

HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

9

HÍRADÁS- TECHNIKA

1978. szeptember, XXIX. évfolyam, 9. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. SZÉKELY VLADIMIR—DR. TARNAY KÁLMÁN—BERNUS PÉTER: TRANZ-TRAN 3/D-display üzemű, interaktív áramkör-szimulációs program	257
Szemle	263, 269, 285
WIENER JÓZSEF: Adaptív kiegyenlítő a négyzetes átlaghiba minimalizálására. II. rész	264
DR. GÉHER KÁROLY: Számítógép programok katalógusa, 1977	270
MOLNÁR BÉLA: Amplitúdómodulált adóberendezések eredő hatásfokának meghatározása	274
Könyvismertetések	279
VOZÁK LÁSZLÓ: SECAM videojel mérési problémái	280
Tartalmi összefoglalások	286
Обобщения	287
Zusammenfassungen	287
Summaries	288
Résumés	288

Operatív szerkesztő bizottság: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL,
DR. FLESCHE ISTVÁN, MAY PÉTER, MÉREY IMRÉNÉ. — Szerkesztőségi
és kéziratokkal kapcsolatos ügyekben felvilágosítást ad: SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ.
Telefon: 495-098

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 113-027. Kiadja:
a Lapkiadó Vállalat, Budapest, Lenin krt. 9—11. 1073, telefon: 221-285. Levélcím: Budapest, Pf. 223. 1900 Felelős kiadó: Siklósi
Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Köz-
ponti Hírlapirodánál (KHI, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI
215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta.
A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest, Postafiók 149



78.3104 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

HU ISSN 0018—2028

Index: 25 375

DR. SZÉKELY VLADIMIR — DR. TARNAY KÁLMÁN
BME Elektronikus Eszközök Tanszék

BERNUS PÉTER
MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézet

TRANZ-TRAN 3/D — display üzemű, interaktív áramkörszimulációs program

ETO 519.688;681.3.015;681.327.69

Világjelenség, hogy az integrált áramkörök tervezésében egyre nagyobb szerephez jutnak a számítógépi módszerek. A gépi tervező rendszerek ma már minden munkafázisban segítik a konstruktort: az áramköri és a kiviteli tervezésben éppúgy, mint a maszkok elkészítésében. Ilyen, az IC tervezés teljes folyamatát segítő komplex számítógépi tervezőrendszert fejlesztett ki tanszékünk az 1974–77 időszakban. A rendszer felépítésénél fogva mind monolitikus, mind szigetelő alapú IC-k tervezésére alkalmas. A konkrét megvalósítás — mivel a felmerült igények ilyen irányúak voltak — szigetelő alapú áramkörök tervezésére szolgál. A munkát a Központi Fizikai Kutató Intézet és a REMIX Rádiótechnikai Vállalat megbízásából végeztük. A programrendszer, amely a REMIX konstruktórait segíti a vastag- és vékonyréteg IC-k tervezésében, az alábbi részekből áll:

- TRANZ-TRAN 3/D nemlineáris áramköranalízis program,
- AKSZ—1 aktív szűrő-szintézis program,
- TRAFIC transzverzális szűrő tervező program,
- VASTAGIC vastagréteg IC kiviteli tervező program,
- VÉKONYIC vékonyréteg IC kiviteli tervező program,
- MASZK maszkolóállító program,
- ADATBANK, amely a felhasználható anyagokra, áramköri elemekre vonatkozó minden elektromos, geometriai stb. információt tartalmaz,
- MS1, MS2 statisztikai programcsomag.

A felsorolt tervező programok mind display-in-

teraktív működésűek. A programok közvetlenül kapcsolódnak egymáshoz, egyik a másiknak továbbítja a tervezés alatt álló áramkör adatait. Egy áramkör tervezése így egységes folyamatot alkot. A tervező a display elé ülve, először áramköri szimulációt végez. Módosítások és újbóli analízisek útján eljut a végleges áramkörhöz (egyes speciális áramköröknél — pl. aktív szűrőknél — az áramkört direkt szintézissel külön programszegmens állítja elő). Most behívja a kiviteli tervező programot. Adatbankból választ anyagokat, alkatrészeket, majd elkészíti a képernyőn az elrendezési tervet. Összekötő huzalozást alakít ki. Végignézheti ezután a display-ernyőn az összes tervezett maszkot, s ha minden rendben, utasítja a programot az adatok továbbítására a rajzgépnek. Az IC specifikációtól a kész maszkokig egyetlen, megszakítás nélküli gépi tervezési folyamat: ezzel tervezőrendszerünk hazánkban ma egyedülálló.

Jelen cikkünk célja a rendszer egy részprogramjának, a TRANZ-TRAN 3/D áramkörszimulációs programnak ismertetése. Ez a program nemcsak a rendszerbe illesztve fut, hanem — megfelelő TPA-i gépkonfiguráción — attól függetlenül is működtethető. Különlegessége a szokásos áramkörszimulációs programokkal szemben, hogy displayt alkalmazó, interaktív működésű program. A tervezőnek csak fel kell rajzolnia a képernyőre az analizálandó áramkört; a gép elvégzi a kért analízist, s eredményeit grafikusán, rajzok formájában közli a display-ernyőn.

Az ember—gép kapcsolatnak ez a nálunk újszerű szervezése igen nagy jelentőségű a program kényelmes használata, eredményeinek könnyű értékelhetősége szempontjából. „Csak le kell ülni a képernyő elé” — a számítástechnikai előismeretek teljes szükségtelensége és a vizuális ember—gép kapcsolat attraktív volta biztosan sok új hívet szerez majd áramkörtervező programunknak.

A TRANZ-TRAN 3 áramköranalízis program általános jellemzése

Tanszékünk körülbelül egy évtizede foglalkozik univerzális áramkörszimulációs programok kidolgozásával. E munka eredményeként jött létre az évek során több változatban a TRANZ-TRAN 2 áramköranalízis program [1...3]. Ez a sokak által ismert és használt program ma is öt hazai közepes és nagyszámítógépen hozzáférhető. 1974–75-ben dolgoztuk ki a program TPA-i kisszámítógépen működő változatát: a TRANZ-TRAN 3-at. Ez az 1975-ben elkészült és publikált program még csak nyomtatókimenetet használt fel és nem volt interaktív működésű. 1977-ben fejlesztettük ki belőle a 3/D jelű, displayről vezérelt interaktív változatot, amit e helyen publikálunk először.

Az 1975-ben publikált [4], [5] TRANZ-TRAN 3 a maga nemében egyedülálló volt abban a tekintetben, hogy először realizálta kisszámítógépen az univerzális nemlineáris áramkörszimuláció feladatát, olyan funkciókat, melyeket eddig csak közepes vagy nagygépeken valósítottak meg. Megalkotásakor azt tartottuk szem előtt, hogy a TRANZ-TRAN 2 analízisprogram nagygépeken megszokott szolgáltatásainak legtöbbjét átmentsük a kisgépes változatba.

Analízisprogramunk nagygépes változataival, a kisgépre adaptálás kérdésével, valamint a programok algoritmusával és modelleivel kapcsolatban korábban publikált munkáinkra [1], [6]...[8] hivatkozunk; itt most csak a megvalósított kisgépes program specifikációs adatait soroljuk el.

Analízisfajták:

DC (egyenáramú) analízis,
transzfer karakterisztika számítás,
érzékenység vizsgálat,
AC (kisjelű váltakozóáramú) analízis,
tranzien্স analízis.

Áramköri elemek, modellek:

feszültség- és áramgenerátor,
ellenállás,
kapacitás,
félvezető dióda,
bipoláris tranzisztor,
tervezérelt tranzisztor,
áramköri modul (pl. műveleti erősítők leírására).

A megengedett hálózati méret:

30 csomópont,
60 ág.

Algoritmusok: a nemlineáris egyenletrendszer megoldás Newton–Raphson-iterációval történik. Az időtartománybeli integrálás reverse Euler-módszerrel.

A jelen cikkben ismertetett 3/D programváltozat csak a tervezővel való kapcsolattartás módjában (display, interaktív üzem) tér el a TRANZ-TRAN 3 eredetitől, egyéb jellemzőiben azonos vele. A fel-

sorolt specifikációs adatok tehát a 3/D változatra is érvényesek.

Új szolgáltatások viszont a 3/D változatnál a következők:

- az áramkörbevitel interaktív módon, az áramkörnek a képernyőre való „felrajzolásával” történik,
- az analízisek eredményeit a program grafikusán, a képernyőn megjelenő függvényábrák segítségével közli,
- minden eredményközlés után lehetőség van az áramkör egyes részeinek törlésére, módosítására és újbóli analízisre.

Az interaktív program általános kérdései

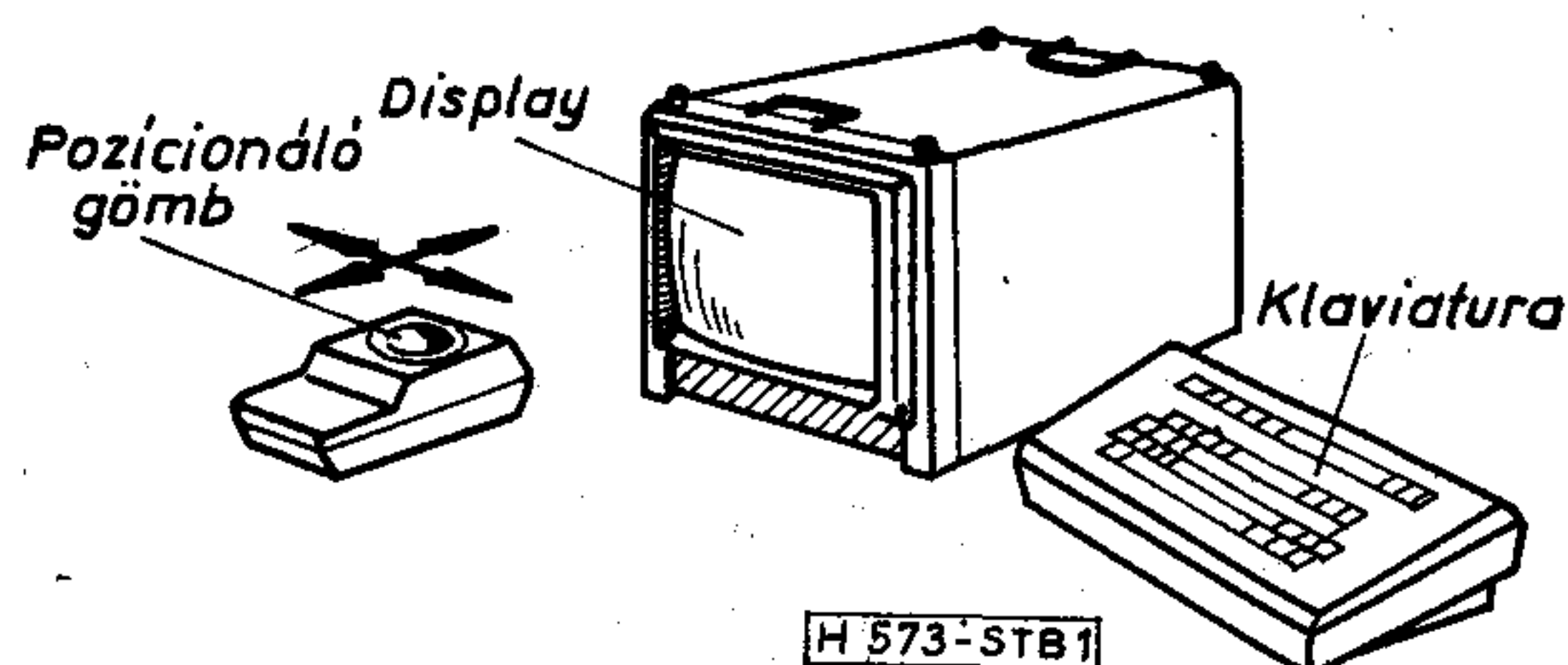
A TRANZ-TRAN 3/D program a következő gépkonfiguráción üzemképes:

- TPA-i központi egység 16 K memóriával (12 bites szavak),
- NE-601/i típusú raszter-display,
- diszk, legalább 64 K kapacitással,
- gyors lyukszalagolvasó.

