

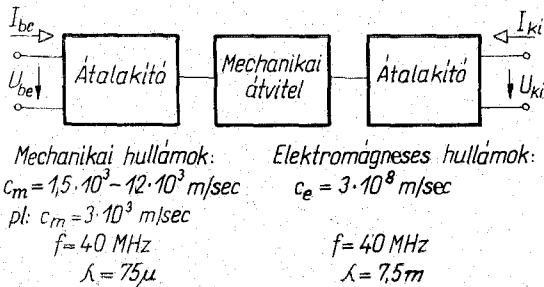
Mikrohullámú akusztika*

ETO 534.213-8:534.28:621.39

A híradástechnikában mind a szilárd testek belsejében terjedő tömbhullámokat, mind a szilárd testek felületén terjedő felülethullámokat alkalmazzák.

A híradástechnikai alkalmazás minden esetben együttjár az elektromos jel mechanikai jelle történő átalakításával, illetve ennek fordítottjával. A mechanikai jelek átviteli tulajdonságait természetesen az anyag mechanikai tulajdonságai határozzák meg. Az áramkör általános tömbvázlata az 1. ábrán látható.

Felvetődik a kérdés, hogy miért érdemes elektromos jelek feldolgozására ezt a bonyolult, átalakítókat is tartalmazó rendszert alkalmazni, amikor az elektromos áramkörök önmagukban is képesek az átviteli feladatok megoldására. A válasz lényege abban foglalható össze, hogy a mechanikai hullámok terjedési sebessége kb. öt nagyságrenddel kisebb, mint az elektromágneses hullámoké. A terjedési sebességek közötti különbség azt is jelenti, hogy ugyanilyen arányban csökken le egy adott frekvenciájú jelhez tartozó hullámhossz is.



1. ábra

A mechanikai hullámok hullámhossza az átviteli rendszer méreteivel összemérhető. Ezért a fellépő jelenségek leírására ugyanazok a módszerek alkalmazhatók, mint a mikrohullámú technikában. A mechanikai hullámok terjedését a határfeltételek éppúgy meghatározzák, mint hullámvezetőkben a határoló fémfalak az elektromágneses hullámok terjedését. Az impedancia fogalma éppúgy a reflexiók tényezőjének segítségével vezethető be, mint a mikrohullámú tápvonalakban. A reflexiók paramétereinek éppúgy közvetlen szemléletes jelentése van, mint a mikrohullámú technikában.

Ez az egyik alapvető indok, amiért a mechanikai hullámok híradástechnikai alkalmazását mikrohullámú akusztikának nevezzük.

Az elnevezés másik indoka az, hogy az alkalmazott frekvenciák részben a mikrohullámú frekvenciatar-

ományba esnek. Különösebb technológiai nehézségek nélkül kb. 1 GHz-ig készíthetők felülethullámú eszközök. Ezen a frekvencián a hullámhossz kb. 3 mikron.

A következőkben rövid áttekintést adunk a tömbhullámok és a felületi hullámok leggyakrabban előforduló fajtáiról.

A legegyszerűbb esetben, a végtelen kiterjedésű, izotróp rugalmas testben fellépő mechanikai feszültség és alakváltozás között a következő összefüggés áll fenn.

$$T_{ij} = C_{ijkl} S_{kl}, \quad i, l, k, l = 1, 2, 3$$

ahol T_{ij} : i -ik irányban j -re merőleges síkban fellépő feszültség,

$$S_{kl} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial u_k}{\partial x_l} + \frac{\partial u_l}{\partial x_k} \right),$$

$\frac{\partial u_k}{\partial x_l}$: k -ik irányban az l -ik koordináta megváltozása miatt fellépő megnyúlás,

$$k=1 \quad S_{kk} = \frac{\partial u_k}{\partial x_k}: \text{egydimenziós megnyúlás.}$$

Piezoelektromos anyagoknál a feszültség- és alakváltozás közötti összefüggés bonyolultabb egyenletrendszer segítségével írható le.

$$T_{ij} = C_{ijkl} S_{kl} - e_{ijm} E_m,$$

$$D_n = e_{nkl} S_{kl} + E_{nm} E_m,$$

ahol e_{ijm} a piezoelektromos tényezők és E_{nm} a dielektromos tényezők.

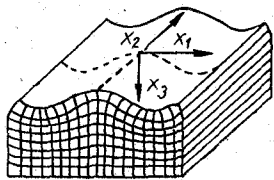
Piezoelektromos anyagokban a mechanikai hullámokat elektromos hullámok is kísérik. Ez az alapja a piezoelektromos átalakítók, közöttük a később részletesebben tárgyalandó interdigitális átalakító működésének. Érdemes megjegyezni, hogy az öt nagyságrenddel kisebb terjedési sebesség miatt ez a térkvazisztatikusnak tekinthető.

