

## Analóg léptetőregiszterek és vastagréteg megvalósításuk

ETO 621.395.342:621.382.33.049.7-111

Egy régi áramköri ötlet támadt fel a legutóbbi években. Energiatároló elemek (kondenzátorok) láncolatát nemlineáris eszközökkel (diódákkal, tranzisztorokkal) összekötve, olyan áramkörök alakíthatók ki, melyeknek közös jellemzője, hogy egy periodikus léptetőjel ütemében, mintegy „vezényszóra” minden tároló a szomszédjának adja át energiáját.

Az elv egyik elterjedt, klasszikusnak mondható megvalósítása öt évtizedre tekinthet vissza: ez a nagy feszültségek előállítására használatos kaszkád generátor (1a ábra). A bemeneti jel egyik félciklusában a folytonos, másik félciklusában a szaggatott nyílaknak megfelelő töltés-átöntés jön létre. Az áramköri kialakítás célja: lépcsőnként „megmászatni” a töltésekkel az A és B pont közti nagy feszültségkülönbséget. A másik jellegzetes elrendezés csak az utóbbi években vált közismertté [1]. Itt a kondenzátorok nem egymás fölött, hanem egymás mellett helyezkednek el, és (térvezérelt vagy bipoláris) tran-

zisztorok végzik a léptetőjel ütemében a töltés-átemelést (1b ábra). Ha a kondenzátorlánc első elemét egy analóg jeltől vett mintákkal arányos töltéssel tápláljuk, az áramkör e mintákat lépteti végig a kondenzátorok során, tehát analóg léptetőregiszterrel van dolgunk.

Az utóbbi áramkör igen változatos alkalmazási lehetőségeket rejt magában, széleskörű felhasználásra számíthat az elektronikában. Az egyenletes ütemű léptetés állandó késleltetést jelent a be- és kimenet között. A késleltetés mértéke szokatlanul nagy lehet az egyéb áramkörökkel elérhetővel szemben: reális lehetőség pl. 0,1 s körüli késleltetéseket elérni a hangfrekvenciás tartományban, 100  $\mu$ s körül a videotartományban. Az áramkör így késleltető magnetofonok, akusztikus késleltető vonalak kiváltója lehet. Segítségével a hangfrekvenciás tartományban is realitássá válik olyan szűrő- és korrektor áramkörök építése, amelyek késleltetőket tartalmaznak (pl. transzverzális szűrő).

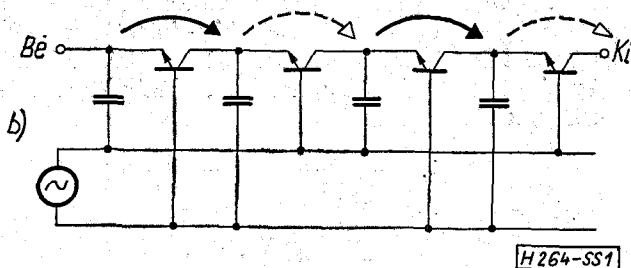
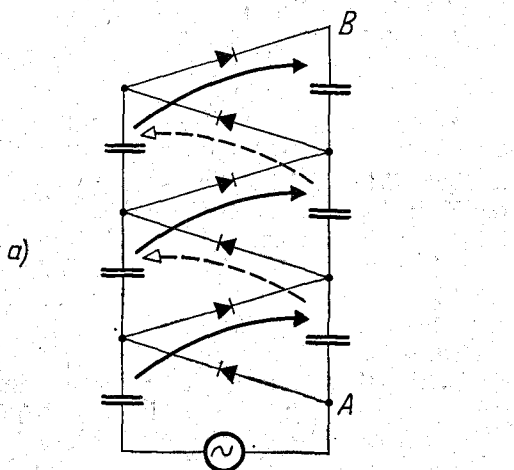
Sok vonatkozásban kihasználható az analóg léptetőregiszternek az a különleges tulajdonsága, hogy késleltetése a léptetőjel frekvenciájának szabályozásával széles határok között, folyamatosan változtatható. A léptetőjel leállításával, majd újbóli megindításával egy analóg időfüggvény tárolása s újbóli kiolvasása is lehetséges. (A gyakorlati kivitelnél elkerülhetetlen veszteségek miatt itt nem gondolhatunk túlzottan hosszú idejű tárolásra.) Leállítva a léptetőjelet, az egyes kondenzátorokon maradó töltések a bemenőjel különböző időpillanatokban vett mintáival arányosak, vagyis a jel időben egymás utáni mintái térben elkülönülve jelentkeznek. Ez időfüggvény-térbeli függvény átalakítást jelent. Természetesen a fordított átalakítás is lehetséges. E két funkció igen nagy jelentőségű a szilárdtest képátalakító eszközök szempontjából. A töltésléptetés elvét felhasználva, már  $106 \times 128$  felbontású képfelvetőt is megvalósítottak [5].

Az analóg léptetőregiszter igen jól integrálható áramkör. MOS kivitelben egy-egy tokban több száz fokozat realizálható. Ezek az áramkörök a közelmúltban tűntek fel [2]. Bucket-Brigade néven (vödörláncnak fordíthatnánk; az elnevezés szellemesen utal az egyes fokozatok közti töltés-továbbadásra).

A MOS kivitel közeli rokonának tekinthetők az ún. CCD eszközök (Charge-Coupled Devices) [3, 4]. Ezekben az egymás szomszédságában létrehozott MOS kapacitások közötti töltés-léptetés valósul meg.

Kétségtelen, hogy a leágazások nélküli, nagy késleltetésű láncok realizálására az integrált MOS változat a legalkalmasabb. Ez magyarázza, hogy az ilyen

Beérkezett: 1973. XII. 10.



H 264-SS1

1. ábra. Kaszkádgenerátor és analóg léptetőregiszter. A nyílak a töltés-átöntések irányát mutatják

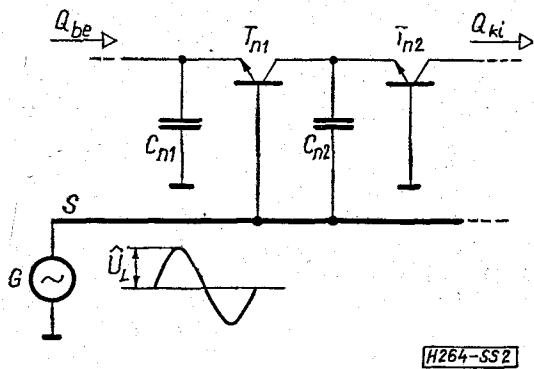
hosszú láncok előállítására csak az utóbbi években került napirendre. Ugyanakkor tény, hogy különböző korrekterok céljaira sokszor már egészen rövid, 15–30 fokozatból álló láncok is megfelelőek, amelyek bipoláris IC-vel, sőt egyes esetekben akár diszkrét elemekkel is realizálhatók. Ezért kissé érthetetlen, hogy az áramkörre csupán 1970–71-ben kezdtek felfigyelni, dacára néhány korai, a kérdésre célzó publikációnak (pl. [6]).