Előnyös, ha ezek mellett még gyorsperforátor és sornyomtató is tartozik a rendszerhez.

A display berendezést — mivel ez az egyetlen nem konvencionális egység a felsoroltak közül — külön is ismertetjük. Jellemzője az NE-601/i típusnak, hogy elektronsugara a tévénél megszokott módon pásztázza a képernyőt, és hogy soronként is csak egyenletes sűrűségben elhelyezkedő pontokban képes fénypontot írni. A képernyőn tehát kötött sor- és oszlopszerkezetű pontok jeleníthetők meg. Innen az elnevezés: *pontraszteres display*. Esetünkben a raszter 180×240 pontból áll. Ez csak mérsékelt részletgazdagságú képek felrajzolását teszi lehetővé. Egyes programszervezési fogásokkal elértük, hogy e felbontóképesség az adott feladathoz mégis elegendő legyen. Ezekre a későbbiekben még utalunk. A displaynek nincs saját memóriája, a megjelenítendő képtartalom a központi memóriában tárolódik. Ez sajnos annyit jelent, hogy megjelenítés közben a memória 22%-át a display köti le.

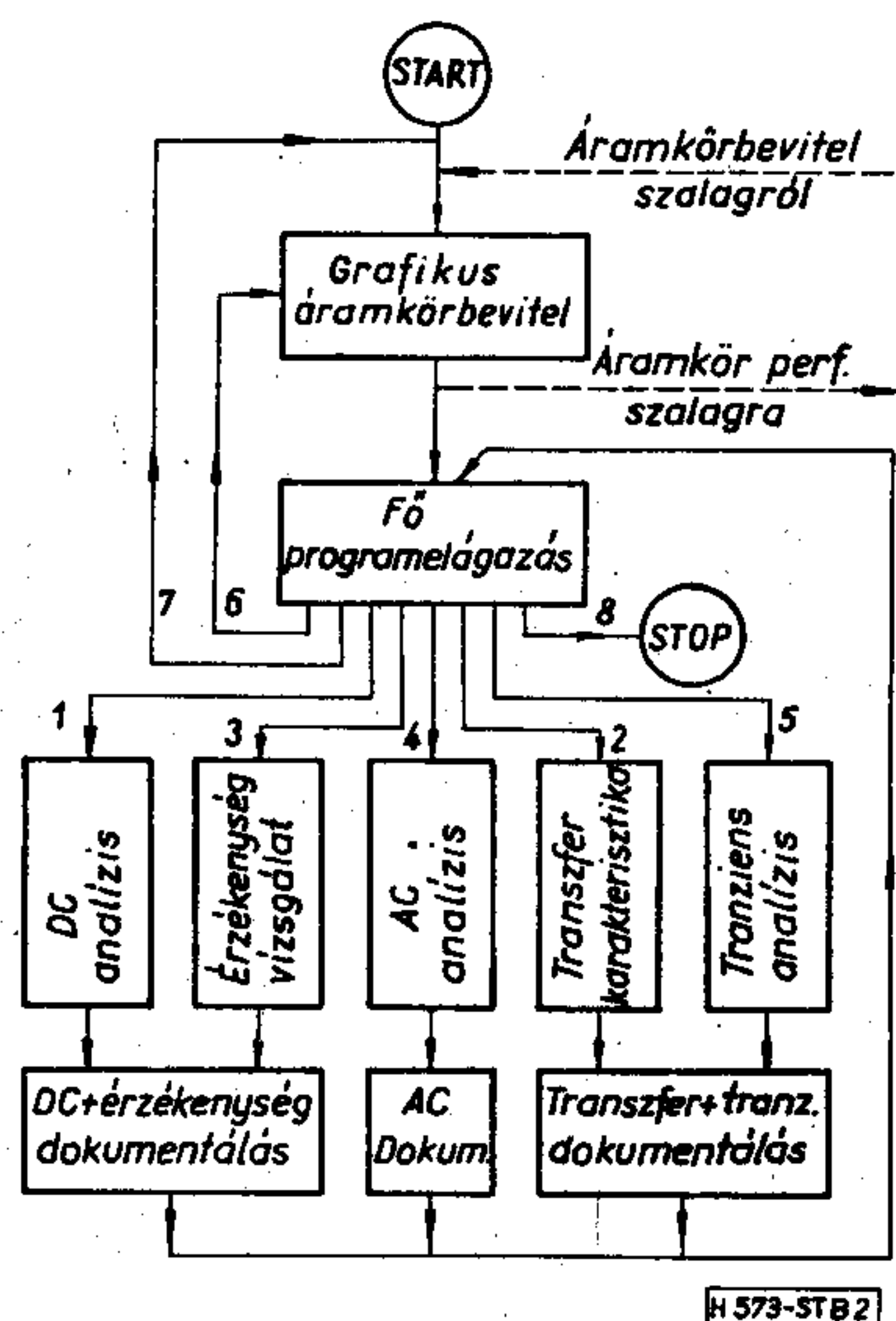
A displayhez két beviteli egység tartozik (1. ábra). Az egyik egy alfanumerikus klaviatúra. A másik grafikus információ bevitelére szolgáló eszköz, az ún. pozicionáló gömb (*track ball*). Ez egy gömb alakú kezelőszerv, ami az 1. ábrán is jelölt módon mind x , mind y irányban forgatható. Mozgásával szinkronban egy, a pontrasztertől független fénypont mozdul el a képernyőn (futópont, CURSOR-pont). A



1. ábra. Az NE-601/i raszter-display és kezelőszervei

CURSOR koordinátái programból olvashatók. Ha tehát az ernyő egy pontját a CURSOR-ral kijelöljük, akkor az illető pont koordinátáit egyidejűleg a programmal is közöltük.

Az interaktív analízisprogrammal kapcsolatos leg-súlyosabb szervezési problémát a kevés központi memória jelentette. A 16 K memóriának kb. egy-negyedét foglalják el a szükséges függvények, in-put—output és lebegőpontos rutinok. További 3,6 K-t köt le — ha éppen használja a program — a display. A fennmaradó területen el kell férnie a programnak és minden adatmezejének. Ez csak a diszk-háttér messzemenő kihasználásával, overlay technika alkalmazásával volt megvalósítható. A diszken helyet foglaló teljes programfile hossza kb. 30 K-szó. Az e file-on tárolt programszegmensek a központi memória 6 K területű overlay mezején váltják egymást. A diszk ezen túlmenően adatfile-ok és grafikus file-ok időszakos tárolására is szolgál.



2. ábra. A TRANZ-TRAN 3/D program tömbvázlata

A program struktúráját a 2. ábrán bemutatott tömbvázlat alapján könnyen követhetjük. Az első programszegmens a grafikus áramkörbevitel. Ez után a program fő elágazási pontjára jutunk, amely a következő menüvel jelentkezik:

1. DC ANALÍZIS
2. TRANSZFER KARAKTERISZTIKA
3. ÉRZÉKENYSÉG
4. AC ANALÍZIS
5. TRANZIENS ANALÍZIS
6. MÓDOSÍTÁS
7. ÚJ ÁRAMKÖR
8. FUTTATÁS VÉGE

Ha analízist választunk, annak megtörténte után a hozzá tartozó dokumentáló rutinok következnek. A dokumentálásból kilépve, újból a fő elágazási pont-ra jutunk. Most kérhetünk újabb analízist, de lehet-séges az áramkör módosítása (folytatódik a grafikus áramkörbevitel), vagy új áramkör analízise (a prog-ram legelejére adódik a vezérlés).

A grafikus áramkör-bevitel

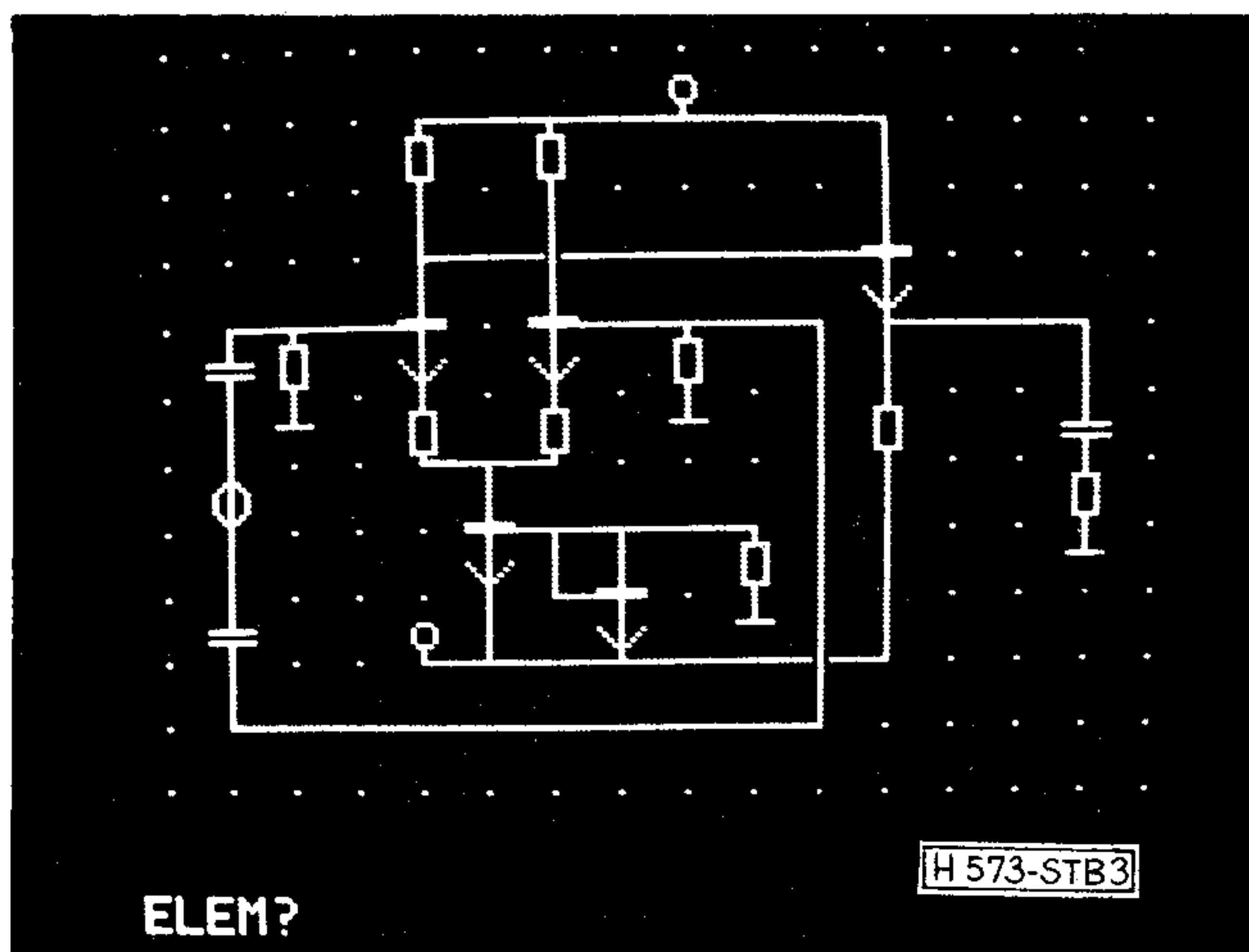
„A tervezőnek csak fel kell rajzolnia áramkörét a képernyőre” — jól hangzó állítás, de meg kell ma-gyarázni, hogy pontosabban milyen műveletet takar. Többféle megoldás képzelhető el ugyanis. A legele-gánsabb módszer, amelynél a tervező valóban raj-zol: fényceruzával felvázolja a képernyőre a vizsgá-landó hálózatot. Célszerűsége azonban vitatható. Egyrészt az alakfelismerés bonyolult problémájával terheli a programot (hiszen a szabad kézzel felvázolt szimbólumokról a programnak kell megállapítania, hogy melyik ábrázol ellenállást, melyik tranzisztort stb.). Másrészt komoly követelményeket támaszt a tervezővel szemben: gépileg felismerhető, tehát meg-lehetősen gondosan rajzolt ábrát kell készítenie.