A mechanikai hullámok egy része felületi hullám. A földrengés hullámokkal kapcsolatban Rayleigh már 1885-ben kimutatta, hogy mechanikai hullámok terjedhetnek valamely szilárd test felületén is. Ezt a hullámformát Rayleigh-féle hullámoknak is szokás nevezni. A felülethullámok akkor váltak jelentőssé, amikor 1965-ben White és Voltmer felfedezte az interdigitális átalakítót, amely piezoelektromos anyag felületén egyszerű módon gerjeszti a felülethullámokat. Ennek az átalakítónak az ismertetése előtt néhány szót szólnunk a felülethullámok jellegzetességeiről általában.

A felülethullámokhoz a terjedés teljes terjedelmében hozzá lehet férni. Ez lehetővé teszi, hogy — valamilyen tápvonalhoz hasonlóan — különböző helye-

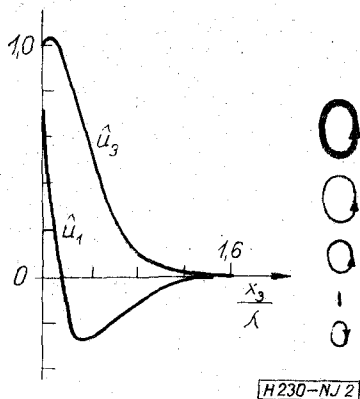
Beérkezett: 1973. VI. 25.

* Elhangzott a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola jubileumi tudományos ülés- szakán 1973. V. 30-án,



$$u_1 = \hat{u}_1 \cos(kx_1 - vt)$$

$$u_3 = \hat{u}_3 \sin(kx_3 - vt)$$



2. ábra

ken mintákat vegyünk, jelet adjunk be, módosítsuk a terjedés feltételeit, vagyis a mechanikai jellel való kölcsönhatásra tág lehetőség nyílik. A felületen elhelyezett réteg vagy rétegek lényegesen befolyásolják a terjedést. Piezoelektromos anyagokban a mechanikai hullámokkal együttjáró elektromos tér a felületen kívül is jelen van, ami lehetővé teszi, hogy kölcsönhatás jöjjön létre pl. közvetlen a felületnél elhelyezett félvezető anyagokkal.

Végül megemlítjük, hogy a felülethullámok terjedési sebessége mindig kisebb, mint a tömbhullámoké.

A Rayleigh-fele hullámok egyenes hullámfrontú, a felülettől távolodóan csillapodó amplitúdójú hullámok. Főbb jellemzőiket a 2. ábrán mutatjuk be.

Ezek után vizsgáljuk meg az interdigitális átalakító felépítését, működését és főbb méretezési elveit.

Az interdigitális átalakító geometriai felépítését a 3. ábra mutatja.

Az ujjak között váltakozó irányú elektromos tér alakul ki az ábrán feltüntetett módon. Ha az elektromos tér periódus ideje megegyezik a felületi hullám periódus idejével, a gerjesztés a leghatásosabb. Ekkor ugyanis a felülethullám azonos fázisú pontjai éppen egy teljes interdigitális periódust tesznek meg a gerjesztő elektromos tér egy periódusa alatt.

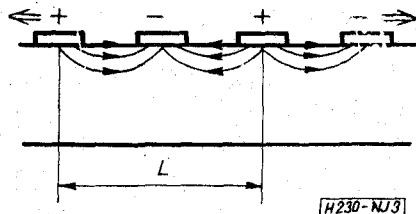
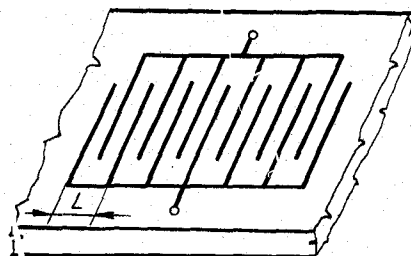
Ettől a frekvenciától távolodva a gerjesztés hatása romlik. Az átalakító frekvenciafüggése annak alapján analizálható, hogy az egyes ujjpárok által gerjesztett hullámok egy adott frekvencián milyen fázisban adódnak össze. Eszerint az átalakító sáváteresztő jellegű, $\frac{\sin x}{x}$ jellegű amplitúdókarakterisztikával. Ez a frekvenciamenet a bemutatott átalakítóra érvényes, amelynél az ujjak közötti távolság és az ujjak hossza és átfedése az átalakító teljes

hosszában azonos. Ettől eltérő esetben éppen az említett adatok megfelelő beállításával el lehet érni más átalakító karakterisztikát is.