A BME Elektronikus Eszközök Tanszékén 1971 tavasza óta foglalkozunk a bipoláris félvezetőeszközökkel felépített analóg léptetőregiszter áramköri problémáival. Először diszkrét elemes áramkörrel próbálkoztunk. Miután a kísérletek biztató eredményre zártak, a HIKI Kísérleti Gyártási Főosztályának laboratóriumában 4–4 fokozatot magukban foglaló vastagréteg léptetőregisztereket realizáltunk. Megkezdjük az áramkör alkalmazástechnikai kérdéseinek vizsgálatát, azokra a felhasználásokra helyezve súlyt, amelyekben a vastagréteg áramkör a MOS kivétel mellett versenyképes lehet.

Cikkünkben először a kialakított integráltkör áramköri tulajdonságait, kapcsolástechnikai kérdéseit tárgyaljuk, majd az alkalmazási lehetőségeket érintjük, kiemelve közülük a transzverzális szűrő példáját. Végül összefoglaljuk az eddigi munkánkból levonható azon következtetéseket, amelyek az eszköz perspektívái szempontjából lényegesek.

I. Működés és méretezés

E szakaszban a bipoláris tranzisztorokkal felépített analóg léptetőregiszter egyetlen fokozatát teszszük részletes vizsgálat tárgyává. Egy ilyen fokozat két tranzisztorból és két kondenzátorból áll. A 2. ábrán egy hosszabb lánc n-edik fokozatát látjuk. A G generátor  $U_L$  amplitúdójú szinuszos léptetőjelet kényszerít az S sínre (az ábrán nem látható további fokozatok is ugyanezen sín és a föld közé csatlakoznak).



2. ábra. Analóg léptetőregiszter egy fokozata

A fokozat működésének vizsgálata során a tranzisztorokat egyformáknak tekintjük. Rájuk vonatkozóan a következő jelöléseket alkalmazzuk:

- A nagyjelű, földelt bázisú áramerősítés,
- $U_{EB}$  emitter-bázis dióda nyitó irányú feszültségese ( $\approx 0,7$  V),
- $U_{EBL}$  emitter-bázis dióda megengedett zárófeszültsége,

- $I_{EO}$  emitter-bázis dióda visszárama,
- $I_{CO}$  kollektor-bázis dióda visszárama.

Első vizsgálatunk célja a lánc zérus bemenetnél, tehát  $Q_{be} = 0$  esetén felvett állapotának felmérése. Figyeljük először a léptetőjel pozitív félperiódusát:  $T_{n1}$  tranzisztor bázisa  $U_L$  feszültségig szalad föl, a tranzisztor kinyit, és addig von el negatív töltést a  $C_{n1}$  kondenzátorból, amíg az

$$U_{Cn1} < U_L - U_{EB}$$

feltétel teljesül. Végül tehát a kondenzátor feszültsége az

$$U_{CO} = U_L - U_{EB} \tag{1}$$

értékre áll be. Ugyanez történik a  $C_{n2}$  kondenzátorral a léptetőjel negatív félperiódusában. Bekapcsoláskor tehát a kezdeti transziens eredményeként minden kondenzátor feszültsége az  $U_{CO}$  értéket veszi fel, ezt követően töltésáramlás nincs. Ez a lánc „üres” állapota.

A negatív félperiódusban  $T_{n1}$  tranzisztor emittore és bázisa között  $U_L + U_{CO} = 2U_L - U_{EB}$  zárófeszültség jelentkezik. A megengedett emitter-bázis feszültség az alábbi módon korlátozza tehát a léptetőjel amplitúdóját:

$$U_L \leq (U_{EBL} + U_{EB})/2 \approx U_{EBL}/2 + 0,35 \text{ V.} \tag{2}$$

Nézzük most a töltésléptetés folyamatát! A léptetőjel negatív félperiódusában  $T_{n1}$  zárva van. Ezalatt a  $C_{n1}$  kondenzátorba  $Q_{be}$  negatív töltést töltve, annak feszültsége  $Q_{be}/C_{n1}$ -gyel csökken. A pozitív félperiódusban  $T_{n1}$  addig nyit, és addig von el negatív töltést  $C_{n1}$ -ből, míg annak feszültsége az alaphelyzetet jelentő  $U_{CO}$  értékre nem emelkedik. Ehhez éppen  $Q_{be}$  töltést kell elvonnia. A tranzisztor nagy áramerősítése folytán a negatív töltés legnagyobb része:  $A \cdot Q_{be}$  áttöltődik  $C_{n2}$ -be. A negatív félperiódusban  $T_{n1}$  zár le, és a  $C_{n2}$ -be juttatott töltés A-szorosa a fentihez hasonló módon távozik  $T_{n2}$  kollektorán. A tárgyalt fokozat tehát a léptetőjel negatív félperiódusában fogadni is, továbbadni is képes egy-egy töltéscsomagot, még hozzá anélkül, hogy ezek bárhol egymásra töltődjenek, keveredjenek. Az ilyen fokozatokból összeállított lánc valóban analóg léptetőregiszterként működik.

Miután kvalitatíve megismertük az áramkör működését, vizsgáljuk meg azokat a mennyiségi összefüggéseket, amelyek a tervezés alapjául szolgálnak.

**Határfrekvencia:** a láncon átbocsátható maximális frekvencia a mintavételi tétel értelmében a mindenkori léptetőfrekvencia fele.

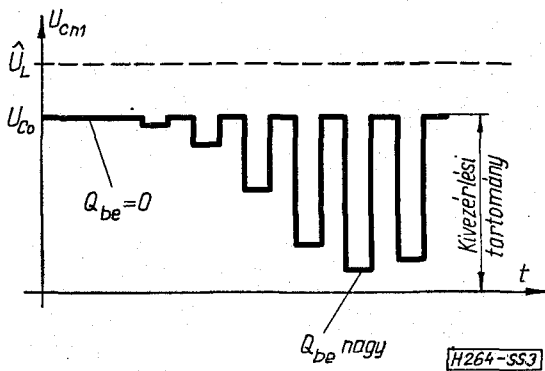
**Kivezérelhetőség:** a lánc kondenzátorainak  $U_{CO}$  pozitív nyugalmi feszültsége nem változhat negatívra a  $Q_{be}$  negatív töltés rákényszerítése következtében, mert ez a balról csatlakozó tranzisztor kollektor-bázis diódájának nyitására vezetne. A feszültség-kivezérelhetőség tehát

$$\Delta U = U_{CO} = U_L - U_{EB} \approx (U_{EBL} - U_{EB})/2, \tag{3}$$

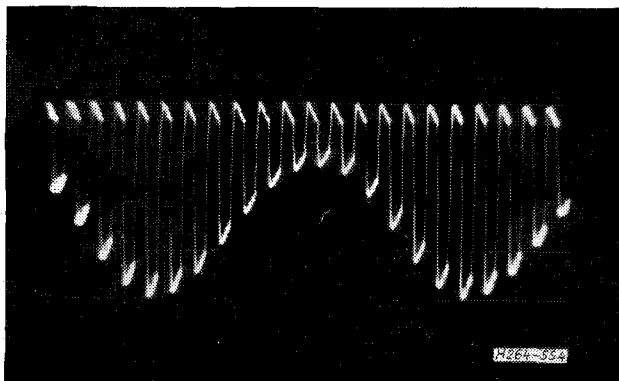
a töltés-kivezérelhetőség

$$\Delta Q = C_{min} \Delta U, \tag{4}$$

— ahol  $C_{min}$  a lánc legkisebb kondenzátora. Az áramkör lényeges tulajdonsága, hogy az egyes kondenzá-