A képernyőre „rajzolás” másik lehetséges módjá-nál az ernyőn csak az alkatrész kívánt helyét kell kijelölni. Hogy e helyre milyen alkatrésznek kell kerülnie, azt vagy a képernyő szélén rajzok formájá-ban sorakozó alkatrészválasztékból (grafikus menü) CURSOR-ral jelöli ki, vagy a display-klaviatúra egyik vagy másik billentyűjének leütésével jelzi a tervező. Ennek hatására azután az alkatrész standard jelképi jele megjelenik a kijelölt helyen. Elesik tehát a gondos rajzolás igénye, és az alakfelismerés szük-ségessége.

E második megoldás mellett döntöttünk progra-munk kialakításakor — a felsorolt érvek, és még egy ok miatt. Az első megoldást ugyanis gyakorlati-lag kizárta, hogy a rendelkezésre álló display gra-fikus input-berendezése — mint láttuk — nem fény-ceruza, hanem pozicionáló gömb. Ez utóbbival az ernyőn elfogadható minőségű, gépileg felismerhető rajzot készíteni igen nagy gyakorlatot igénylő, hosszadalmas művelet volna.

Programunknál az alkatrészek, összekötő vezeté-kek egy pontháló szomszédos pontjai közé rajzolha-tók (3. ábra). Az ELEM? kérdésre válaszként

- a pozicionáló gömbbel kijelöljük a pontháló két pontja közötti területet,
- a klaviatúrán beütjük a kívánt alkatrész kód-jelét (pl. *R* ellenállás, *C* kapacitás, *TN* npn tranzistor stb.).



3. ábra. A képernyőn megjelenő pontháló és egy rárajzolt áramkör

A program ekkor megkérdezi a felrajzolt elem értékét (típusjelét, esetleges egyéb adatait). Klaviatúrán adunk választ. Ezután újabb alkatrész felvitelére következhet.

A vázolt áramkör-felrajzolási módszer a tapasztalatok szerint igen gyors bevitelt tesz lehetővé, és néhány perc alatt elsajátítható, begyakorolható. Véleményünk szerint optimális módja a grafikus áramkörbevitelnek.

A program természetesen nemcsak a képernyőn nyugtázza egy-egy alkatrész bevitelét. Belső táblázatokat vezet az épülő áramköréről. Ennek legfontosabb elemei:

- alkatrészlista (alkatrészek a bevitel sorrendjében, számkóddal kódolva),
- értékek, ill. típusjelek listája,
- az alkatrészekhez rendelt pozícióadatok (hol helyezkedik el a képernyőn),
- a képernyő „foglaltsági táblázata” (a pont-háló melyik ágai üresek, melyeket foglalt már el alkatrész).

Minden művelet egyidejűleg zajlik le a képernyőn és a fenti táblázatokon. Ha pl. törölünk egy alkatrészt, eltűnik a képe, és vele együtt mindazon listaelemek a táblázatokból, melyek hozzá tartoznak.

A grafikus bevitel vezetékek keresztezésére is módot ad. Megfelelő utasítással egy-egy keresztező vízszintes—függőleges vezeték elektromosan függetlenné tehető. A képernyőn a vízszintes vezeték megszakad a keresztezés helyén (a 3. ábrán látunk ilyent), mintha bújtatva volna a függőleges alatt.

A display kis felbontóképessége lehetetlenné tette, hogy az alkatrészek mellé azok értékét is az ernyőre írjuk. Ennek pótlására visszakérdezési lehetőséget biztosítottunk. A ? billentyű leütésével kérdezhajuk meg azon alkatrész adatait, amelyen a CURSOR éppen áll. Ilyenkor az érték, típusjel a képernyő alján jelenik meg.

Az áramkörbevitel lezárása után a program néhány másodpercig önállóan, a tervező közreműködése nélkül dolgozik. Az ekkor működésbe lépő programszegmens felméri a hálózat topológiáját, és előállítja az áramkör „belső leírását”. A topológia felmérése a „melyik alkatrész melyikhez kapcsolódik” kérdés szisztematikus feltérképezését jelenti. A megoldás lényege a következő. Az ernyőre két hálópont közé rajzolt összekötő vezeték ekvivalenssé teszi ezt a két hálópontot. A program ezt a hálópontok átszámozásával veszi figyelembe: a vezetékekkel összekötött két hálópont egyikének sorszámát felülírja a másik sorszámával. Ezt a műveletet megfelelő rend szerint minden összeköttetés-darabra elvégezve, végülis egy olyan hálópont számozás áll elő, amelynél az elektromosan ekvivalens hálópontok azonos sorszámot viselnek. Ez a számozás már megfelelő a program további részei részére.

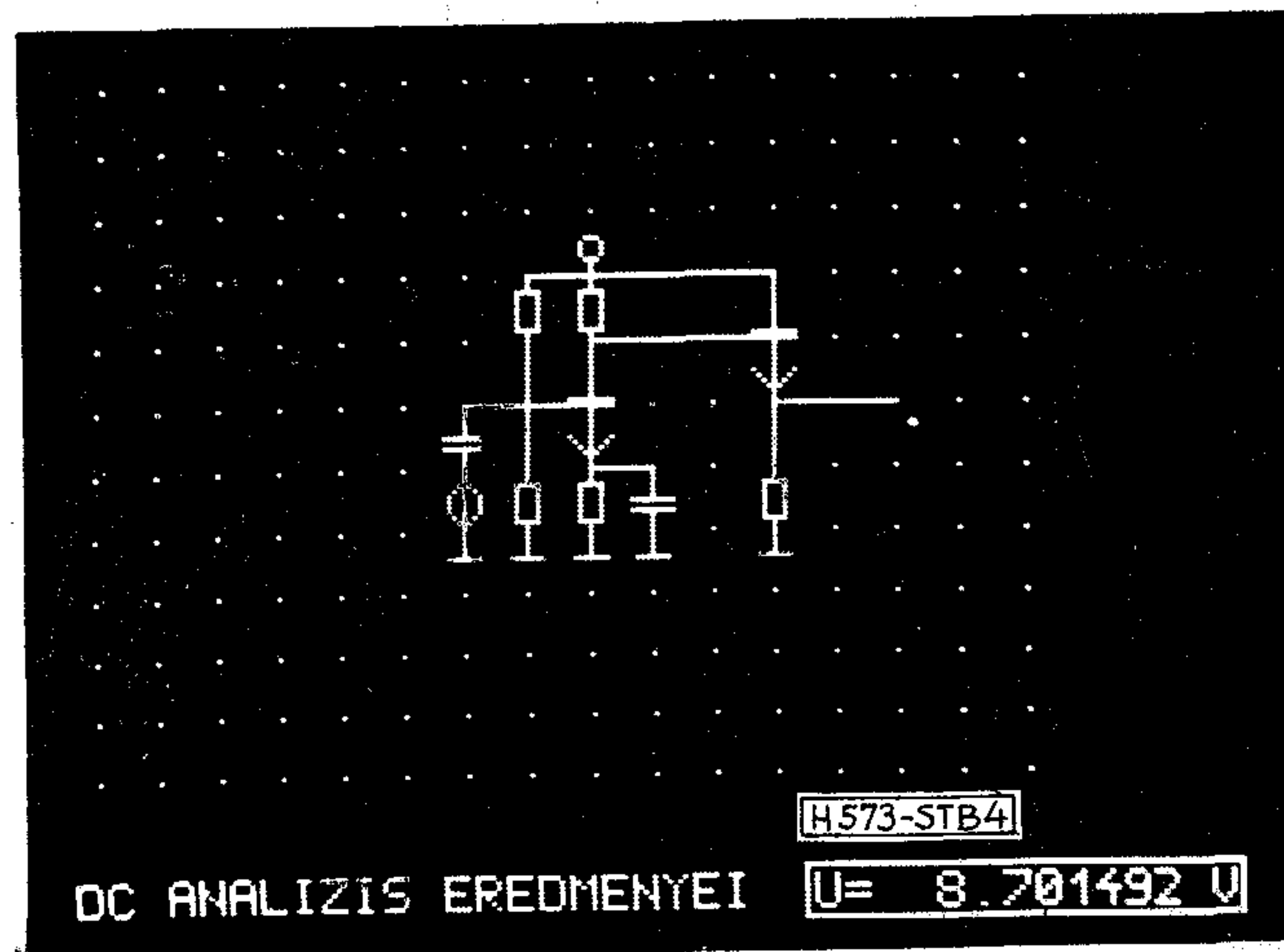
A gépi tervezés során tipikus követelmény, hogy egy-egy áramkör szimulációjára többször visszatérhessünk (különböző analízisek, az áramkör változatainak vizsgálata). Ilyenkor nem kell esetenként elvégeznünk a grafikus áramkörbevitelt. Az egyszer képernyőre rajzolt áramkör lyukszalagon tárolható (lásd a 2. ábra tömbvázlatán a szaggatottal jelöltek). Egy későbbi időpontban ezt a szalagot a gépbe olvas-

va, a kapcsolási rajz megjelenik a képernyőn, s az áramkör (közvetlenül a beolvasott formában vagy ha kell módosítások után) alávethető az újabb analízisnek.