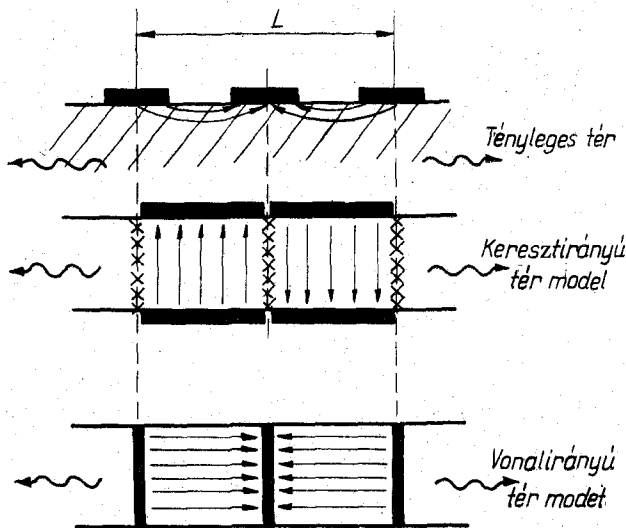
Tekintsük a vázolt átalakítót és nézzük meg milyen helyettesítő képet alkalmazhatunk a számítások végzésére.

Elvben a hullámegyenlet határfeltételeket kielégítő megoldása lenne a teljes megoldás, ennek bonyolultsága miatt azonban egyszerűbben kezelhető modellekkel számolnak. A leghatásosabb modellt W. R. Smith és munkatársai vezették be 1969-ben. Ennek lényegét a 4. ábrán mutatjuk be.

A keresztirányú térmodell a felületre merőleges komponenst, a vonalirányú modell a felülettel párhuzamos komponenst veszi figyelembe. Ezt a láthatóan durva közelítést az az elméleti megfontolás sugalta, hogy a kölcsönösen csatolt mechanikai és elektromos energia két olyan összetevőre bontható, ame-

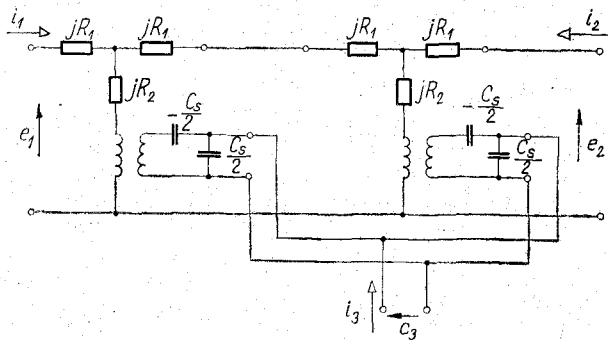


3. ábra



H230-NJ4

4. ábra



$e_i = F_i / \phi$
 $i_i = U_i \phi$
 F_i és U_i az i -ik kapunál az erő ill. sebesség
 h : piezoelektromos állandó
 C_s : szakasz kapacitás

H230-NJ5

5. ábra

lyek egyike csupán a felületre merőleges, másika csupán a felülettel párhuzamos elektromos tértől függ.

A modell a fizikai akusztikában jól ismert egydimenziós tömbelemekből tevődik össze. Egyetlen periodikus szakasz helyettesítő képét mutatja az 5. ábra.

Az áramköri elemek értékei a geometriai mérethől, a mechanikai és piezoelektromos jellemzőkből meghatározhatók. A helyettesítő kép akusztikus kapuinál fellépő erő-, illetve sebességkomponensek és a kapcsolási elektromos jellemzők közötti átszámítást az ábra melletti kifejezések adják.

Az ábrán látható helyettesítő kép egyetlen periodikus szakaszra vonatkozik. A teljes átalakító helyettesítő képét ezek kaskád kapcsolásával kaphatjuk. Az eredő hatpólus admittancia mátrixa a szimmetria tulajdonságok miatt négy független elemet tartalmaz. A mátrixelemeket keresztirányú térmodellre az alábbiakban adjuk:

$$Y = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{12} & Y_{11} & -Y_{13} \\ Y_{13} & -Y_{13} & Y_{33} \end{bmatrix}$$