3. ábra. Jelforma a földelt végű kondenzátorokon



4. ábra. Jelforma egy földelt végű kondenzátoron (oszilloszkóp felvétel). A léptetőfrekvencia 10 kHz, a továbbított hasznos jel szinuszos

toroknak nem szükséges szigorúan azonos értékűnek lenniük, ez alkatrész-tűrés szempontjából kellemes. Mégis célszerű nagyjából azonos értékekkel dolgozni,

$$i_L(t) = \begin{cases} C_{n1} U_L \omega_L \cos \omega_L t, & \text{ha} \\ 0 & \text{egyébként.} \end{cases} \quad \arcsin \left( 1 - \frac{Q_{be}}{C_{n1} U_L} \right) \leq \omega_L t \leq \pi/2,$$

Az áramfelvétel láthatóan függ az éppen léptetett töltés nagyságától is. Ha a lánc  $n$  fokozatból áll, a léptetőjel-generátort maximálisan

$$\hat{I}_L = n C U_L \omega_L \quad (6)$$

nagyságú áramlökések terhelhetik.

Trapéz- vagy négyszögimpulzus formájú léptetőjelnél a nagyobb  $dU_L/dt$  differenciáhányados miatt nagyobb csúcsáramok várhatók, ezért mi a szinuszos léptetőjelet látjuk célszerűbbnek.

Az (6) összefüggés nyilvánvalóvá tesz egy, a működési frekvenciában mutatózó korlátozást. Nagyobb frekvenciákon feltétlenül csökkentenünk kell a kondenzátorok kapacitását, egyébként vagy a tranzisztorok árama, vagy léptetőjel-generátor terhelése túllépi a megengedett értéket.

## 2. A megvalósított integráltkör

A HIKI Kísérleti Gyártási Főosztályának laboratóriumában végzett kísérleteink során integráltkör formájában realizáltuk az analóg léptetőregisztert.

mert a legkisebb kondenzátor korlátozza a kivezérlhetőséget.

A földelt végű kondenzátorok (pl.  $C_{n1}$ ) jellegzetes jelformáját a 3. ábrán vázoltuk. A 4. ábrán oszcilloszkóp-felvételt látunk: egy földelt végű kondenzátor jelformáját szinuszosan változó bemenőjel esetén.

**Töltésvesztés:** az egyes fokozatokon bekövetkező töltésvesztés az alábbi okokra vezethető vissza:

- áttöltési veszteség ( $A < 1$  miatt),
- a tranzisztor visszáramok okozta veszteség,
- a kondenzátorok saját vesztesége (ezt az előbbieket mellett elhanyagoljuk).

A fokozat által leadott töltés:

$$Q_{ki} = A \{ A [ Q_{be} + T_L ( I_{EO} + I_{CO} ) ] + T_L ( I_{EO} + I_{CO} ) \} \cong \cong A^2 Q_{be} + 2 T_L ( I_{EO} + I_{CO} ), \quad (5)$$

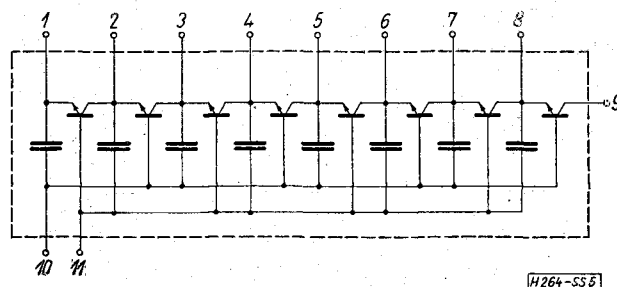
ahol  $T_L$  a léptetőjel periódusideje. Ezek szerint tehát minden fokozaton  $A^2$ -szeres kivezérléscsökkenés és  $U = 2 T_L ( I_{EO} + I_{CO} ) / C$  nagyságú nullszint-eltolódás áll elő.

**A léptetőgenerátor terhelése:** az áramhurkok, amelyekben egy-egy töltésléptetés létrejön, a léptetőgenerátoron keresztül záródnak. Ez meglehetősen nagy, lökésszerű áramterhelést jelent a léptetőgenerátornak. Némiképp idealizált tranzisztorokat feltételezve, egy-egy fokozat áttöltési árama

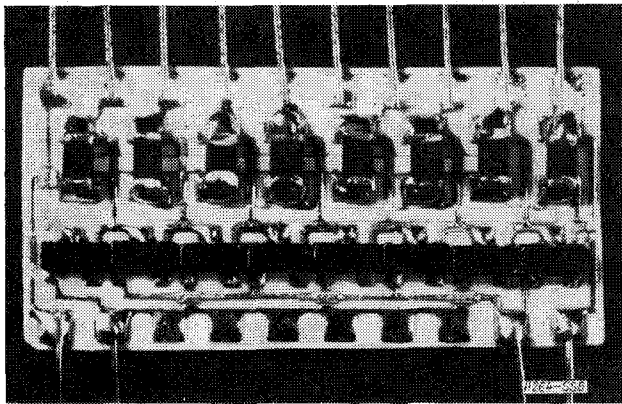
$$i(t) = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dU_L}{dt}$$

mindazokban az időintervallumokban, amelyekben áttöltés folyik. Ha a léptetés  $\omega_L$  körfrekvenciájú szinuszos jellel történik, az  $n$ -edik fokozat áramfelvétele a pozitív félperiódusban

A kivitelezés a HIKI vastagréteg technológiájával [7] történt. A  $0,5'' \times 1''$  méretű kerámia-hordozón négy fokozatot helyeztünk el. Az integráltkör univerzális alkalmazhatósága érdekében a kondenzátorlánc minden elemét kiveztettük. Az áramkör kapcsolási rajza az 5. ábrán, tokozás előtti felülnézeti képe a 6. ábrán látható. Az alkalmazott tranzisztor BCW 33 típusú, ennek nagy áramerősítése kis töltésvesztéget biztosít. A kondenzátorok kerámia chip kivitelű-



5. ábra. A megvalósított integrált áramkör kapcsolási rajza. Az áramkör négy léptetőregiszter-fokozatot tartalmaz



6. ábra. A megvalósított integrált áramkör felülnézeti képe (tokozás előtt). A lapka mérete 0,5" × 1"

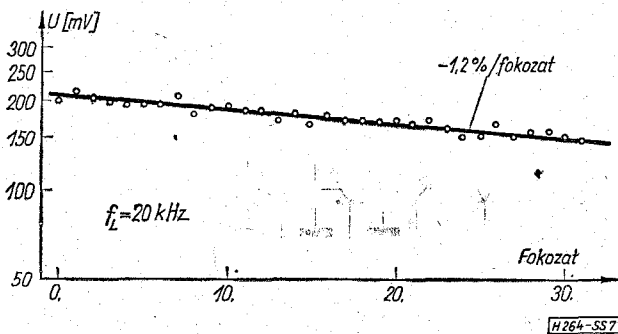
ek, kapacitásuk  $560 \text{ pF} \pm 5\%$ . Ez az érték a hangfrekvenciás sáv átfogására teszi alkalmassá az áramkört; kisebb kapacitásokkal megahertz nagyságrendű léptetőjelek is lehetségesek. Az áramkört úgy alakítottuk ki, hogy hosszabb láncok létrehozása céljából az egyes IC-k minden közvetítő elem nélkül egymás után kapcsolhatók legyenek.

