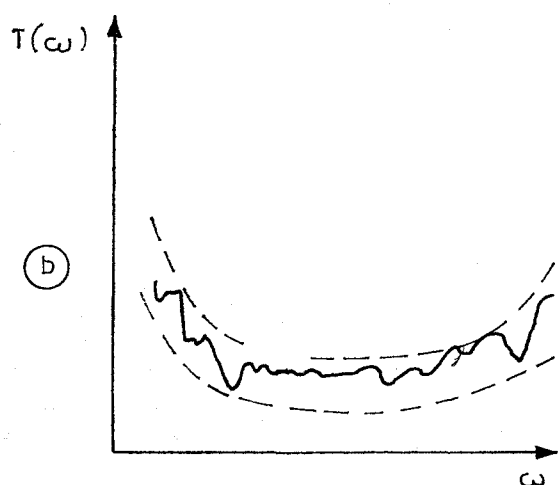
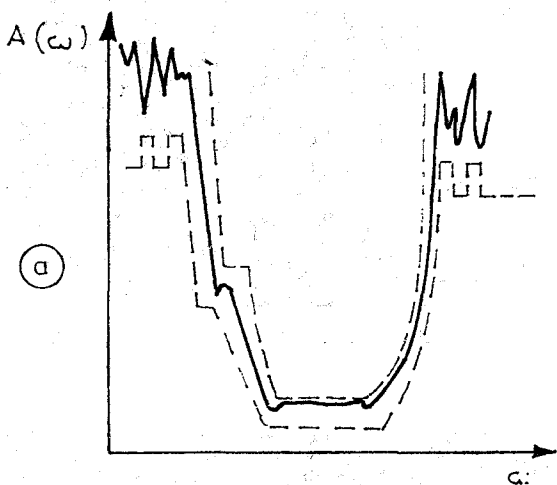
Az amplitúdó karakterisztikában néhány helyen lényeges eltérés mutatkozik, különösen a magasabb frekvenciákon tapasztalható kis csillapítás értékek, valamint a nem kielégítő hanglépcső és a kismagyas csillapításmenet. A csoportfutási idő karakterisztikában erős ingadozások mutatkoznak és az előírások közelítése nem kielégítő. A lépésenkénti közelítések csupán részben tudták teljesíteni a megkívánt specifikációt.

Az eltérések oka elsősorban az volt, hogy az ideálisnak tekintett interdigitális átalakítónál a másodlagos hatásokat elhanyagoltuk. Ezen másodlagos hatások miatt a valóságos átalakító nem a súlyozó tényezők által meghatározott impulzus válaszfüggvényt állítja elő. Vegyünk sorra néhányat ezen másodlagos tényezők közül. Az elemi hullámforrás intenzitás csak akkor arányos az ujjak átfedésével, ha ez az átfedés nem túl kicsiny. Ha az átfedés a felülethullám hullámhosszának egyharmadát közelíti meg, az eltérés igen számottevővé válik. A felülethullám diffrakciója szintén lényeges másodlagos hatást okoz. Mindezek következtében az elemi hullámforrások amplitúdó és fáziskarakterisztikája lényegesen módosul.

További másodlagos hatás, hogy a felülethullám terjedési sebessége a felület részleges fémbevonata miatt módosul. Ez a hatás a hullámfront meggyöngyösítését okozza és ezen keresztül az átviteli karakterisztikát megváltoztatja. Végül említést kell tenni a felülethullámokkal egyidőben gerjedő tömbhullámokról. Minden interdigitális átalakító a felülethullámokon kívül tömbhullámokat is létrehoz, melyek az alaplemezen terjednek. A tömbhullámok és a



5. ábra. Az első tervezési ciklus eredményei



6. ábra. A módosított tervezés eredményei

H955-6

felülethullámok interferenciája lényeges változást hozhat létre az eszköz komplex átviteli karakterisztikájában.

A másodlagos hatások ellen az átalakító speciális kiképzésével védekezhetünk, mint pl. vak ujjak, hasított ujjak alkalmazásával, sok sávcsatlókkal, az alaplamez hátoldalának hornyolásával stb. [2].