$$Y_{11} = -j \cdot G_0 \cdot \cotg(N\Theta)$$

$$Y_{12} = j \cdot G_0 \cdot \operatorname{cosec}(N\Theta)$$

$$Y_{13} = -j \cdot G_0 \cdot \operatorname{tg} \frac{\Theta}{4}$$

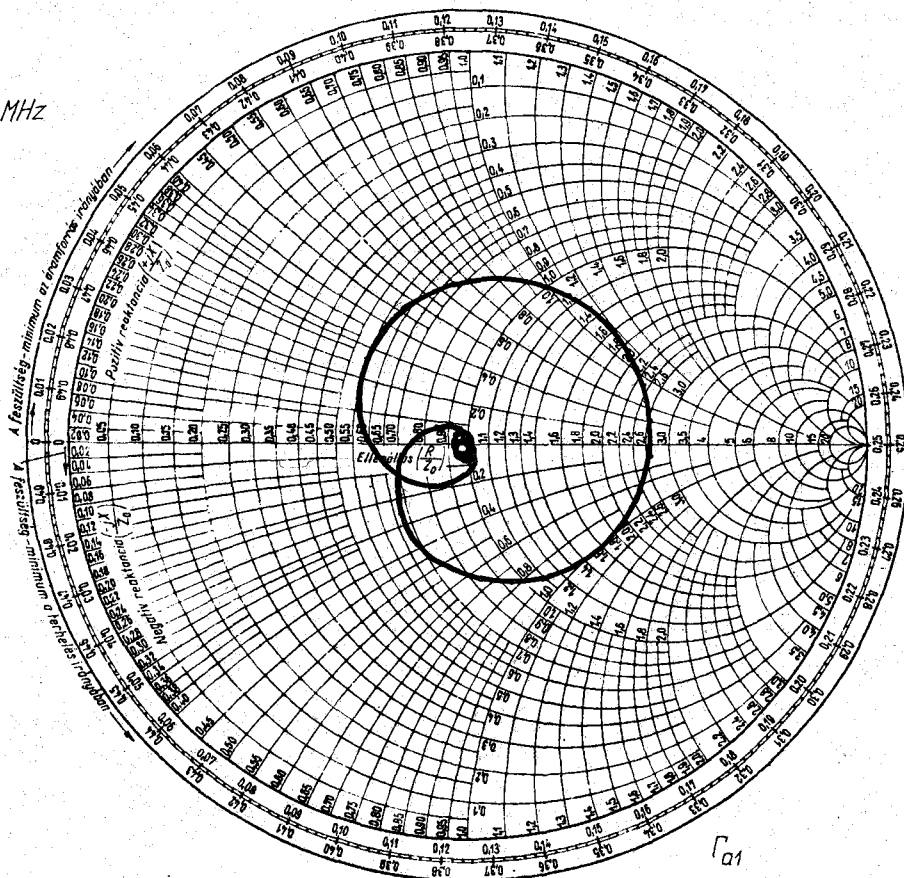
$$Y_{33} = j\omega C_T + 4jN \cdot G_0 \cdot \operatorname{tg} \frac{\Theta}{4}$$

$$\Theta = 2\pi \frac{\omega}{\omega_0}$$

Ebben G_0 az akusztikus hullámadmittancia elektromos megfelelője, N az ujjpárok száma, C_T az átalakító teljes kapacitása.

Az átalakító sávközépi frekvencia környezeti viselkedése viszonylag egyszerűen elvégezhető, szélesebb frekvenciasávban azonban a számítás csak számítógéppel végezhető el. Számításokat végeztünk a főiskola Számítástechnikai Tanszékén, melyek a bemenő admittanciát és a reflexiós tényezőt tetszőleges