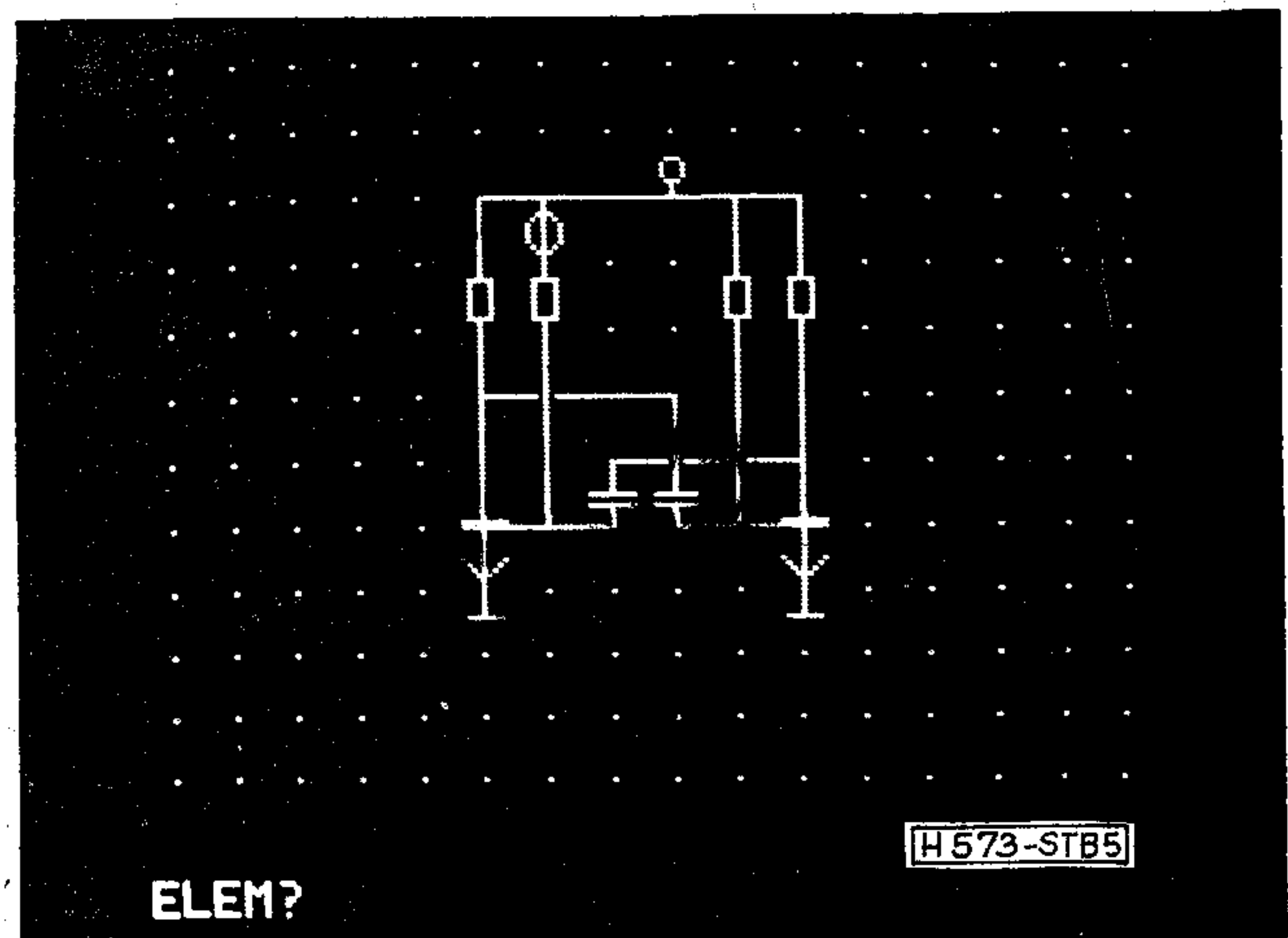
A grafikus dokumentálás

Mintha mérőműszerrel és oszcilloszkóppal felszerelve mérni kezdenénk a kérdéses áramkör deszkamodelljén — pontosan ebben a formában szolgáltatja a program a képernyő előtt ülő tervező részére az eredményeket. Ahol csak lehet, függvények formájában, grafikus módon történik az eredményközlés. Igen nagy lépés ez a szemléletesség, áttekinthetőség irányában, összehasonlítva a nem interaktív szimuláció táblázatos eredményközlésével, vagy legjobb esetben durva kvantálású sornyomtatós függvényábrázolásával.

Az eredményközlés módja analízisről analízisre változik. Az egyenáramú analízis végén megjelenik a vizsgált áramkör képe, s mellette az ernyő jobb alsó sarkában egy kis keretezett mező (4. ábra). Ez utóbbi úgy funkcionál most, mint egy digitális voltmérő kijelzője. A CURSOR-ral mint a voltmérő



4. ábra. Eredményközlés az egyenáramú analízis után. A jobb alsó sarokban mindig annak a csomópontnak a feszültsége látható, amelyre a képernyőn rámutattunk



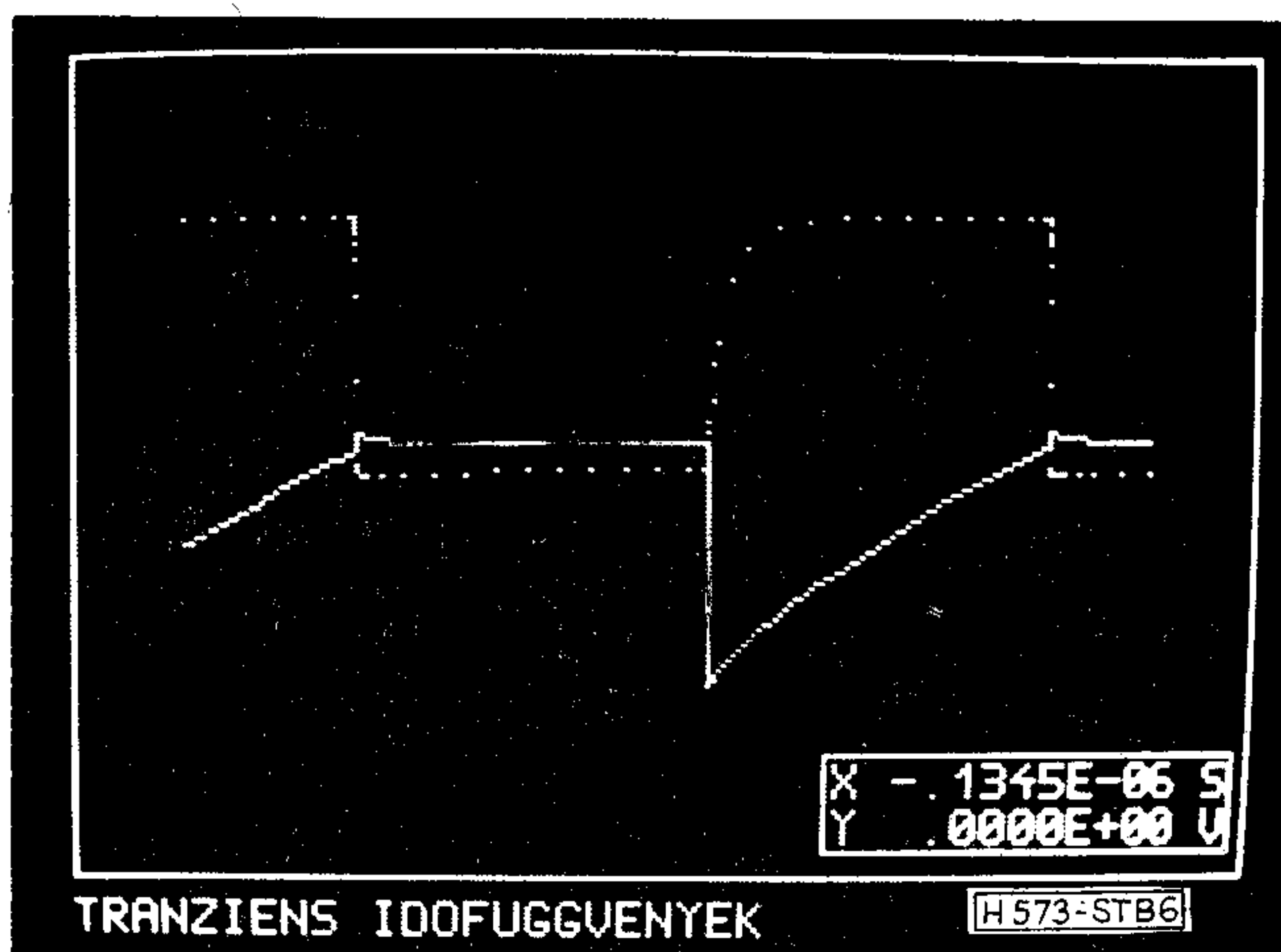
5. ábra. Szabadon futó multivibrátor rajza a képernyőn

mérőfejével „rálépve” a hálózat bármely pontjára, a keretezett mezőben megjelenik az illető pont feszültsége. Figyeljük meg: a 4. ábrán a CURSOR éppen a jobb oldali tranzistor emitterén van, s a jobb alsó sarokban e pont 8,701 V feszültségét olvashatjuk le.

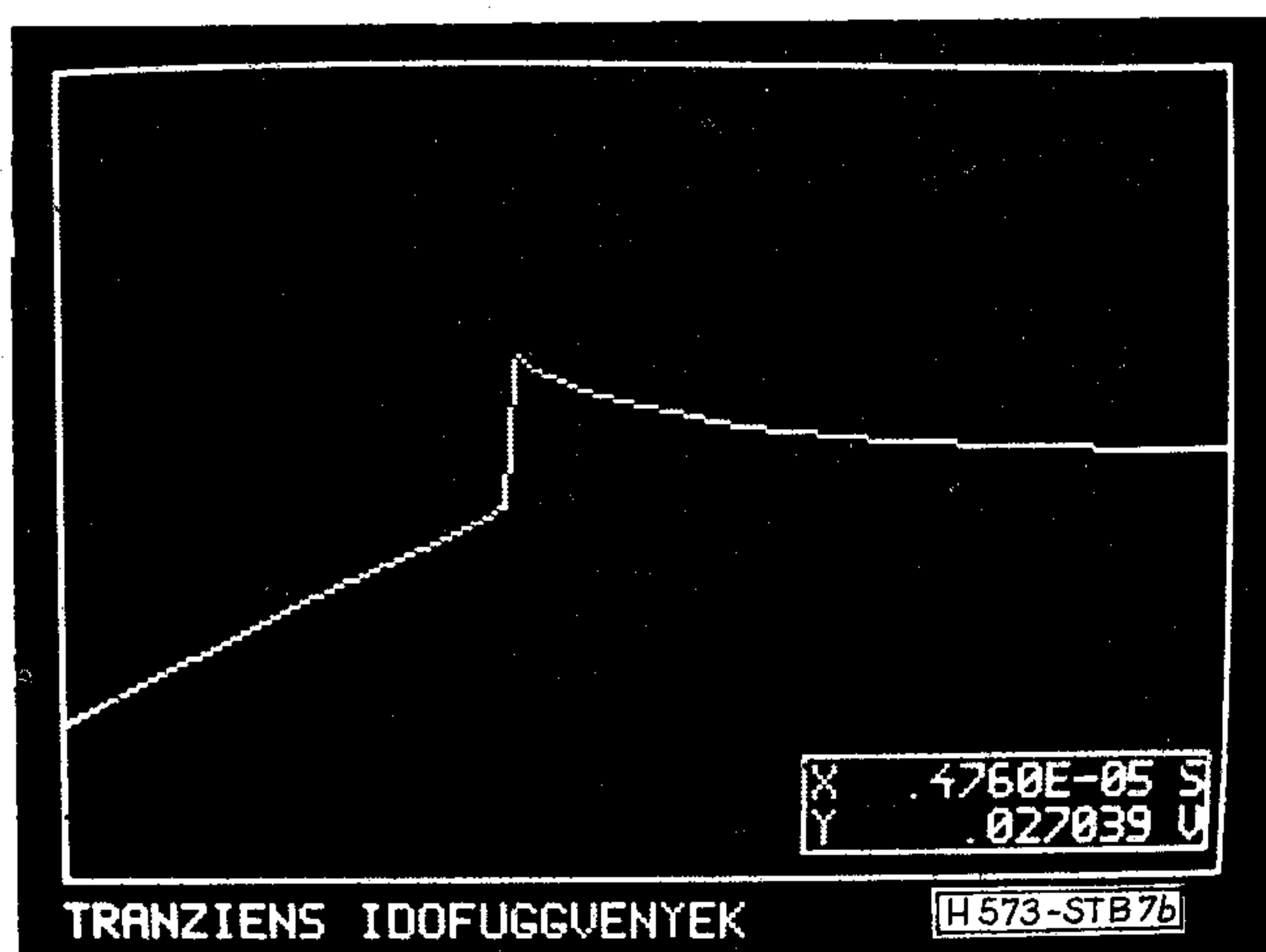
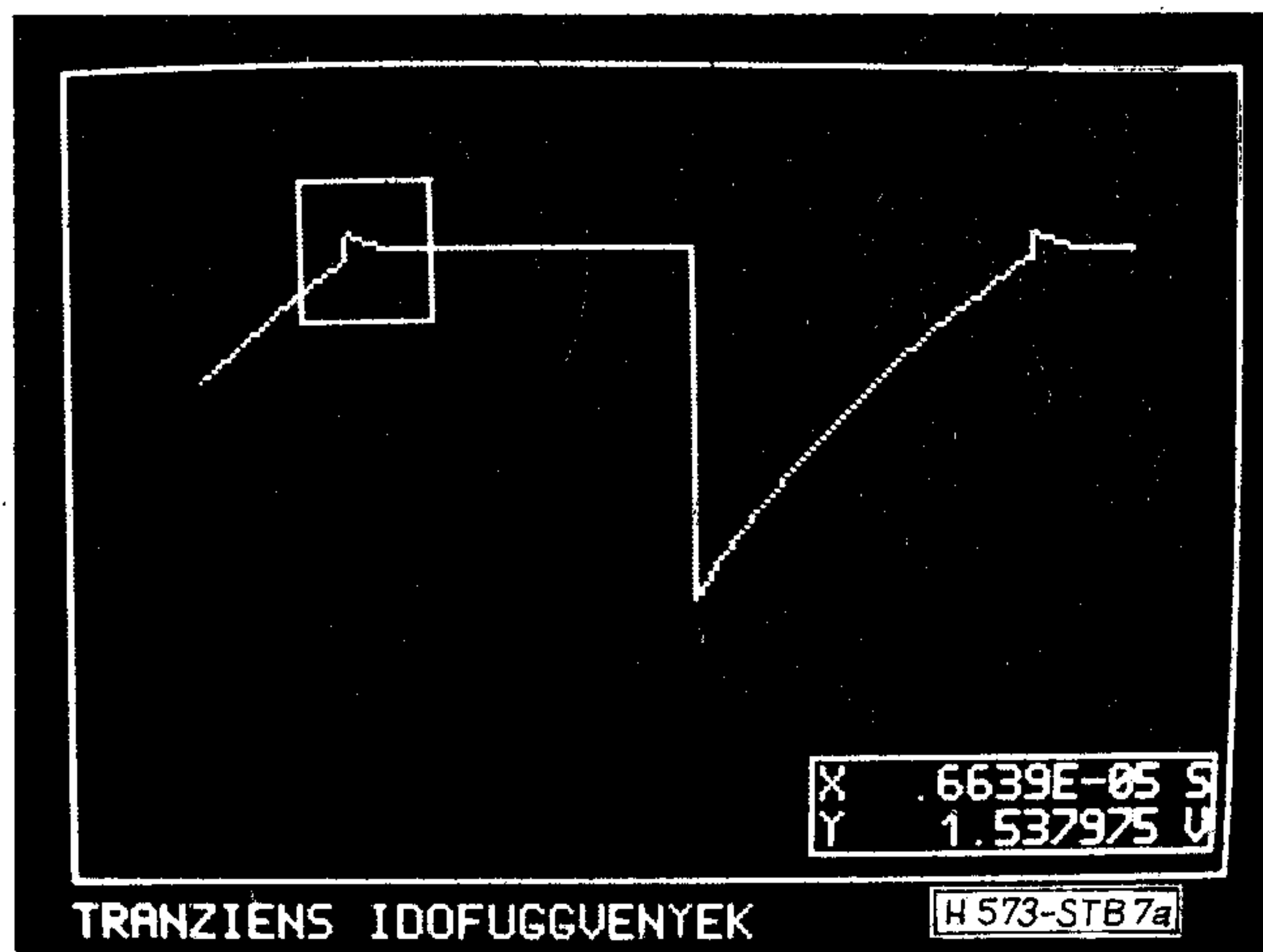
A tranziens analízis során egészen más típusú eredményközlés szükséges. Mintha oszcilloszkópernyőn jelennének meg a tranziens hullámformák — így volt a legcélszerűbb megoldani az ábrázolást. Nézzük meg ezt egy példán. Az 5. ábrán egy szabadon futó multivibrátort látunk. Ennek tranziens analízis eredményét adja a 6. ábra. A folytonos vonal a bal oldali tranzistor bázisának, a pontvonal a kollektorának számolt hullámformáját mutatja. A hálózat akármelyik pontjának jelalakját megnézhetjük így. Mint a DC dokumentálásnál, itt is a CURSOR-ral kell rámutatni a kérdéses csomópontra — ennek hatására megjelenik az illető pont jelformája. Több csomópont hullámformáját is egymásra rajzolhatjuk; a kép hasonló a többsugaras oszcilloszkóp által szolgáltatotthoz.