Az áramkör lényegesebb adatai:

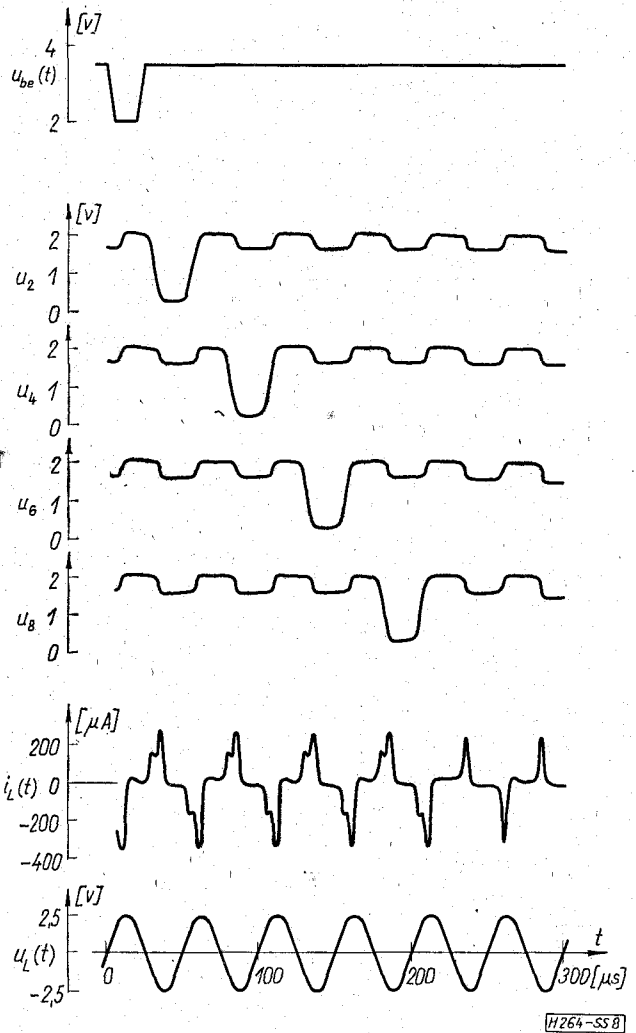
- léptetőjel:  $\hat{U}_L = \text{max. } 2,6 \text{ V}$ ,
- $I_L \leq 400 \mu\text{A/IC}$  (10 kHz-es léptetőjelnél),
- $f_L = \text{max. } 200 \text{ kHz}$ ,
- kivezérelhetőség:  $\Delta U = 1,9 \text{ V}_{pp}$ ,
- fokozatonkénti töltésvesztés:  $1 \div 1,5\%$ .

Az áramkör veszteségeinek kicsiny voltát jól érzékelteti a 7. ábra, amelyen 8 db, láncba kapcsolt IC 32 fokozatára ábrázoltunk egy végighaladó feszültségimpulzus amplitúdóját. A töltéscsökkenés a mérési pontok közé berajzolt egyenes szerinti (a feszültségamplitúdók szórása a kapacitások szórásából adódik).

A kialakított integrált áramkört számítógépes analízisnek is alávetettük. A TRANZ-TRAN analízisprogrammal [8] végzett tranziens-vizsgálat eredményeit a 8. ábrán látjuk. A  $t=0$  időpillanatban a lánc elején belépett töltéscsomag egymást követően a 2., 4., 6. és 8. pontokra kivezetett kondenzátorokon tűnik fel. Figyeljük meg, hogy miután a töltéscsomag végighaladt mind a négy fokozaton, s távozik az áramkörből, a léptetőgenerátor áramterhelése észrevehetően csökken.



7. ábra. A töltésvesztések következtében fellépő feszültségcsökkenés a 32 fokozatból álló lánc mentén.  
o mért feszültségek,  
— az átlagos feszültségeszkökenés



8. ábra. Az 5. ábra szerinti integrált áramkör tranziens viselkedésének számítógépes szimulációja. A bemeneten betáplált impulzus egymást követő időpontokban jelentkezik az áramkör 2, 4, 6 és 8 sorszámú kivezetésin

### 3. Vezérlés, lezárás, kicsatnlás

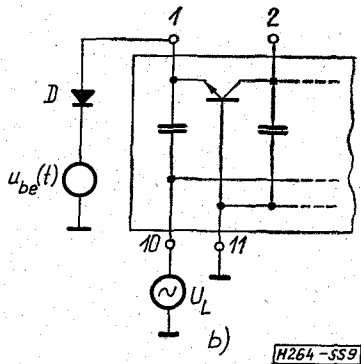
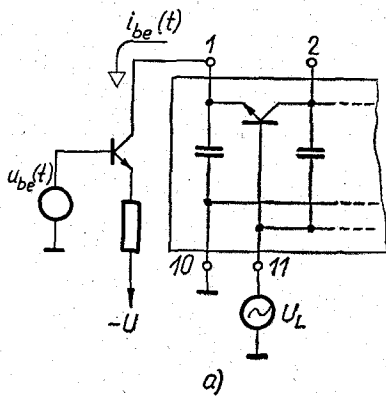
Az analóg léptetőregiszter töltésvezérelt áramkör. Az alkalmazás során felmerülő első kérdés: hogyan oldjuk meg illesztését egyéb, általában nem töltésvezérelt áramköreinkhez? E problémakört tárgyaljuk az alábbiakban.

A vezérlés feladata: a bemenőjeltől  $T_L$  időközönként mintát venni, s e mintákkal arányos töltéssel táplálni a lánc elejét. Két egyszerű módszert mutatunk be erre.

Áramgenerátoros vezérlés: a lánc első kondenzátorát áramgenerátorral (pl. egy tranzisztor kollektoráról), a bemenőjellel arányos  $i_{be}(t)$  árammal töltjük (9a ábra). Az egy léptetési periódus alatt befolyó töltés

$$Q_{be} = \int_0^{T_L} i_{be}(t) dt.$$

E megoldás hátránya, hogy a mintavétel az eredeti jel  $T_L$  időtartamra történő átlagolásával történik,



9. ábra. Az analóg léptetőregiszter bemeneti áramkörének kialakítása. (Az IC kapesainak sorszámozása az 5. ábra szerinti). a) áramgenerátoros vezérlés, b) mintavétel a léptetőjel csúcsértékei segítségével

ami egy

$$\frac{1}{p} (1 - e^{-pT_L})$$

transzfer impedanciájú integrálótag beiktatását jelenti az átviteli láncba. Ez a határfrekvenciának az elméleti  $f_L/2$  értékhez képesti csökkenésére vezet. Hátrányos továbbá, hogy a léptetőfrekvencia változása az azonos bemenőfeszültséghez tartozó kivezérés megváltozását hozza magával.