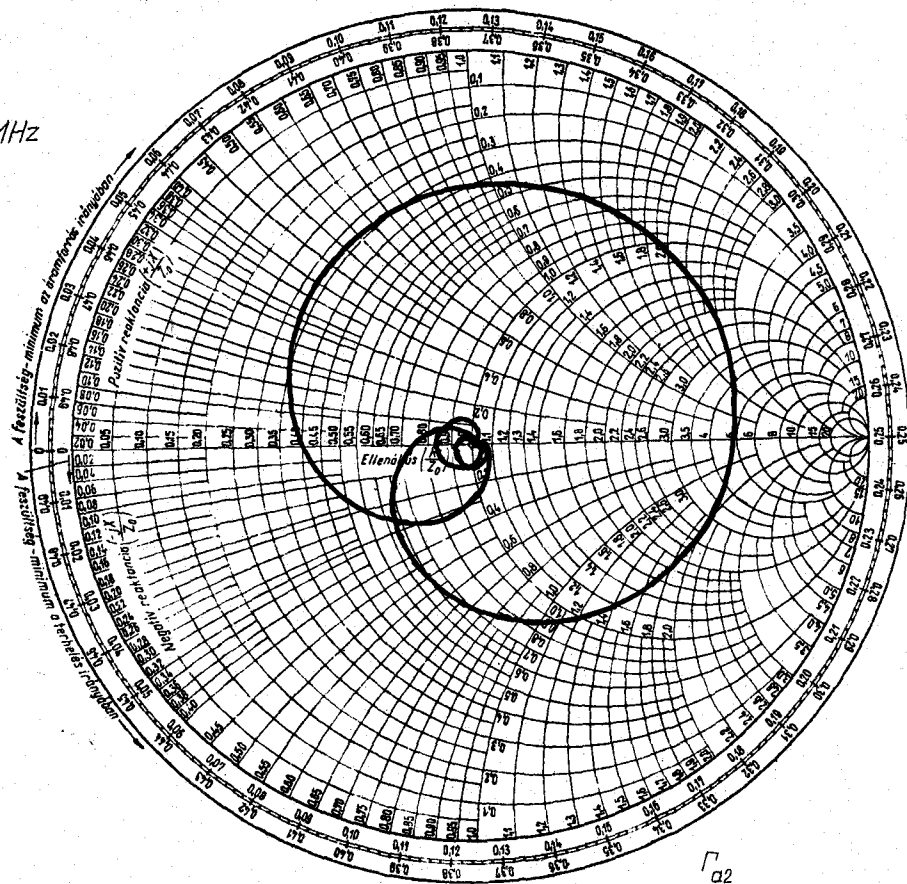
$f_0 = 40 \text{ MHz}$



6. ábra

H230-NJ6

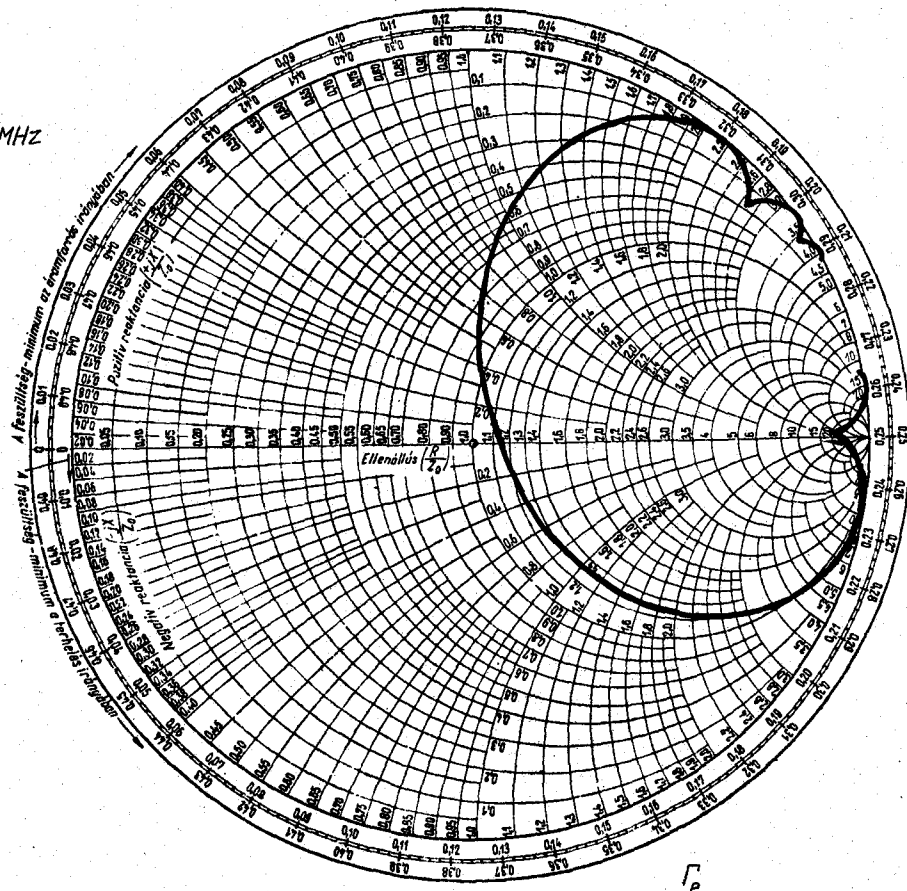
$f_0 = 40 \text{ MHz}$



7. ábra

H230-NJ 7

$f_0 = 40 \text{ MHz}$



8. ábra

H230-NJ 8

frekvenciasávban adják meg. A munka két részből állott: egyfelől a további kutatómunka célját szolgáló akusztikus reflexiós tényező meghatározásából, másfelől az átalakítók elektromos illesztéséhez szükséges sugárzási admittancia megállapításából. Mindkét feladat eredményét táblázatok formájában és grafikusan is elkészítettük. A táblázatokat Fokai nyelven irt programmal TPA számítógépen, a grafikonokat hp 9100 B kalkulátoron és a rendelkezésre álló rajzoló készültek el. Az eredmények helyesen adták vissza a sávközépi frekvencia közelében érvényes, irodalomban publikált összefüggéseket is. A szemléletes ábrázolás kedvéért az akusztikus kapu admittanciájának és az elektromos kapu sugárzási admittanciájának helygörbéjét a reflexiós tényező síkján Smith-diagramban ábrázoltuk.

A 6. és 7. ábra az interdigitális átalakító egyik akusztikus kapujának reflexiós tényezőjét mutatja a frekvencia függvényében. A másik akusztikus kapu illesztetten van lezárva, az elektromos kapu lezárása tiszta valós.