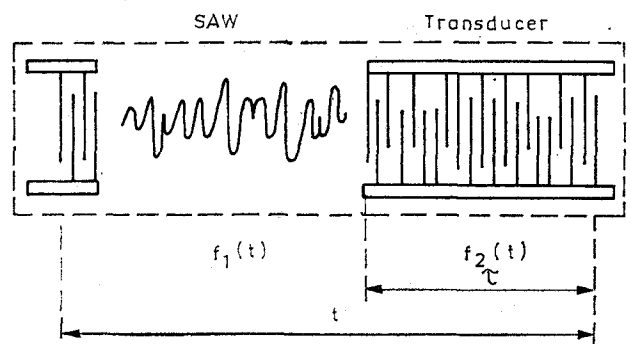
Mindezek segítségével volt lehetséges elérni a 6. ábrán bemutatott eredményeket [16].

**5. Korrelációs jelfeldolgozás frekvenciálöketes (chirp) szűrővel és módosított illesztési (mismatched) mikroakusztikai eszközökkel**

A 7. ábra a mikroakusztikai korrelációs szűrő kialakítását mutatja. A szűrő egy rövid homogén interdigitális bemeneti átalakítóból és egy megfelelően súlyozott ujjpárokból álló interdigitális kimenő átalakítóból áll. Alapanyagként leggyakrabban LiNbO<sub>3</sub> vagy kvarcot használnak. Az átalakítók közötti szakasz lényegileg egy akusztikus késleltető vonal. E há-

rom szakasz együttesen látja el az  $F(\tau)$  korrelációs függvénynek megfelelő feladatot az alábbi összefüggés alapján:

$$F(\tau) = \int_0^t f_1(t) f_2(t - \tau) \tau \quad (9)$$



H955-7

7. ábra. Korrelációs szűrő megvalósítása mikroakusztikai eszközzel

A mikroakusztikai szűrő tehát mint transzverzális szűrő képes ellátni a hírközléstechnikában előálló korrelációs szűrési feladatokat (10 MHz felett). Meghatározott feladathoz meghatározott kimenő interdigitális átalakító ujjpár súlyozás (apodizáció) tartozik.

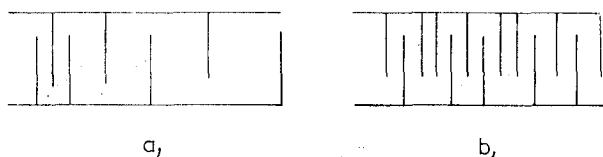
A korrelációs feladatok ellátásához két alapvető súlyozást alkalmaznak:

- A frekvencilöketes (chirp) szűrőkben az ujjpár távolságok változnak az átalakító mentén.
- Fázisváltással kódolt (PSK) szűrőkben a polarizációt is figyelembe vevő ujjpár átfedések változnak az átalakító mentén.

A két módszert a 8. ábra mutatja be. ( $a$ =ujjpár távolságok változnak,  $b$ =ujjpár átfedések változnak.) Az optimális szűrők elméletéből ismert, hogy az illesztett szűrő kimenete a bemenőjel autokorrelációs függvényével arányos [17]. Hírközlő rendszerekben való alkalmazásoknál a zajvédetség szempontjából olyan autokorrelációs függvényeket célszerű alkalmazni, melyeknek mellékági maximumai kicsinyek. Ilyen jelek az  $n$  impulzusból álló pseudo zaj jelek, melyek főági maximumának a mellékági maximumhoz való viszonya  $n$ , ha a jelet illesztett szűrővel vesszük. A mikroakusztikai eszközök kedvezően alkalmazhatók ilyen jelek előállítására és vételére fázisváltással kódolt (PSK) rendszerben.