A display kis felbontóképessége miatt a tranziens időfüggvények finomabb részletei elveszhetnek. Ezen segít a dokumentálás nagyításfunkciója: a függvények kijelölt kis részletei kinagyíthatók a teljes képernyőméretre. Kijelölhetjük pl. mint nagyítandót a 6. ábra bázis hullámformájának egy kis részletét (7a ábra). A nagyítási utasítás hatására ez a részlet a teljes képet betölti (7b ábra), és így a hullámforma finom részletei tanulmányozhatók.

A kis felbontóképesség még egy vonatkozásban is okozott itt gondokat. A megjelenített függvényeket valami módon skáláznunk kell, hogy róluk számszerű értékek leolvashatók legyenek. A szokásos megoldás, a kottázott osztásvonalakkal ellátott koordinátatengely itt szóba sem jöhetett: egyszerűen nem maradt volna hely a függvényeknek. Végül ezt a problémát is a CURSOR segítségével oldottuk meg. A jobb alsó sarok kis mezőjében most két számadatot látunk (6. ábra), ezek a CURSOR pillanatnyi koordinátái. A függőleges koordináta voltokat, a vízszintes másodperceket jelent, mivel a CURSOR most a feszültség—idő koordináta-rendszerünkben mozog.



6. ábra. A tranziens analízis eredményközlése: multivibrátor bázis és kollektor hullámformája a képernyőn

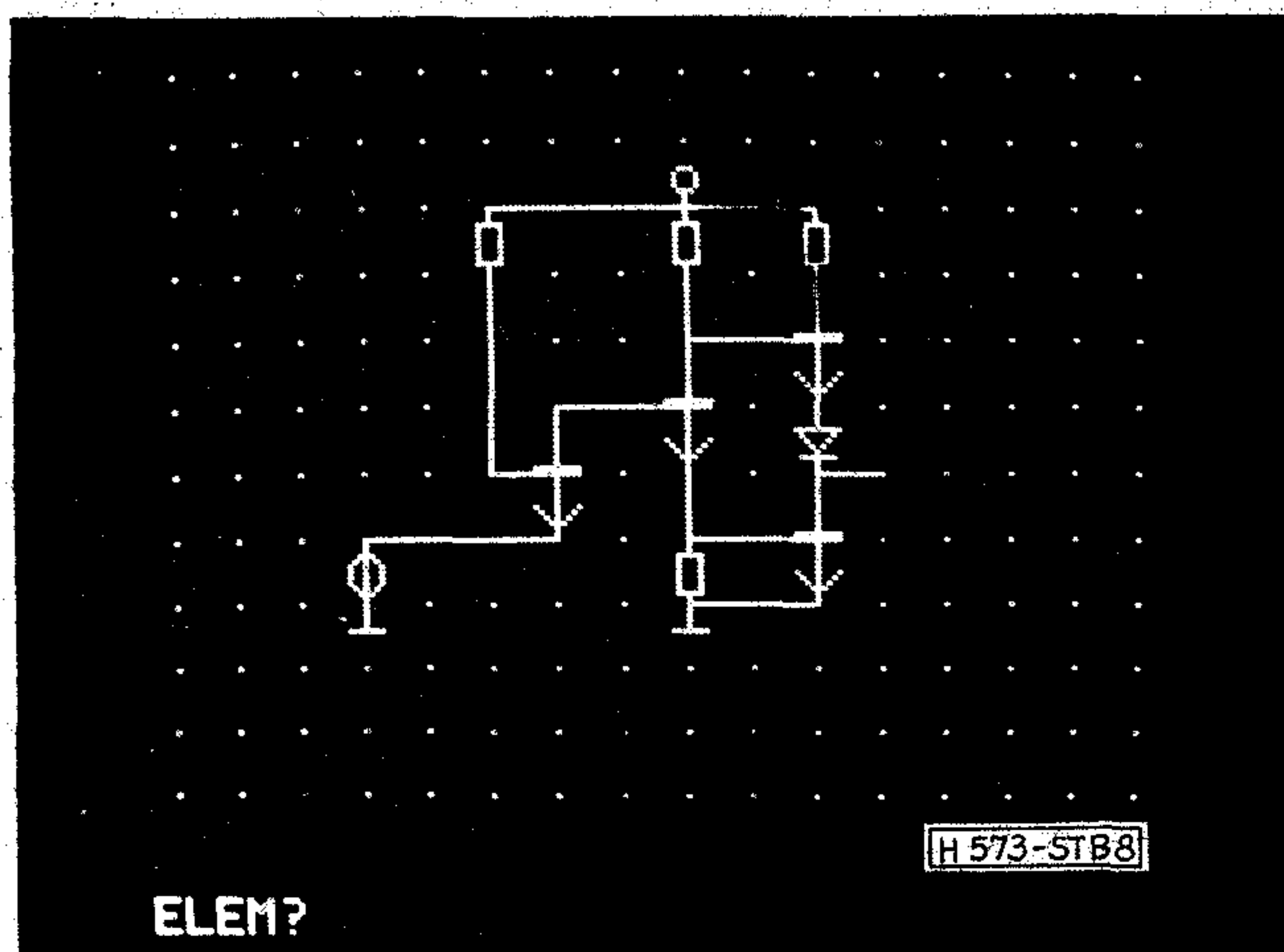


7. ábra. A függvények részleteinek kinagyítása: a) a bázishullámformán kijelöltük a nagyítandó részletet; b) most ez tölti be az egész képernyőt

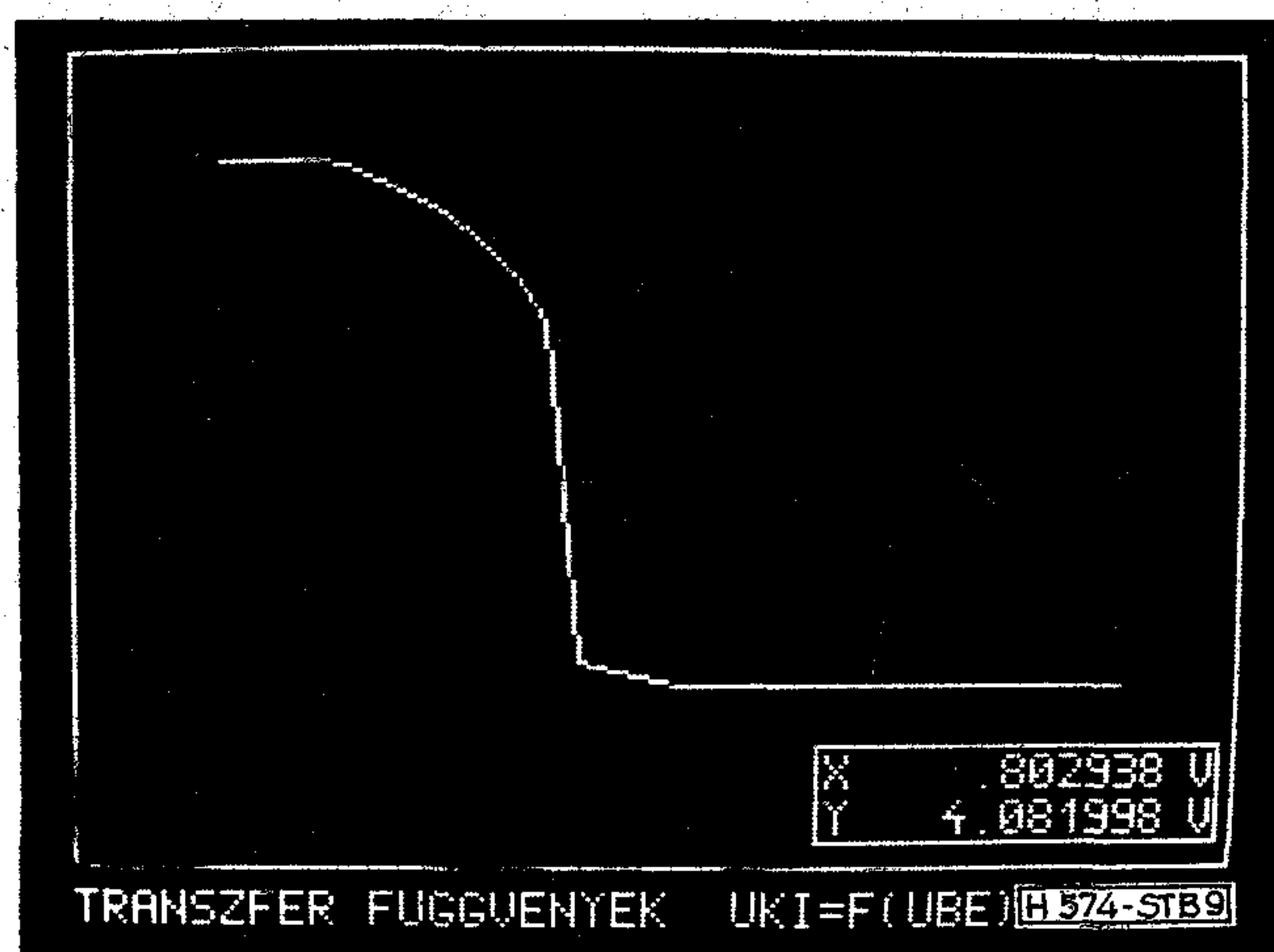
Ahogy a CURSOR-t elmozdítjuk, úgy változik ez a két kiírt koordináta-adat. Ráállva tehát a megjelenített függvény bármely pontjára, e pont adatai a jobb alsó sarokban számszerűen leolvashatók. A tapasztalatok egyébként azt mutatják, hogy ez igen célszerű módja a megjelenített függvények skálázásának. Pontos és ugyanakkor kényelmes leolvasási lehetőséget biztosít ugyanis. Véleményünk szerint, még ha a felbontóképesség megengedi is a skálázott koordinátatengelyek rajzolását, akkor is inkább a fent vázolt megoldást célszerű alkalmazni.