A számítás adatai a következők:

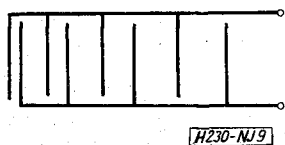
$k^2 = 0,2 \cdot 10^{-2}$ (az elektromechanikus csatolási tényező négyzete)

$$C_T = 2 \text{ pF}$$

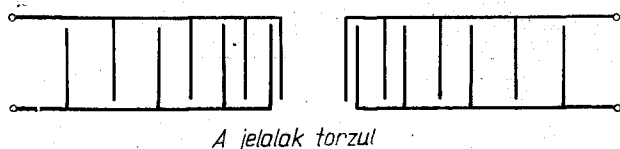
$$N = 19 \text{ (az ujjpárok száma)}$$

$$f_0 = 40 \text{ MHz}$$

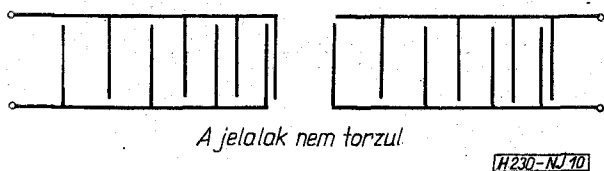
Az első esetben az elektromos kapu lezárása megfelel a sugárzási admittancia értékének. Ekkor a számítás szerint, szinkronfrekvencián a reflexiós tényező abszolút értéke 0,5, ami megfelel az irodalomban közöltnek. Az átalakító ugyanis akusztikus-elektromos irányban a beeső akusztikus teljesítmény felét alakítja át, a másik felét pedig egyenlő arányban reflektálja, illetve továbbengedi. A második esetben látható, hogy a lezárásnak az optimális értéktől való eltérése megnöveli a reflexiót. A 8. ábra az elektromos kapu bemenő admittanciájának helygörbéje a reflexi-



9. ábra

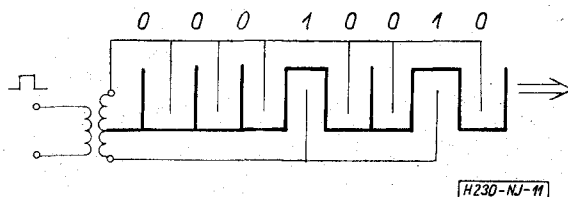


A jelalak torzul



A jelalak nem torzul

10. ábra



11. ábra

ós tényező síkon. A bemutatott ábrán a meghajtó generátor belső ellenállása kissé eltér a sugárzási ellenállás szinkronfrekvencián felvett értékétől, ezért a görbe nem halad át az illesztésnek megfelelő ponton. A szinkronfrekvenciának a minimális abszolút értékű reflexiós tényező felel meg.

Az interdigitális átalakító geometriai adatai döntően befolyásolják az átviteli karakterisztikát. Ha az egyes interdigitális periódusok nem azonosak, akkor a helyettesítő áramkör nem adható meg ilyen egyszerűen. A problémát R. H. Tancrell és M. G. Holland kutatók úgy oldották meg, hogy minden egyes ujjat egy síkhullámot gerjesztő generátornak fogtak fel és az eredő hullámot ezen elemi síkhullámok komplex összegeként állították elő. Ezzel a modellel számíthatók változó periodicitású és változó átfedésű interdigitális átalakítók amplitúdó- és fáziskarakterisztikái. Egy ilyen átalakítót mutat be a 9. ábra.

Összefoglalva az interdigitális átalakítóról elmondottakat a következőket állapíthatjuk meg:

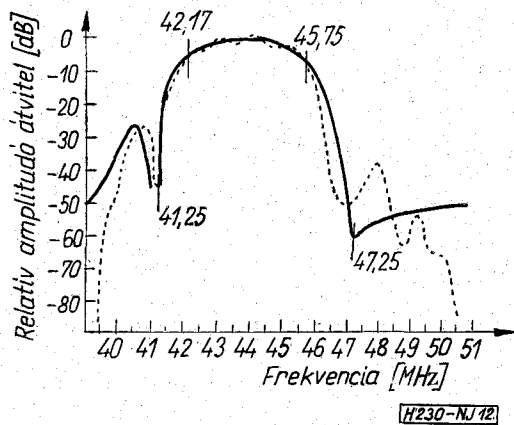
1. A felülethullámok keltésének egyszerű eszközei.
2. Az elméleti vizsgálatok egyszerűsítése végett áramköri modelleket alkottak helyettesítésükre.
3. Frekvencia-szelektív karakterisztikájuk a geometriai méretek megválasztásával tervezhető.