Mintavétel a léptetőjel csúcsértékei segítségével: a lánc kezdetét most a 9b ábra szerint képezzük ki. Az 1. pont feszültsége a lánc „üres” állapotában

$$u(t) = U_L \sin \omega_L t + U_{CO} \quad (7)$$

szerint változik. A léptetőjel pozitív maximumainál a D dióda nyit, és mintákat vesz az  $u_{be}$  bemenőfeszültségből. Az áramkör működése lineáris, ha a bemeneti generátor feszültsége nem haladja meg az

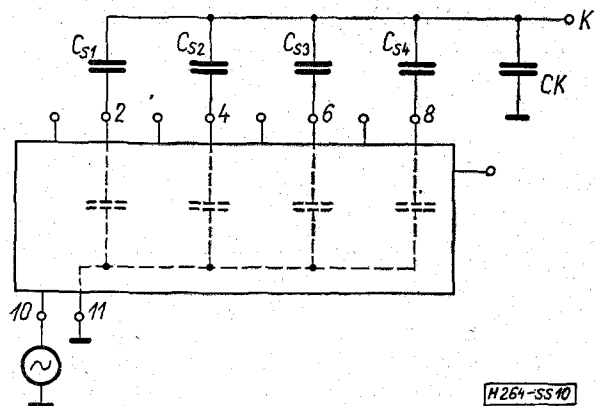
$$U_{be \max} = U_L + U_{CO} + U_d \quad (7)$$

értéket, és nem csökken

$$U_{be \min} = U_{be \max} - \Delta U \quad (8)$$

alá ( $U_d$  a D dióda nyitó irányú feszültségesése). A mintavétel most  $T_L$  törtrésze alatt megy végbe, s a kivezérés független a léptetőjel frekvenciájától.

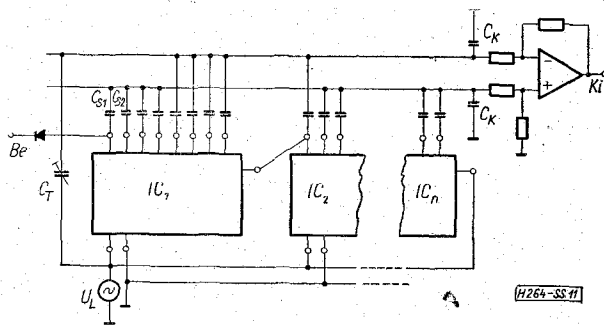
A lezárás kérdését általában elválaszthatjuk a kicsatolásától. A lezárás csupán az utolsó fokozatból kilépő töltés elnyeletését jelenti, ami az utolsó tranzisztor kollektorának és bázisának összekötésével könnyen megoldható (a 9 és 10 kivezetés összekötése



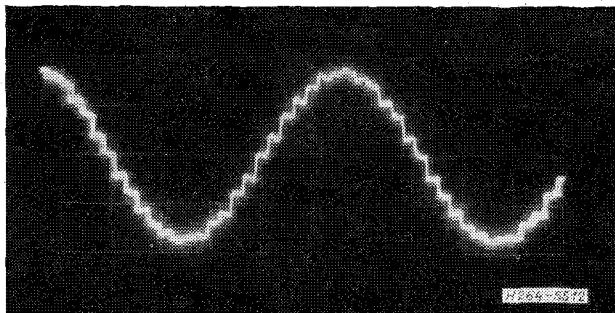
10. ábra. Kapacitív kicsatolóhálózat.  $C_K$ -n a 2, 4, 6 és 8 kapisok feszültségének súlyozott összege áll elő

az 5. ábrán). A hasznos jel kicsafolása nehezebb kérdés, különösen azért, mert a legfontosabb alkalmazásokban több fokozat jelét kell egyidejűleg kicsatolnunk, s ezek súlyozott összegét kell előállítanunk (14. ábra). Rezisztív hálózatokkal való előzetes kísérletezés után végül a kapacitív kicsatolást találtuk a legjobbnak. A 10. ábra szerinti áramkörrel a lánc földelt kondenzátorain levő feszültségek súlyozott összegét lehet a K kimeneten előállítani. A súlyozó tényezőket a  $C_S$  kondenzátorok határozzák meg. E megoldásnak két hibája van. Egyrészt így nem tudunk negatív súlyozó tényezőket realizálni, másrészt a kimeneten a 4. ábrához hasonló formájú, megszagatott jelet kapunk.

A kapacitív kicsatolás 11. ábrán látható, továbbfejlesztett változata kiküszöböli ezeket a hibákat. Külön gyűjtősinre csatlakoznak a pozitív és külön



11. ábra. Kapacitív kicsatolóhálózat. Ez az áramkör a negatív súlyozótényezőket is megvalósíthatóvá teszi, s kioltja a kimenőjel léptetőfrekvenciás komponensét. (Az IC kivezetéseinek elrendezése az 5. ábra szerinti)



12. ábra. Jelforma a 11. ábra kicsatoló áramkörének kimenetén (oszilloszkóp felvétel). A léptetőjel frekvenciája 10 kHz, a hasznos jelé 770 Hz

síre a negatív súlyozó tényezőkhöz tartozó kicsatoló kondenzátorok. E két sín egy differenciálerősítő plusz, ill. mínusz bemenetéhez kapcsolódik. Így negatív súlyozó tényezők is megvalósíthatók. A 10. ábra egyszerűbb hálózatával ellentétben most a földetlen kondenzátorokról is kicsatolunk. Ennek folytán a kimenőjel már nincs megszaggatva, csak a mintavételnek megfelelő lépcsőzöttséget mutat (12. ábra). A földetlen kondenzátorokról sajnos, a kimenetre csatolódik a léptetőjel egy hányada is; a  $C_T$  kondenzátor feladata ezt kompenzálni. A differenciálerősítő  $R_{be}$  bemenőellenállását lehetőleg nagyra kell beállítanunk; mert az  $R_{be}C_K$  időállandó szerinti töréspont alatti jelfrekvenciákon ez a kicsatoló áramkör 20 dB/dekád meredekségű vágást okoz. Szintmegfogó áramkörökkel való kiegészítés egyenáramú átvitelre is alkalmassá teszi az áramkört.