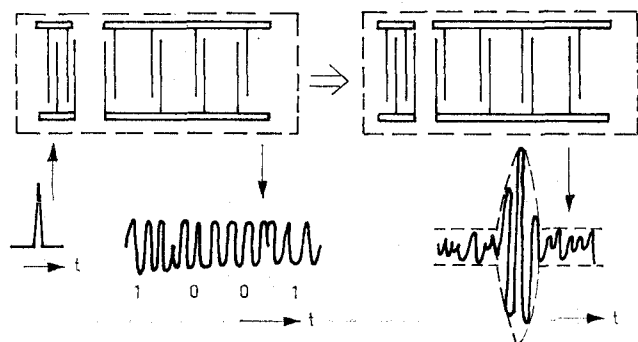
Az „1001” PSK jel mikroakusztikai előállítását és vételét mutatja a 9. ábra. A folytonos jel fázisváltását az „1” állapotból a „0” állapotba az interdigitális átalakító ujjpárjainak polaritásváltása hozza létre.

A jelfeldolgozás sebessége néhány Gbps-t érhet el az interdigitális átalakítók közötti futási időtől függően.



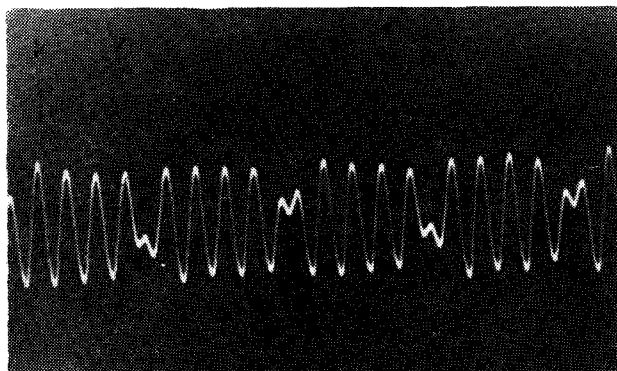
H955-8

8. ábra. a) Ujjköz távolsággal súlyozott frekvencilöketes (chirp) átalakító  
b) Ujjpár polarizációval fázisban kódolt (PSK) átalakító

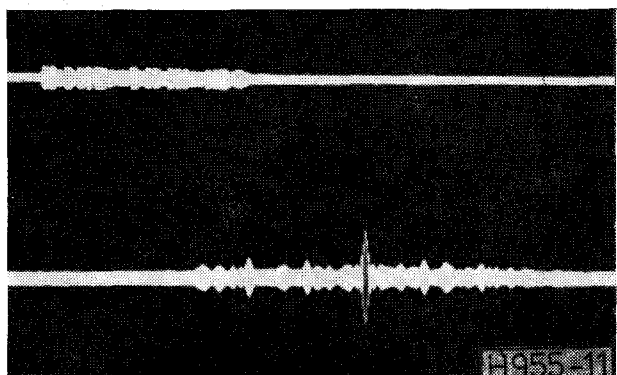


H955-9

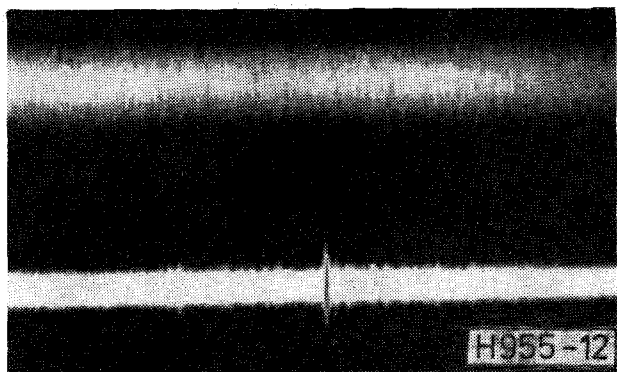
9. ábra. Fázisban kódolt (PSK) jel előállítása és detektálása