A felülethullámú eszközök alkalmazási lehetőségei igen széleskörűek. A legrégebben publikált eszközök változtatható késleltetésű késleltető vonalak voltak, ezek azonban nem az interdigitális átalakító segítségével működtek. Interdigitális átalakítóval épített fix késleltetésű vonalak ipari alkalmazásra LiNbO_3 -ból készítettek. Ennek elrendezése olyan volt, hogy a meghajtó átalakító az alaplemez közepén helyezkedett el és a két vételre szolgáló átalakító ettől jobbra és balra. A közepes frekvencia 500 MHz volt és az egyes ujjpárok közötti távolság fokozatos változásával 100 MHz-es sáv szélességet értek el.

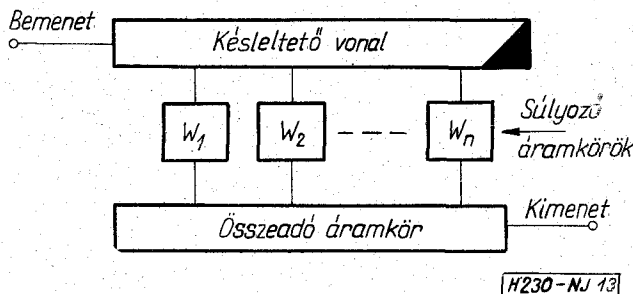
A beiktatási csillapítás 13 dB volt.

Kissé részletesebben érdemes utalni arra, hogy a különböző ujjpártávolságok milyen alkalmazási lehetőséget adnak. Tekintsük a 10. ábrát.

Tudjuk, hogy egy ujjpártávolság meghatározza azt a frekvenciát, amelyen maximális gerjesztés jön létre. Az egyik ábrán látható átalakítónál az azonos frekvenciájú optimális gerjesztést adó ujjpárok azonos távolságra vannak, tehát a sáv szélesség megnövekszik, de a vett jelalak megfelel az adott jelalaknak. A másik ábrán ezzel szemben az alacsonyabb frekvenciájú jelre hatásos nagyobb ujjközű párok távolabb vannak, mint a magasabb frekvenciájú jelre hatásos kisebb ujjközű párok, a vett jelalak tehát eltér az adott jelalaktól. Az ujjpárok geometriai elrendezésével ily módon diszperzív lassító vonal valósítható meg. Az ujjrendszer a 11. ábrán bemutatott módon



12. ábra



13. ábra

kiképezve adott kódnak megfelelő impulzus sorozat indítható.

A frekvencia tartománybeli előírásokból kiindulva előírt amplitúdó- és fáziskarakterisztikájú szűrők is realizálhatók. Készítettek pl. színes TV KF szűrőt is, amely a készülékgyártók előírásait kielégítő pontossággal megvalósította. Ráadásul ezek a szűrők integrált áramkörti technológiával készültek. Az előírt és a mért karakterisztikákat a 12. ábra mutatja.

Mivel a felülethullámú szűrők haladóhullámú eszközök, az illesztetlenség többszörös reflexiót okoz, ez pedig TV-vevőben szellemképet hoz létre.

A többszörös reflexiók elnyomása, a probléma analízise tipikus tápvonalelméleti probléma és ezért itt pl. külön jelentősége van a mikrohullámú technikában ismert módszerek alkalmazásának. A közvetlen elektromos csatolás előírt szint alá szorítása tervezési és technológiai kérdés.

Az interdigitális átalakító ujjközeinek változtatásán kívül az ujjak átlapolása is változtatható. Ez egy újabb szabad paraméter, melynek segítségével a bemenőjel különböző frekvenciájú komponensei különbözőképpen súlyozhatók és összegezhetők. Az ún. transzverzális szűrő, melynek elvét a 13. ábra mutatja, felülethullámú eszközökkel realizálható.

A korábban bemutatott, változó ujjpár távolságú szűrők közül a második valójában egy ilyen transzverzális szűrő speciális esete.

Változó hosszúságú ujjpárokkal készített szűrő amplitúdó- és futási idő karakterisztikáját mutatja a 14. ábra.

A felülethullámú szűrők főbb sajátosságait összefoglalva megállapíthatjuk, hogy számos alkalmazási le-

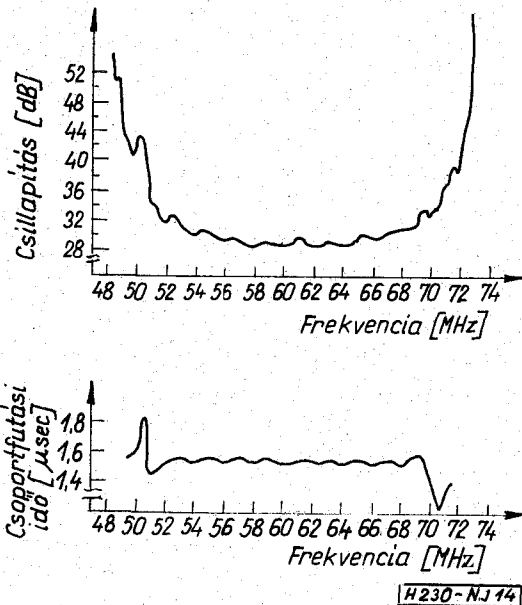
hetőségük mellett egyszerű technológiát igényelnek, megbízható, reprodukálható eszközök.