4. A kapacitív csatolóhálózat

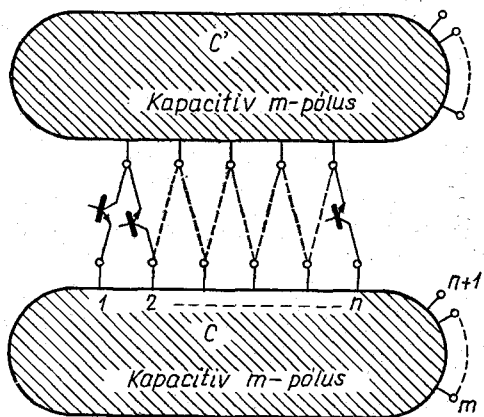
A 10. ábra láttán egy aggály merülhet fel bennünk. A lánc egyes kondenzátorai a  $C_S$  kapacitásokon keresztül egymással is csatolásba kerülnek. Nem zavarja-e ez a csatolás a töltések mozgását, nem teszi-e diszperzívve a késleltető vonalat? Az alábbiakban megnyugtató választ adunk e kérdésre, egyben a kapacitív csatolóhálózat méretezését is érintjük. Gondolatmenetünk a léptetőregiszter általánosabb áramköri kialakításához is elvezet.

A hálózatot most a 13. ábra szerint általánosított formában tekintjük.  $C$  és  $C'$  csak kondenzátorokból álló, egyébként tetszőleges m-pólusok. E kapacitív hálózatok 1, ..., n csomópontjai az eddigi  $C_{n1}$ , ill.  $C_{n2}$  kondenzátoroknak felelnek meg. Nevezzük ezeket léptető pontoknak. Az n+1, ..., m csomópontok kimenetek. Az m-pólusba lépő töltések és a kapocsfeszültségek közti összefüggés:

$$Q_i = C_{ij}U_j, \text{ ill. } U_i = C_{ij}^{-1}Q_j,$$

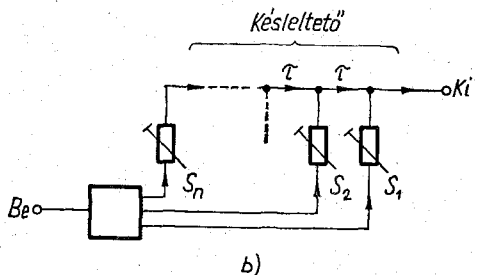
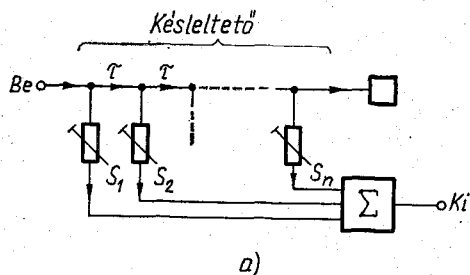
ahol  $C_{ij}$  a C kapacitív részhálózat admittanciamátrixának  $1/j\omega$ -szerese. A hálózatot az l-edik léptetőponton  $QL_l$ , a k-adik kimenőponton  $QK_k$  töltéssel töltve, az egyes csomópontokon

$$\Delta U_i = \sum_{l=1}^n C_{il}^{-1}QL_l + \sum_{k=n+1}^m C_{ik}^{-1}QK_k \quad (9)$$



H 264-SS 13

13. ábra. Az analóg léptetőregiszter áramköri kialakításának általánosítása. C és C' tetszőleges kapacitív m-pólusok



H 264-SS 14

14. ábra. A transzverzális szűrő két lehetséges felépítése: a) kicsatolás a késleltetővonal megcsapolásairól, b) tápiálás a késleltetővonal megcsapolásain

feszültségváltozás áll elő. A regiszter soron következő léptetőperiódusa addig von el töltést a léptetőpontokról (és csakis azokról), amíg vissza nem áll e pontok eredeti feszültsége. Az ehhez elvonandó töltésmennyiség:

$$Q_l = -CL_{li}\Delta U_i = -QL_l - \sum_{i=1}^n CL_{li} \sum_{k=n+1}^m C_{ik}^{-1}QK_k, \quad (10)$$

ahol  $CL_{ij}$  a C hálózat 1, ..., n csomópontjaira vonatkozó admittanciamátrix  $1/j\omega$ -szerese nyitott n+1, ..., m kapcsok esetén. Természetesen ugyanilyen összefüggéseket írhatunk fel a C' részhálózatra vonatkozóan is.

A (9) és (10) összefüggésekből levonható lényeges következtetések az alábbiak:

- terheletlen kimenőpontokkal, tehát a  $QK_k=0$  feltétellel, minden egyes léptetőponton a betöltéssel azonos töltést kapunk vissza. Az egyes léptetőpontok között csatolás nincs, diszperzió nem lép fel;
- terheletlen kimenőpontokkal az m-edik kimenet feszültsége:

$$\Delta U_m = \sum_{i=1}^n C_{mi}^{-1}QL_i,$$

- az egyes léptetőpontokon befolyt töltések súlyozott összegével arányos. A súlyozó tényezők a C kapacitív részhálózat impedanciamátrixa m-edik sorának elemei. Megszorítás, hogy csak pozitív súlyozótényezők valósíthatók meg;
- C-nek több kimenőpontja lehet, mindegyiken más és más súlyfüggvény realizálható;
- az m-edik kimenőpontra kényszerített töltés az

$$S_l = \sum_{i=1}^n CL_{li}C_{im}^{-1}$$

súlyozó tényezők szerint megoszló töltéseket

juttat a léptetőpontokra. Megtehetjük, hogy e pontot kimenet helyett bemenetként használjuk fel. Így a transzverzális szűrő módosított elrendezéséhez jutunk (14b ábra).

Mindaddig, amíg a 10. ábra szerinti kicsatoló hálózatot alkalmazzuk, és a  $C_s$  csatoló-kondenzátorok kicsik a hálózat többi kondenzátorához képest, a  $C_s$  értékek elemi úton számíthatók. A számítás során nem szabad megfedkezünk az (5) szerinti töltésvesztésről — a súlyozó tényezőket ennek megfelelően korrigálni kell. Ha az erősebb kicsatolás végett viszonylag nagy  $C_s$  értékeket akarunk beállítani, vagy ha a hálózat összetettebb (pl. kénytelenek vagyunk a tranzisztor-kapacitásokat is figyelembe venni), a számítás bonyolulttá válik. Ebben az esetben a kapacitásértékek meghatározására célszerű számítógépet használni.

### 5. Alkalmazási példák

Az áramkör sokrétű alkalmazási lehetőségei közül a transzverzális szűrőt mutatjuk be egy példa kapcsán részletesebben. Egy sor más alkalmazást csupán megemlítünk.