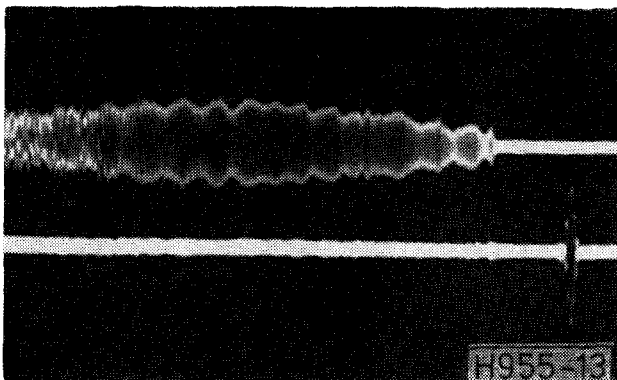
10. ábra. Fázisban kódolt (PSK) jel részlete



11. ábra. Mikroakusztikai szűrővel megvalósított korreláció



12. ábra. Additív zajból kiemelt korrelációs jel



13. ábra. Korreláció frekvencilöketes (chirp) jelből

Módosított illesztésű (mismatched) korrelációs szűrők a mikroakusztikai technológiával az ujjpárok átlapolásának súlyozásával (apodizációval) tervezhetők és ily módon a korrelációs szűrők mellékági maximumai elnyomhatók. A mikroakusztikai eszközökkel megvalósított módosított illesztésű szűrők tervezésének elmélete a szakirodalomból ismert [18].

A mellékági maximumok elnyomása az illesztett szűrő  $H(\omega)_{MF}$  átviteli karakterisztikájának valamilyen  $B(\omega)$  súlyozó függvénnyel való szorzása útján történik. Az eljárás lényegileg hasonló az interdigitális átalakító átviteli karakterisztikáját módosító ujjpár súlyozáshoz. A módosított illesztésű korrelációs szűrő átviteli karakterisztikája tehát

$$H(\omega)_{MMF} = H(\omega)_{MF} \cdot B(\omega). \quad (10)$$

A kísérleti eredményeket a 10–12. ábrákon mutatjuk be.

A 10. ábra mikroakusztikai eszközzel létrehozott fázisváltással kódolt (PSK) jel egy részét mutatja be. A fázisváltás világosan felismerhető.

( $f_0 = 48,5$  MHz, kódszó hossza: 28 bit, bitenként 5 ciklus)

A 11. ábra felső része a teljes bemenő jelet, alsó része a korrelációs szűrő kimenő jelét mutatja.

A mellékági maximum elnyomása módosított illesztésű szűrővel az illesztett szűrőhöz képest közel kétszeresre javult. A kísérlet eredményei jól egyeznek az elméletileg elvárt értékekkel.

A 12. ábra felső része a vizsgálójelhez adott járulékos zajt mutatja, melynek effektív értéke négyszerese a vizsgálójel amplitúdójának, az alsó részen egy 8:1 főnyaláb–melléknyaláb viszonyú korrelációs szűrő kimenő jele látható. Frekvencialöketes (chirp) szűrőt diszperzív (változó ujjköztávolságú) interdigitális átalakítóval lehet megvalósítani [19].

A chirp jel pillanatnyi frekvenciája az idő függvényében:

$$f(t) = f_1 + \frac{B}{T} \cdot t, \quad (11)$$

ahol  $f_1$  a frekvencialöketes jel alsó frekvenciája,  $B$  a sáv szélesség,  $T$  a jel hossza.

Frekvencialöketes korrelációs rendszer kísérleti eredményeit mutatja be a 13. ábra. A felső részen egy  $\text{LiNbO}_3$  alapon megvalósított frekvencialöketes mikroakusztikai eszköz kimenő jele látható (a legalsó nyaláb frekvencia 35 MHz, a legmagasabb frekvencia 55 MHz, a jel hossza 5,6  $\mu\text{s}$ , a  $BT$  szorzat értéke 110), az alsó rész a frekvencialöketes szűrő kimenete, vagyis az autokorrelációs függvény. A főnyaláb–melléknyaláb viszony az elméletileg várható értékkel jó egyezéssel 21 dB.

## Következtetések

A mikroakusztikai eszközök széleskörűen alkalmazhatók a jelfeldolgozásban. A fejlett mikroelektronikai technológia és a személyi számítógépeken elvégezhető tervezés a további fejlődést lehetővé teszi. Ennek a rövid összefoglalásnak az volt a célja, hogy általános áttekintést adjon a mikroakusztikai eszkö-

zök működési elveiről és felhasználásáról, valamint a mikroakusztika területén a Drezdai Műszaki Főiskola és a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola közötti együttműködésről.