A transzfer karakterisztika dokumentálás lényegében nem vet fel újabb problémákat a tranziens analízishez képest. Az egyedüli eltérés az, hogy itt feszültség—feszültség függvények ábrázolása a feladat, de a megjelenítési lehetőségek, részletek kinagyítása, skálázás módja teljesen megegyezik a tranziens dokumentálásnál vázolttal. Ezért itt csak egyetlen példára szorítkozunk: egy TTL invertert és transzfer karakterisztikáját látjuk a 8. és 9. ábrákon.

Valamivel bonyolultabb problémákat vet fel az AC analízis eredményeinek dokumentálása. Itt ugyanis többféle ábrázolási mód szokásos: Bode-diagramok, ill. komplex helygörbe jellegű ábrák. Éppen



8. ábra. TTL inverter kapcsolási rajza

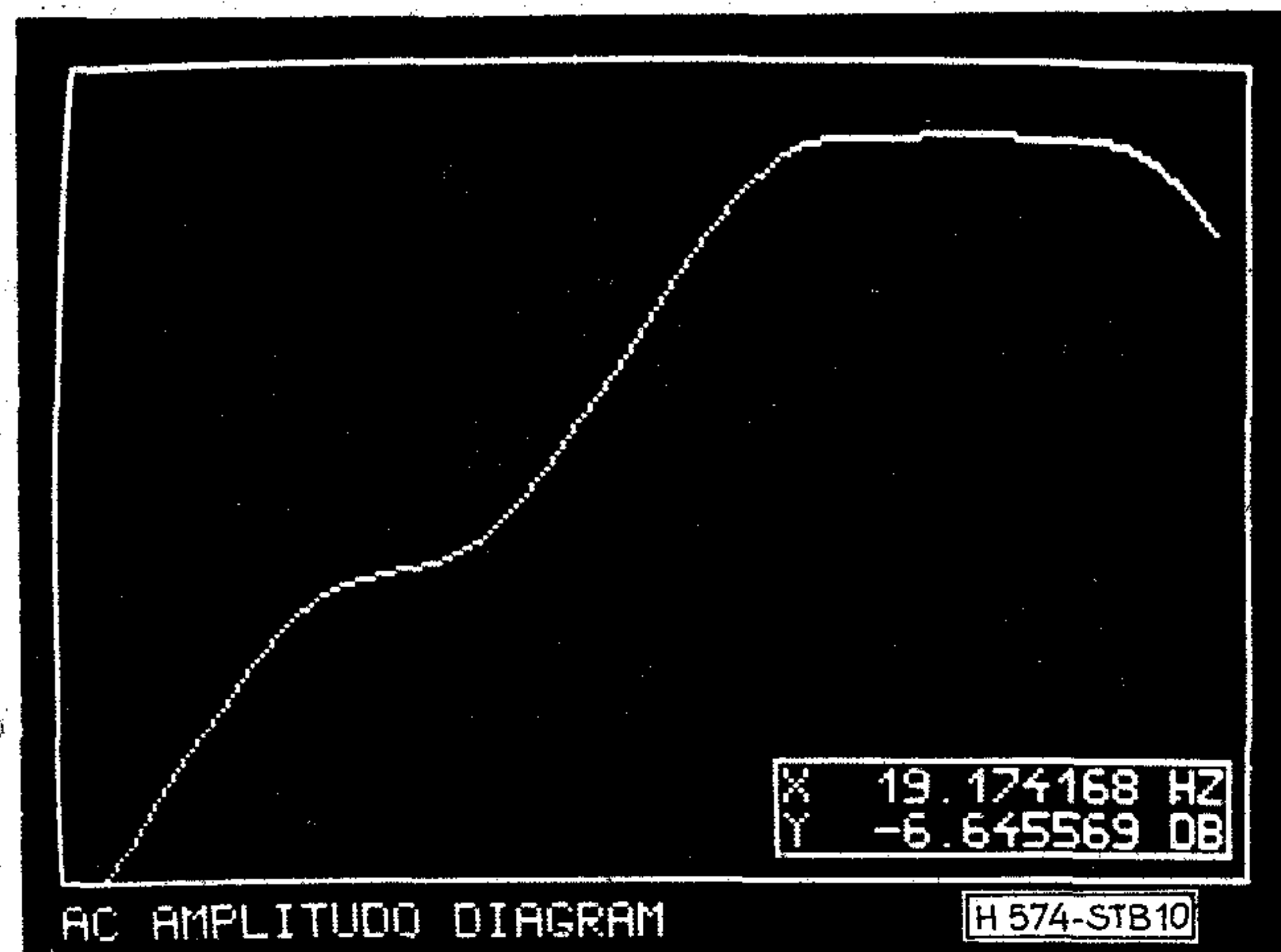


9. ábra. Analízis után így jeleníthető meg az inverter transzfer karakterisztikája

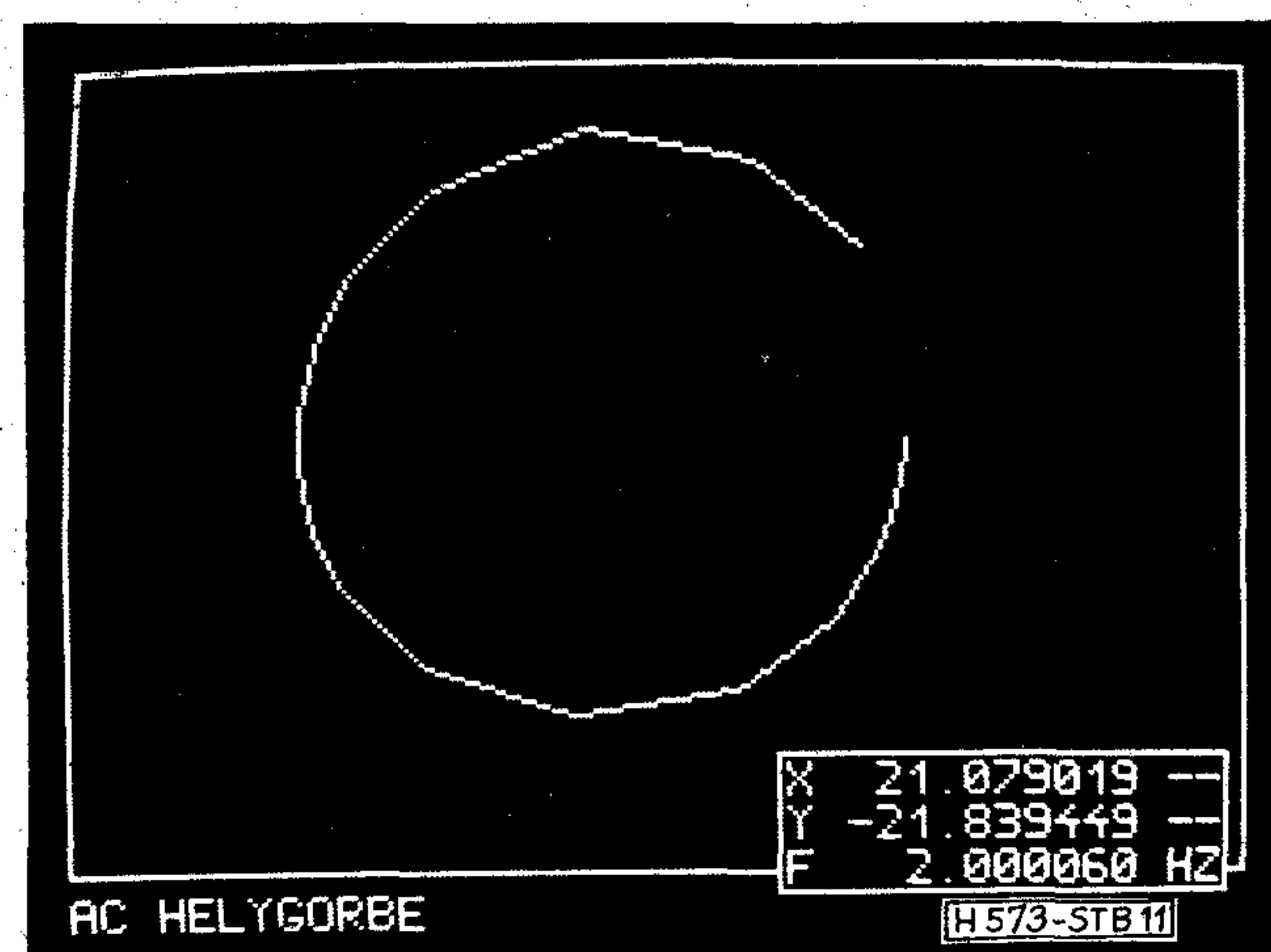
ezért itt választási lehetőséget adtunk a tervezőnek. Kérhet

- amplitúdódiagramot (függőleges tengely: átvitel dB-ben, vízszintes: logaritmikus frekvenciatengely),
- fázisdiagramot (függőleges tengely: fázisszög, vízszintes: logaritmikus frekvencia),
- helygörbét (függőleges tengely az átvitel képzetes, vízszintes a valós része, paraméter a frekvencia).

A 4. ábrán egy hangfrekvenciás erősítő kapcsolását láttuk. Ennek AC analízisét elvégezve, az eredményeket amplitúdódiagram és helygörbe formájában jelenítettük meg (10. és 11. ábra). A részletek kinagyíthatósága, értékleolvasás a CURSOR segítségével — mindez azonos az eddig bemutatottakkal. Új gond viszont a frekvenciával paraméterezett helygörbénél a paraméterérték leolvasásának biztosítása. Ezt úgy oldottuk meg, hogy egy villogó pont mozgatható a helygörbén a legkisebb frekvenciától a legnagyobbig — s a ponthoz tartozó frekvenciaérték is megjelenik a kép jobb alsó sarkában.