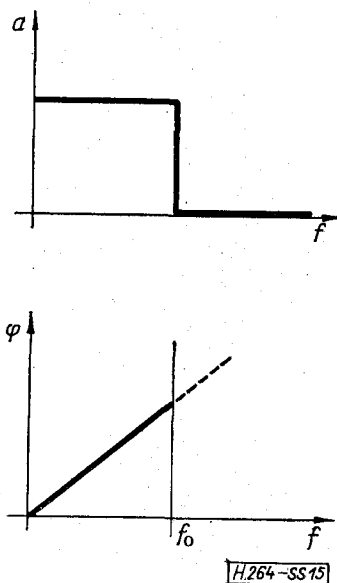
A transzverzális szűrő ismert módon egy sokmegcsapolású késleltető vonalból és egy összegzőből áll. Az utóbbi a megcsapolásokon megjelenő feszültségek súlyozott összegét állítja elő (14a ábra). A hálózat eredő súlyfüggvénye:

$$s(t) = \sum_{i=1}^n S_i \delta(t - i\tau), \quad (11)$$

ami az  $S_i$  súlyozó tényezők megválasztásával elvileg tetszőlegesen beállítható. A gyakorlati kivitelnél természetesen mindig mutatkoznak korlátok; az analóg léptetőregiszterrel történő megvalósítás esetén ezek a következők:

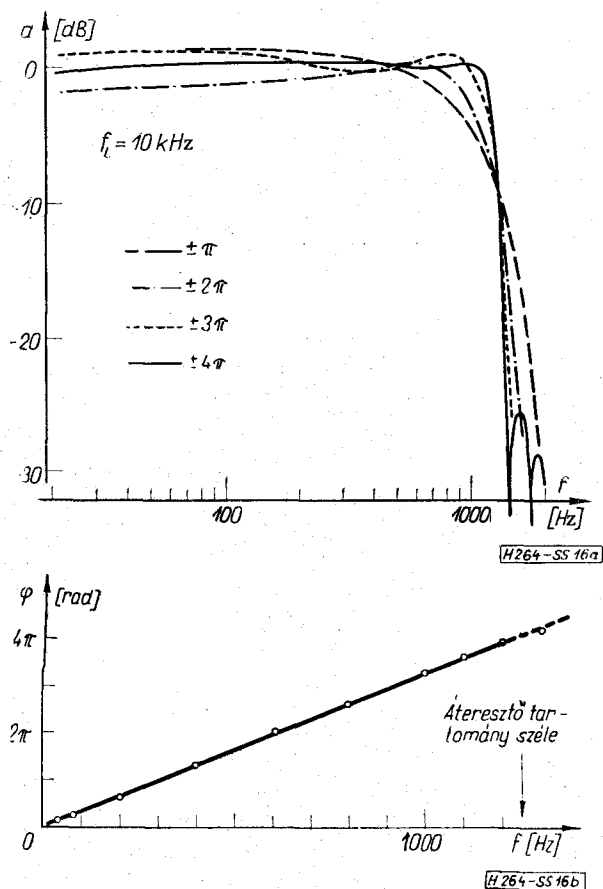
- a késleltető megcsapolásainak véges sűrűsége miatt a transzverzális szűrő frekvencia-karakterisztikája  $f = 1/\tau$  szerint periodikus. Ha az alkalmazott késleltető analóg léptetőregiszter, annak  $f_L/2$  határfrekvenciája elnyomja az így adódó nemkívánatos átviteleket;
- a léptetőregiszter kivezérlő, mintavevő áramköre a léptetőfrekvencia közelébe eső jelkomponenseket a szűrő áteresztőtartományába keveri le;
- a léptetőregiszter véges hosszúsága korlátozza a megvalósítható súlyfüggvény hosszát;
- a kimenőjel a léptetőjel felharmonikusainak megfelelő zavaró komponenseket tartalmaz.

Az alábbiakban a 8 db IC-ből összeállított, 32 fokozatból álló láncsal nyert eredményeinket mutatjuk be. A lánc vezérlése a 9b ábra szerinti, kicsatoló áramkörre a 11. ábrán látható megoldású volt. A kimeneten egyetlen RC taggal szűrtük a léptetőjel felharmonikus komponenseit. Először a 15. ábra szerinti amplitúdó- és fázismenetű ideális aluláteresztőt próbáltuk megvalósítani. A frekvenciamenetet Fourier-transzformálva,  $\sin x/x$  jellegű súlyfüggvény adódik. A realizálás során ezt mindkét oldalán csonkítanunk kell. Szimmetrikus csonkítást alkalmaztunk, mert ez nem

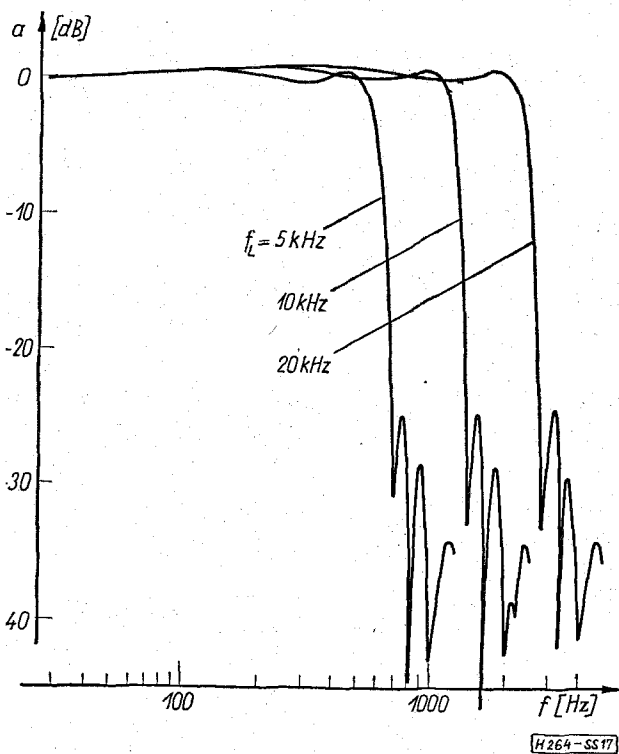


15. ábra. Ideális aluláteresztő amplitúdó- és fázismenete

rontja el a rendszer futási idő karakterisztikáját (lásd [9], a szimmetrikus echopárra vonatkozó megállapítások). A  $\sin x/x$  súlyfüggvényt  $\pm\pi$ ,  $2\pi$ ,  $3\pi$ ,  $4\pi$ -ig realizáltuk. E négy esetben mért amplitúdó-karakterisztikákat a 16a ábrán mutatjuk be. A leg-



16. ábra. Analóg léptetőregiszterrel megvalósított, ideális aluláteresztőt közelítő szűrő frekvenciamenete: a) amplitúdómenet, a  $\sin x/x$  súlyfüggvény különböző hosszúságú töredékeinek realizálása esetén b) fázismenet a leghosszabb,  $\pm 4\pi$ -ig megvalósított súlyfüggvény esetén



H 264-SS 17

17. ábra. A léptetőfrekvencia változtatásával a szűrő széles frekvenciatartományban hangolható. Az amplitúdókarakterisztika a léptetőfrekvencia változásával arányosan eltolódik, de egyéb változást nem szenved

hosszabb megvalósított súlyfüggvény esetén az aluláteresztő vágási meredeksége kb. 300 dB/dekád. Erre az esetre a fázismenetet is lemértük, ami kielégítően lineáris (16b ábra). A rendszer zajtávolsága 52 dB (zajon itt elsősorban  $f_L$  felharmonikusait kell érteni). A nemlineáris torzítás 90%-os kivezélésnél 1,5% volt. A szűrő hangolhatóságát demonstrálja a 17. ábra: amplitúdóátvitel 5, 10 és 20 kHz-es léptetőfrekvenciával.