## I R O D A L O M

- [1] Hälsig, Ch.: Akustisches Oberflächenwellenfilter MSF 38,9 für die Fernsehempfangstechnik. Radio, Fernsehen, elektronik Berlin 31 (1982). H. 12, S. 767.
- [2] Oliner, A. A. (ed.): Acoustic Surface Waves. Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg, 1978.
- [3] Nagy, J.: Messung moderner Erzeugnisse der Elektronik. OFW-Bauelemente. Vortrag III. Wissenschaftliche Tagung Ingenieurhochschule Dresden. 20–22. 04. 1977.
- [4] Nagy, J.: Signaltransformation mit Hilfe akustischer Oberflächenwellenfilter. Vortrag IV. Wissenschaftliche Tagung Ingenieurhochschule Dresden, 25–27. 04. 1979.
- [5] Nagy, J.: The Finite Element Method in Microacoustics. Vortrag V. Wissenschaftliche Tagung Ingenieurhochschule Dresden, 21–23. 04. 1982.
- [6] Pieper, H., Renger, J.: Synthese von Oberflächenwellenbandfiltern unter Berücksichtigung eines asymmetrischen Amplitudenfrequenzgangs. Vortrag 3. Wissenschaftliche Tagung der TH „Kandó Kálmán“, Budapest, 20. 04. 1978.
- [7] Pieper, H., Fischer, B.: Realisierung einer nicht-linearen Gruppenlaufzeitcharakteristik bei SAW-Bandfiltern. Vortrag 7. Wissenschaftliche Tagung der TH „Kandó Kálmán“, Budapest 27. 05. 1982.
- [8] Fischer, B., Pieper, H.: Aufbau und Wirkungsweise analoger Oberflächenwellenbauelemente für die Signalselektion. Vortrag 7. Wissenschaftliche Tagung der TH „Kandó Kálmán“, Budapest 27. 05. 1982.
- [9] Hofmann, H.: Mismatched und Chirpfilter als Signalverarbeitungsbauelemente in akustischer Oberflächenwellentechnik. Vortrag 7. Wissenschaftliche Tagung der TH „Kandó Kálmán“, Budapest 27. 05. 1982.
- [10] Zienkiewicz, O. C.: The Finite Element Method. McGraw-Hill 1977.
- [11] Chari, M. V., Silvester, P. P.: Finite Elements in Electrical and Magnetic Field Problems. John Wiley & sons 1980.
- [12] Kagawa, Y., Yamabuchi, T.: A finite Element Approach to electromechanical Problems with an Application to energytrapped and Surface-Wave-Devices. IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, vol. SU 23, No. 4, July 1976.
- [13] Nagy, J.: Die Methode der finiten Elemente in der Mikroakustik. Wissenschaftliche Beiträge der IH Dresden, 13 (1983), 20.
- [14] Pieper, H., Zidek, E., Hofmann, H.: Probleme der Gruppenlaufzeit in Oberflächenwellen-Bandpaßfiltern. Nachrichtentechnik-Elektronik 30 (1980), 147.
- [15] Vasile, C. F.: A numerical Fourier Transform Technique and its Application for acoustic Surface Wave Sandpass Filter Synthesis and Design. IEEE Transactions SU 21 (1974), 7.
- [16] Pieper, H., Fischer, B.: Entwurf und Realisierung phasennichtlinearer Bandfilter in AOW-Technik. 26. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, TH Ilmenau 1981.
- [17] Turin, G. L.: An Introduction to matched Filters. IRE Trans. IT-6 (1960), 311.
- [18] Schulz, P., Hofmann, H.: Entwurf von Korrelationsfiltern für die Realisierung in mikroakustischer Technik. Nachrichten-Elektronik 31 (1981), 100.
- [19] Matthews, H. (ed.): Surface Wave Filters, p. 347 John Wiley, New York 1977.