10. ábra. A 4. ábrán látható áramkör Bode-diagramja. A CURSOR éppen az egyik törésponton áll, ennek adatai olvashatók a jobb alsó sarokban.



11. ábra. A 4. ábra erősítőjének helygörbéje a komplex síkon

Következtetések

Értékelnünk kell végül, hogy mi a kisgépes interaktív program helye az áramkörszimulációs programok sorában. Gyakori ellenvetés a kisgépes megoldással szemben, hogy az nem alkalmas nagy hálózatok analízisére. Tapasztalataink szerint viszont gyakorlati áramkörtervezési munkánál ritkán szükséges 30 csomópontnál nagyobb hálózat analóg jellegű analízise (a tervező nem is igen tud ennél többet egyszerre áttekinteni). A szimulációt célszerű a hálózat elkülöníthető részein külön-külön végezni — így viszont a kisgépes program is alkalmas a problémák jelentős részének megoldására.

Hátránynak látszik még a kisgépes változat relatív lassúsága. Valóban, a nagyobb TRANZ-TRAN változatokhoz képest 10–20-szor lassúbb a TPA-i program. Ez azonban még nem jelenti azt, hogy az utóbbi gazdaságtalan! A géporák árát összevetve, a kisgép 30–60-szor olcsóbb üzemű, mint egy közepes vagy nagy gép — végülis tehát rajta gazdaságosabb a TRANZ-TRAN program futtatása.

A közvetlen hozzáférés — az, hogy a program kisgépen helyben lehet, és órán belül eredményeket

szolgáltatathat — olyan előny, amit nem lehet eléggé hangsúlyozni. És a számítástechnika hardware-eszközeinek utóbbi években mutatkozó fejlődési iránya további perspektívákat nyit. A TPA-i-hez hasonló teljesítőképességű, mikroprocesszoros kiszámítógépek elterjedése várható, drasztikus ár-és méretcsökkenéssel. A tervező asztalán álló mikroprocesszoros kiszámítógép + display egység már ma is realitás — és néhány év múlva nem fog többé kerülni, mint egy komolyabb laborműszer. A kisépés tervezőprogramok (mint a most bemutatott TRANZ-TRAN 3/D) ekkor demonstrálják majd nyilvánvalóan valódi jelentőségüket.

IRODALOM

- [1] Dr. Tarnay K.—dr. Székely V.: A TRANZ-TRAN nemlineáris áramköranalízis program. Híradástechnika, XXIV. évf. 9. sz. 257—264. old. (1973)
- [2] Dr. Tarnay K.—dr. Székely V.: TRANZ-TRAN 2 nemlineáris áramköranalízis rendszer. A Programozási

- Rendszerek '72 találkozó kiadványa, 299—303. old., Szeged, 1972.
- [3] Bencsáth P.—dr. Székely V.: A TRANZ-TRAN áramköranalízis program és alkalmazása a hibridáramkörök tervezésében. HIKI Közlemények, XVII. évf. 1. szám, 41—50. old. (1977)
- [4] V. Székely—K. Tarnay: TRANZ-TRAN 3/A — a new circuit analysis program for small computers. Proceedings of the Third International Symposium on Network Theory, pp. 351—358, Split, 1—5. Sept. 1975.
- [5] Dr. Székely V.—dr. Tarnay K.—Rencz M.—Baji P.: TRANZ-TRAN 3 — új áramköranalízis programrendszer a TPA-i számítógépre. Programozási Rendszerek '75 konferencia előadásai, NJSZT kiadvány, 497—509. old., Szeged 1975.
- [6] V. Székely—K. Tarnay: Accurate algorithm for temperature calculation of devices in nonlinear circuit analysis programs. Electronics Letters, V. 8, No. 19, pp. 470—472 (1972)
- [7] V. Székely: Accurate calculation of device heat dynamics: a special feature of TRANZ-TRAN circuit analysis program. Electronics Letters, V. 9, No. 6, pp. 132—134 (1973)
- [8] Dr. Tarnay K.—dr. Székely V.: A TRANZ-TRAN 2 áramköranalízis program. Egyetemi jegyzet, Tankönyvkiadó, Budapest, 1975.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL*

A 1978. február közepén San Diegóban megtartott lézer és elektrooptikai rendszerek konferencián mind a Texas Instruments Inc., mind az RCA Corp. új száloptikai eszközöket mutatott be nagysebességű hírközlési vonalakhoz.

A Texas Instruments detektorai és kábel elemei a felhasználóktól interface-ek kifejlesztését követelik meg. Ezzel szemben az RCA adó- és vevőmoduljai már az interface áramkörök többségét is tartalmazzák. (Elektronics, 1978. febr. 2. [487])

*

A Corning egy-, két-, négy-, hat-, nyolc- és tízerű optikai hullámvezetőkkel bővítette ki programját. A cég a két háterű Corguide kábel kiegészítéseként hat Siecor-kábelt is forgalmaz. A Siecor GmbH., a Corning és a Siemens közösen alapított nyugatnémet vállalata, amely a Corning optikai szálját használja fel. A Siecor-kábel az optikai kábelek második generációjához tartozik, külső átmérője 5...7 mm; csillapítása 200...400 MHz sávzélesség esetén 10 dB/km érték alatt van. Robosztus kivitele miatt egyszerűen a földre is lefektethető anélkül, hogy az üvegszál károsodásának veszélye fennállna. (Industrie-Elektrik + Elektronik, 1978. jan. [488])

*

Az utóbbi években megélénkült a fényvezetők kutatása mind a hadi, mind a híradástechnikai iparban. A koaxiális kábelekkel szemben a fényvezetők jelentős előnyei: a nagy sávzélesség (ennek megfelelően a nagy átviteli kapacitás), érzéketlenség az elektromos és mágneses terekkel szemben, nincs galvanikus kapcsolat adó és vevő között, kis méretek és súlyok, mechanikai hatásokra érzéketlenek, nincs áthallás. A kezdeti nehézségeken (csatlakozások, betáplálás és vétel) már túljutottak, sorozatban gyárthatók az olyan fényvezetők, melyeknél a csoportfutási idő néhány ns/km és a csillapítás 5 dB/km alatt van. A Telelux (WZ) rendszer mind analóg, mind digitális jelek átvitelét biztosítja fényvezetőn 5 MHz-es sávzélességgel. A moduláris felépítésű rendszerben kis torzítású LED-et használnak adóként (Slol-modul), átvitelt a Klol-modul (fényvezető) biztosítja, míg vevőként PIN-diódát alkalmaznak (E 101). Az adó kimenő teljesítménye 500 mW, a vevő 1 μ W bemenőszint mellett 40 dB jel/zaj viszonyt biztosít. (Nachrichtentechnische Zeitschrift, 1978. febr. [489])

* Válogatás a KGTJIK (KGM—TMTI) információs anyagából.

A jelenleg fejlesztés alatt álló tárolókban az információt a tároló anyag helyi módosításával (megváltoztatásával) tárolják. Ilyen integrált eszközök a töltéscsatolású diódák, a mágneses buborékok és a MOS-tranzisztorok is. Az információ elérése szempontjából ezeknek a dinamikus memóriáknak a többsége léptetőregiszter és mint ismert, a léptetőregiszterek hozzáférési ideje megközelítőleg arányos a tároló méretével és ez a lineáris növekedés katasztrofálissá válik a tárolók növekedésével. Ezen úgy segítenek, hogy az átvitelt nem egy lépésben, hanem több hurkon keresztül végzik, így az elérési idő a tároló négyzetgyökével arányosan nő csak. Stone más megoldást keresett: több belső csatlakozás, átkötés más utakat is lehetővé tesz nála nemcsak a szimpla permutációt. Stone kimutatta, hogy n-méretű memória esetén k átkötést alkalmazva az elérési idő a legrosszabb esetben is csak megközelítőleg $\log_k(n)$. Aho és Ullmann más lehetőséget vizsgálva hasonló eredményre jutott. A szerző Stone módszerét fejlesztette tovább. (IEEE Transaction on Computers, 1977. szept. [490])

*

A Texas Instruments Modell 770—AMPL típuszámmal hozta forgalomba az első hordozható mágnesbuborék-memóriás terminálját. A berendezést irodák számára konstruálták; egy vizuális jelzőkészüléket és egy hangtalan nyomtatót egyesít, ahol mindkettő egy pillanat alatt áttekinthető, programnyelve a valóban könnyen elsajátítható TPL 770, amellyel használója saját céljainak megfelelően egyszerűen programozhatja. Általában ez egy önálló rendszer, amely a 2 Data Cartridge mellett szintén 24 kbit feletti belső tárolóval rendelkezik és minden aritmetikai és logikai művelet elvégezhető vele. (Industrie — Elektrik + Elektronik, 1978. jan. [491].)

*

A Semiconductor Specialists (West Drayton, Middx.) MV57124 típusú új fényemittáló diódája kisméretű négyszögletes házba beépített készülék. Az 5,58 mm $\times$ 3,18 mm méretű fénykibocsátó területű LED-eket bármilyen helyzetben be lehet egymás mellé építeni átvilágítási hatás nélkül. Mint nagy fényerősségű készülék, alkalmazható jelzőelemként, világító nyomógombokban stb. (Electronic Engineering, 1977. nov. [499].)

Folytatás a 269. oldalon

Adaptív kiegyenlítő a négyzetes átlaghiba minimalizálására II. rész

ETO 621.372.55:621.395.38:681.327.8

E cikk a négyzetes átlaghibát minimalizáló alapsávi adaptív kiegyenlítő alapvető megvalósításait kívánja tárgyalni. Az ismertetett módszerek és eredmények kiterjeszthetők mindazon adatátviteli rendszerekre, amelyeknek létezik alapsávi ekvivalensük.

Az I. részben összefoglaltuk a négyzetes átlaghibát minimalizáló adaptív kiegyenlítő tárgyalásához szükséges alapokat (1., 2., 3. szakasz), továbbá ismertettünk három döntésirányítású rendszert (4. szakasz).

Az 5. szakaszban a döntésvisszacsatolt, a 6. szakaszban a párhuzamos struktúrájú rekurzív döntésirányítású kiegyenlítőt mutatjuk be. A 7. szakaszban a keretezés módszerét ismertetjük, végezetül pedig értékeljük a bemutatott megoldásokat.