Megkíséreltünk ideális aluláteresztőt megvalósítani, de még a leghosszabb súlyfüggvényű megépített hálózat zárótartománybeli csillapítása sem volt több, mint 25 dB. Egy másik kísérletünkben trapéz alakú átviteli karakterisztikát közelítettünk; így a zárótartomány csillapítására a jóval kedvezőbb 38 dB érték adódott (18. ábra).

Előbbi példáinkban kifejezetten a frekvenciatartományban megfogalmazott követelményekre terveztünk transzverzális szűrőt. Az erre vonatkozó tervezési és tolerancia-számítási módszereik kidolgozottak, hozzáférhetőek [9, 10]. Máskor időtartománybeli adatokból, pl. egy korrigálandó átvivőrendszer súlyfüggvényéből kell kiindulnunk. Ilyenkor a dekonvolúció módszerével (pl. [11]) határozhatjuk meg azt a reciprok súlyfüggvényt, ami a szűrő megcsapolásainak száma  $s$  a zajviszonyok ismeretében az optimális korrekciót jelenti.

Az analóg léptetőregiszter rekurrens szűrők [12] megvalósítására is alkalmas. Ha erre van szükségünk, az utolsó fokozatból kilépő töltést nem nyelőbe vezetjük, hanem visszacsatoljuk a lánc elejére. Így olyan súlyfüggvényeket realizálhatunk, amelyekben ugyanaz a függvényszakasz exponenciálisan csökkenő amplitúdóval periodikusan ismétlődik.

Néhány további alkalmazásnak csak az ötletét vetjük fel itt:

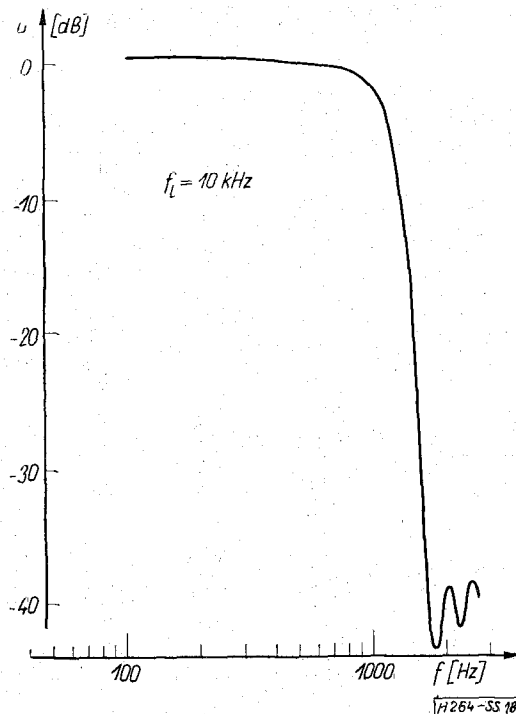
- analóg jelek soros-párhuzamos átalakítása (időosztásos többszátornás átvitel, képátviteli problémák);
- többszintű szinkron logikai áramkörök realizálása;
- időfüggő jelek gyorsítása, lassítása (pl. hangrögzítő nyávogás kiegyenlítése);
- keringető analóg memória (pl. oszcilloszkópba építhető emlékezőegység, de itt még több kérdés megoldatlan);
- függvénygenerátorok;
- elektronikusan változtatható iránykarakteristikájú akusztikai rendszerek (a phased-array radar hangfrekvenciás analogonja);
- torzításmérő.

A felsorolt alkalmazások lehetőségek, amelyek az áramkörrel valóvalthatók, de amelyek megvalósítása nyilván még hosszú kutatást igényel, sok gyakorlati problémát vet fel.

## 6. Következtetések

Az analóg léptetőregiszter bemutatott áramköri megvalósításával kapcsolatban eddigi vizsgálataink alapján az alábbi megállapításokat tehetjük:

- az áramkör bipoláris eszközökkel is felépíthető úgy, hogy minőségi jellemzői a gyakorlati felhasználást lehetővé teszik;
- a vastagréteg IC technika alkalmas arra, hogy segítségével ilyen áramköröket realizáljunk;
- az áramkörrel felépített szűrők és korrektorok már az első kísérletek alapján reális alkalmazási



H 264-SS 18

18. ábra. Trapézformájú amplitúdóátvitel közelítése. Az aluláteresztő vágási meredekségében tett engedmény a zárótartománybeli csillapítás javulásához vezet



területnek látszanak a vastagréteg kivitel számára;

— az áramkör szinte kínálja magát a nagyobb fokú integrálásra.

Az áramkör gazdasági vizsgálatát további, részletes alkalmazástechnikai kutatásoknak kell még megelőzniük. Annyi azonban már ma is világosan látszik, hogy a bipoláris vastagréteg kivitel ott lehet versenyképes a monolitikus MOS Bucket Brigade-del, ahol kis fokozatszámra van szükség, és ahol a minden léptetőpontjával kivezetett, modulokból összerakható lánc verzatilitását ki tudjuk használni.

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

- [1] Sangster, F. L. J.—Teer, K.: Bucket-brigade electronics new possibilities for delay, time-axis conversion and scanning. IEEE J. Solid-St. Circ., V. SC—4, No. 3, pp. 131—136 (1969)
- [2] Sangster, F. L. J.: The "bucket-brigade delay line", a shift register for analogue signals. Philips Techn. Rev., V. 31. No. 4, pp. 97—110 (1970)
- [3] Tompsett, M. F.—Amelio, G. F.—Smilh, G. E.: Charge coupled 8-bit shift register. Appl. Phys. Letters, V. 17, No. 3, pp. 111—115 (1970)
- [4] Forgács G.—Lőrinczy A.—Tüttő P.: Töltés-továbbítású eszközök — a félvezetőtechnika új iránya. Híradástechnika, V. 24, No. 7, pp. 202—206 (1973)
- [5] Séquin, C. H.: Interlacing in charge-coupled imaging devices. IEEE Trans. on El. Dev., V. ED—20, No. 6, pp. 535—541 (1973)
- [6] Hofheimer, R. W.: Transistor-capacitor shift register. Semiconductor Products, V. 3, No. 7, pp. 31—32 (1960)
- [7] Dálnoki G.—Walton G.: Szigetelő alapú hibrid integrált áramkörök. Híradástechnika, V. 23, No. 11, pp. 346—350 (1972)
- [8] Dr. Tarnay K.—dr. Székely V.: A TRANZ-TRAN nemlineáris áramköranalízis program. Híradástechnika, V. 24, No. 9, pp. 257—264 (1973)
- [9] Sallai Gy.: Adatátviteli összeköttetések kiegyenlítése transzverzális szűrővel. Híradástechnika, V. 22, No. 4, pp. 103—114 (1971)
- [10] Sallai Gy.: A transzverzális szűrő tolerancia-analízise. Híradástechnika, V. 24, No. 7, pp. 193—201 (1973)
- [11] Székely V.: A dekonvolúció és mérés technika alkalmazási lehetőségei. III. Országos Elektronikus Műszer- és Méréstechnikai Konferencia kiadványa, pp. 1—10 (1972)
- [12] Kormos I.: Digitális szűrők, Híradástechnika, V. 24, No. 9, pp. 269—276 (1973)