A felülethullámok felhasználásával — bár lényegesen nagyobb technológiai nehézségek árán — erősítők is létrehozhatók. A hullámokkal együtt jelenlevő elektromos hullám és töltéshordozók között energetikai kölcsönhatás jöhet létre a haladóhullámú csőhöz hasonló módon.

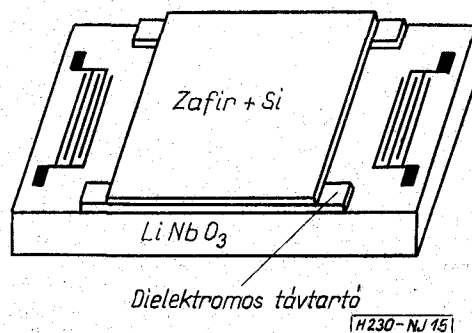
A legsikeresebb erősítő szerkezet felépítését a 15. ábra mutatja:

A kölcsönhatásban részt vevő félvezető zafiron növesztett epitaxiális szilícium, a térköztartó 0,05 mikron vastag dielektrikum. Ez az ún. elkülönített anyagú erősítő. Felépítése lehetővé teszi, hogy a piezoelektromos alap és a kölcsönhatásban szereplő, töltéshordozókat biztosító félvezető anyag külön-külön optimálisan legyenek megválaszthatóak. A technológiai nehézségek nyilvánvalóak. Az irodalomból ismert olyan erősítő, mely 100 MHz-en 60 dB-t erősített.

Számos alkalmazási lehetőség nyílik a nemlineáris működésű tartományban dolgozó felülethullámú eszközökre. A keverés lehetőségén kívül a modulált vivőhullámok burkolóinak különböző átformálására is van lehetőség. Ilyenek pl. az időbeli tükrökép létrehozása, a konvolúció és korreláció műveletének megvalósítása.



14. ábra



15. ábra

A felület megfelelő topográfiai kiképzésével — ami pl. hornyok készítésével valósítható meg — a felülethullámok előírt irányban vezethetők. Ezekhez az ún. vezetett módusokhoz tartozó hullámkép analitikusan nagyon nehezen tárgyalható, a vezetett hullám szóródását kísérletileg állapítják meg. Két vezetett felülethullám egymáshoz való közelítésével megvalósítható pl. iránycsatoló, amely azonban az eddigi kísérletek szerint, sajnos, sokkal frekvenciafüggőbb, mint ami elektromágneses megfelelőivel elérhető. A felület topográfiai átalakítását jelenti előírt alakú vékony rétegek felvitele, melyek megfelelő méretezés esetén a felülethullámok fókuszálását teszik lehetővé.

Végül feltétlenül meg kell említeni a felülethullámok és az optikai hullámok kölcsönhatását.

Az akusztikus felülethullámok hatására ugyanis a fény elhajlik, ami pl. lézersugár adott frekvenciájú eltérítését teszi lehetővé. Sajnos, viszonylag nagy akusztikus energiákra van szükség használható nagyságú szögeltérések megvalósítására. Mindenesetre az akusztikus-optikai kölcsönhatás igen hasznos kísérleti módszer a felülethullámok kimutatására.

Befejezésül az akusztikus felülethullámok várható alkalmazásairól el kell mondani, hogy a kis hullám-

hossz, a kis terjedési sebesség és az integrált áramkörök technológiai módszereinek alkalmazása számos gyakorlati áramkör megvalósítását ígéri.

Sok alkalmazás ma még kísérleti állapotban van és hogy valódi szerepüket a híradástechnikában helyesen tudjuk értékelni, bizonyos időnek még el kell telnie. Tény azonban, hogy a mikrohullámú akusztika vagy másképpen szólva az akusztikus felülethullámok élénk tudományos kutatási terület és nem fér hozzá kétség, hogy még számos további alkalmazási lehetőséget fognak javasolni.

IRODALOM

- [1] *R. M. White*: Surface Elastic Waves. Proc. of IEEE Vol. 58. No. 8, 1970.
- [2] *W. R. Smith et al*: Analysis of Interdigital Surface Wave Transducers by Use of an Equivalent Circuit Model. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-17, No. 11, Nov. 1969.
- [3] *W. R. Smith et al*: Design of Surface Wave Delay Lines with Interdigital Transducers. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-17, No. 11, 1969.
- [4] *R. H. Tanerell, M. G. Holland*: Acoustic Surface Wave Filters. Proc. of IEEE Vol. 59. No. 3, March. 1971.