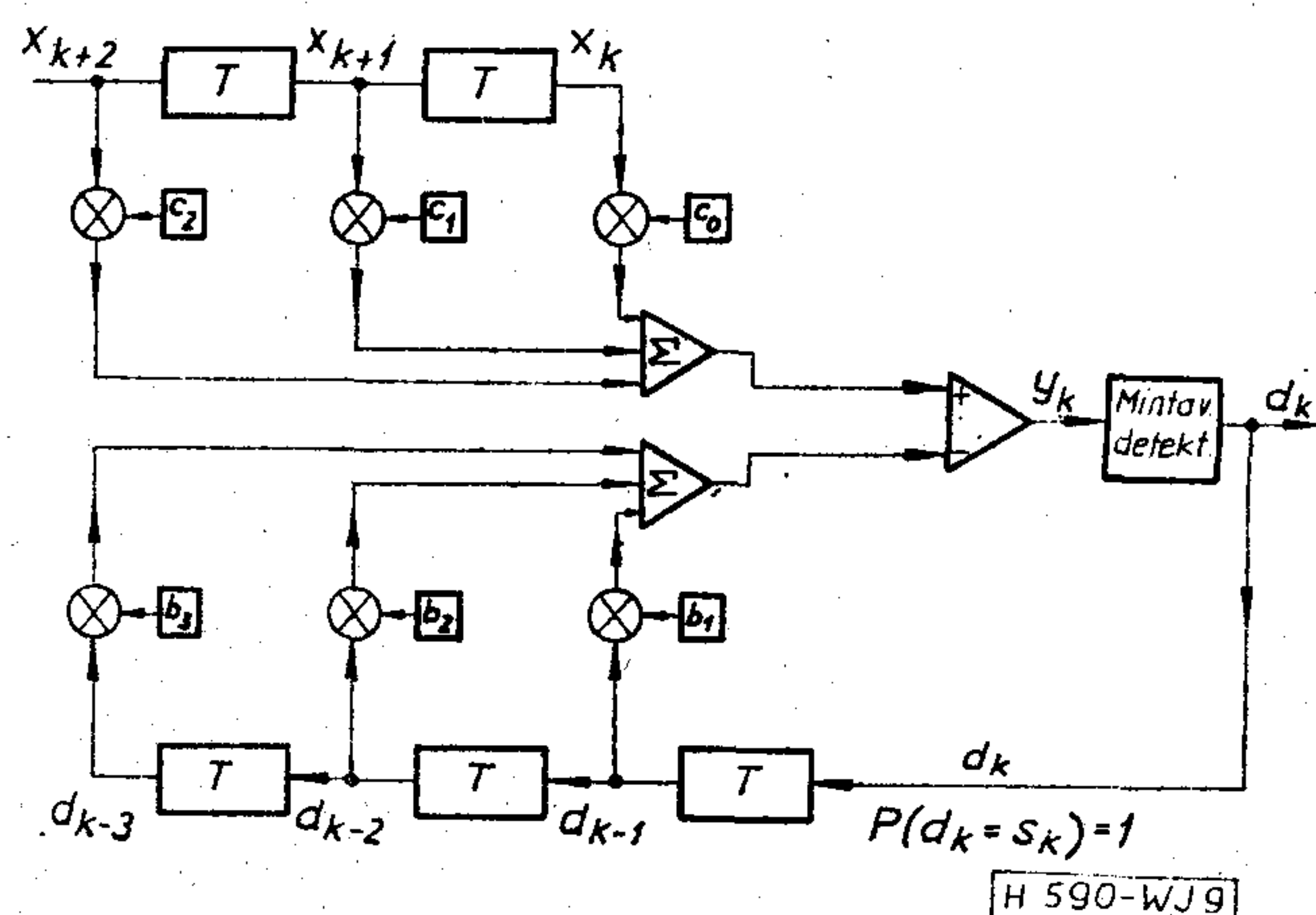
5. Döntésvisszacsatolt adaptív kiegyenlítő [11]

Tételezzük fel azt, hogy a $g(t)$ kiegyenlítendő súlyfüggvénynek csak három zérustól különböző mintája van: g_{-1} , g_0 , g_1 . Ekkor zajmentes esetben (2) alapján a kiegyenlítő kimenőjele:

$$y_k = s_{k-1} \cdot g_1 + s_k \cdot g_0 + s_{k+1} \cdot g_{-1}. \quad (34)$$

A k -adik mintavételi időpontban „várt” $s_k g_0$ nagyságú kimeneti jelmentát a megelőző s_{k-1} a súlyfüggvény lecsengése, a következő s_{k+1} pedig a súlyfüggvény felfutása révén zavarja. Általában, valamely előző s_{k-m} adat a lecsengés g_m mintája, valamely s_{k+m} következő adat a felfutás g_{-m} mintája következtében okoz jelátlapolódást, amennyiben ezek a súlyfüggvény minták zérustól különböznek.

Bármely időpillanatban az előzőleg vett adatok a vétel helyén ismertek. Ha ezeket megbízhatóan detektáltuk, és belőlük a súlyfüggvény lefutásának megfelelő számú késleltető láncba vezetve tárolunk,



9. ábra. A döntésvisszacsatolt kiegyenlítő alapsémája

segítségükkel az általuk okozott jelátlapolódás csökkenthető. A jelátlapolódás csökkentése várhatóan a négyzetes átlaghiba csökkenését vonja maga után. Természetesen ily módon az ezután jövő minták által okozott hibát nem tudjuk kiküszöbölni, ezért szükség van a döntésirányítású rendszereknél megszokott késleltető láncra is, amelyet előrecsatoló láncnak nevezünk. A kiegyenlítő szabályozó rendszer nélküli alapsémája a 9. ábra szerinti lesz.

A felépítésben bekövetkezett változásokat a jelölésekkel is kifejezzük. Az előrecsatolásban nincs szükség a már vett adatminták hatásának figyelembevételére, amire a súlyozó együtthatók indexelésénél is tekintettel voltunk. Az előrecsatolás N db késleltető tagból áll, amelyekhez balról jobbra számozva a c_j , $0 \leq j \leq N$ súlytényezők tartoznak. A visszacsatolást M db késleltető tagból építjük fel, a súlytényezők b_i , $1 \leq i \leq M$. Valamennyi késleltetés továbbra is T idejű. A késleltető láncok tagszámának páros vagy páratlan voltára nem teszünk kikötést.

A 9. ábra jelöléseivel a kimenőjel:

$$y_k = \sum_{j=0}^N c_j \cdot x_{j+k} - \sum_{i=1}^M b_i \cdot d_{k-i}, \quad (35)$$

és a négyzetes átlaghiba:

$$\varepsilon = E_k \{(y_k - s_k)^2\} = E_k \{e_k^2\} \quad (36)$$

A négyzetes átlaghiba a b_i és c_j együtthatóknak egyaránt konvex függvénye [11]; így globális minimuma van. A minimumhely megkereséséhez elvégezzük a gradiensképzést, a kiegyenlítés feltétele az előrecsatolásra:

$$E_k \{e_k \cdot x_{j+k}\} = 0, \quad j \leq 0 \leq N, \quad (37)$$

a visszacsatolásra:

$$-E_k \{e_k \cdot s_{k-i}\} = 0, \quad 1 \leq i \leq M. \quad (38)$$

Az e_k hibajelét az előzőekben megismert módon [(10), (11) összefüggések] határozzuk meg.

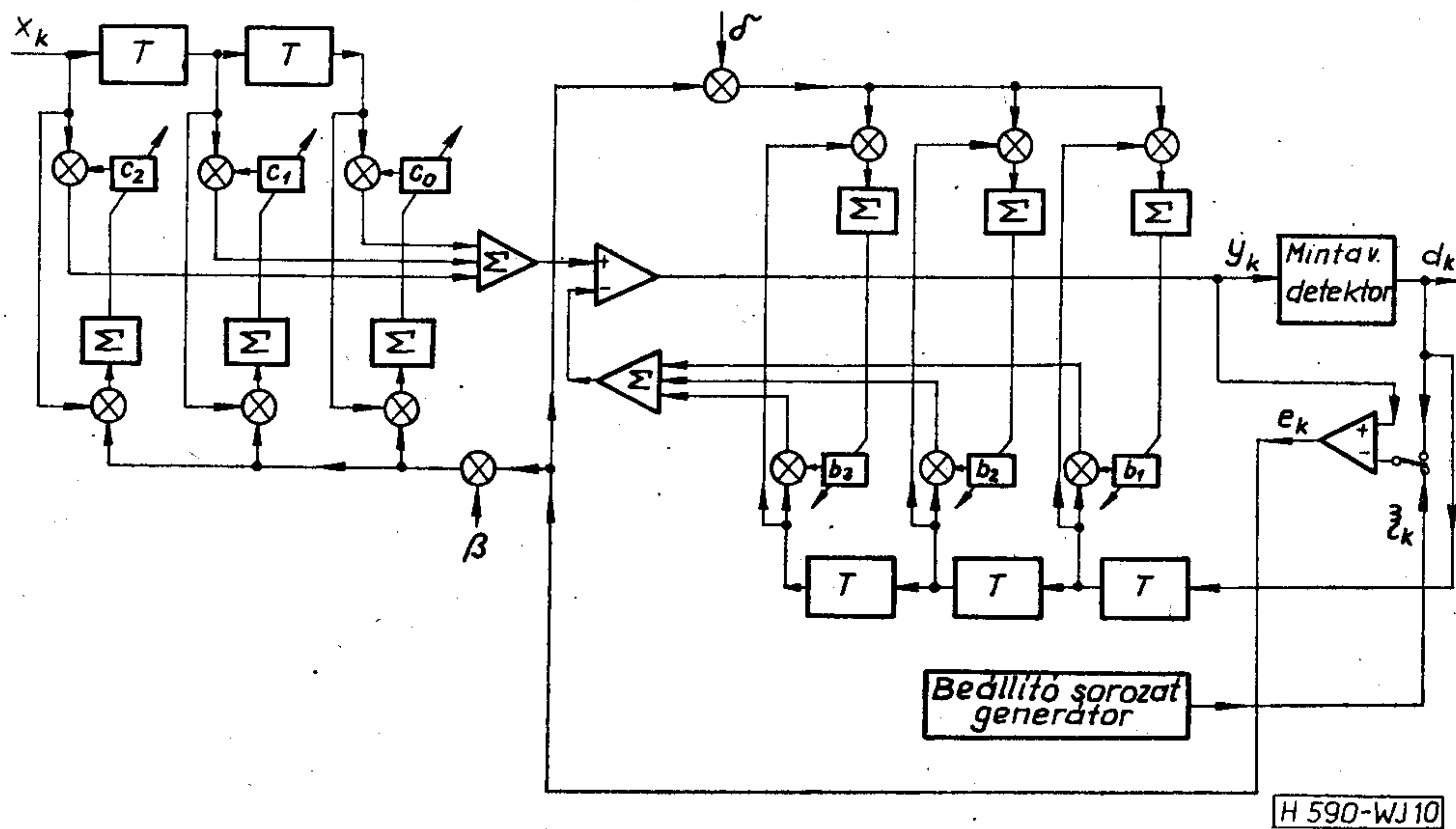
Mindkét feltétel — eltekintve a betűcseréktől — lényegében azonos a döntésirányítású rendszer kiegyenlítési feltételével. Gyakorlatilag változtatás nélkül alkalmazható tehát a gradiens típusú léptető algoritmus. Ennek alakja az előrecsatolásra, figyelembe véve a betűcseréket:

$$c_j(m+1) = c_j(m) - \beta(m) \cdot E_k^{(m)} \{e_k \cdot x_{j+k}\}, \quad 0 \leq j \leq N, \quad (39)$$

a visszacsatolásra:

$$b_i(m+1) = b_i(m) + \delta(m) \cdot E_k^{(m)} \{e_k \cdot d_{k-i}\}, \quad 1 \leq i \leq M, \quad (40)$$

ahol tekintetbe vettük azt, hogy az $\{s_k\}$ sorozat a



10. ábra. Döntésvisszacsatolt adaptív kiegyenlítő

$\{d_k\}$ sorozattal becsülhető. $\beta(m)$ és $\delta(m)$ értékére ugyanazon megfontolások érvényesek, mint a döntésirányítású rendszerben $\beta(m)$ -re. A (39) és (40) beállító algoritmus segítségével felépített döntésvisszacsatolt kiegyenlítőt a 10. ábrán rajzoltuk meg. A működés hasonló ahhoz, mint amit a döntésirányítású rendszernél megismertünk.

Első pillanatra úgy tűnik, hogy a kiegyenlítőnél fellelhetnek stabilitási problémák, hiszen a döntő áramkör kimenete vissza van csatolva. Könnyen beláthatjuk azonban, hogy stabilitási problémával nem kell számolnunk. Ehhez az adatátviteli összeköttetés vázlatát a 11. ábrán rajzoltuk meg újból. Az ábrán $T(p)$ jelöli a c_n együtthatókkal állítható karakterisztikájú előreccsatolás átviteli karakterisztikáját, $V(p)$ pedig a b_n együtthatókkal állítható visszacsatolásét.

Tételezzük fel, hogy a mintavételező detektor hibátlanul detektálja a vett jeleket. Ekkor a csatorna és a kiegyenlítő $T(p)$ előreccsatoló láncának késleltetése következtében a kimeneten a t_0 -val késleltetett $s(t)$ bemenőjel jelenik meg.

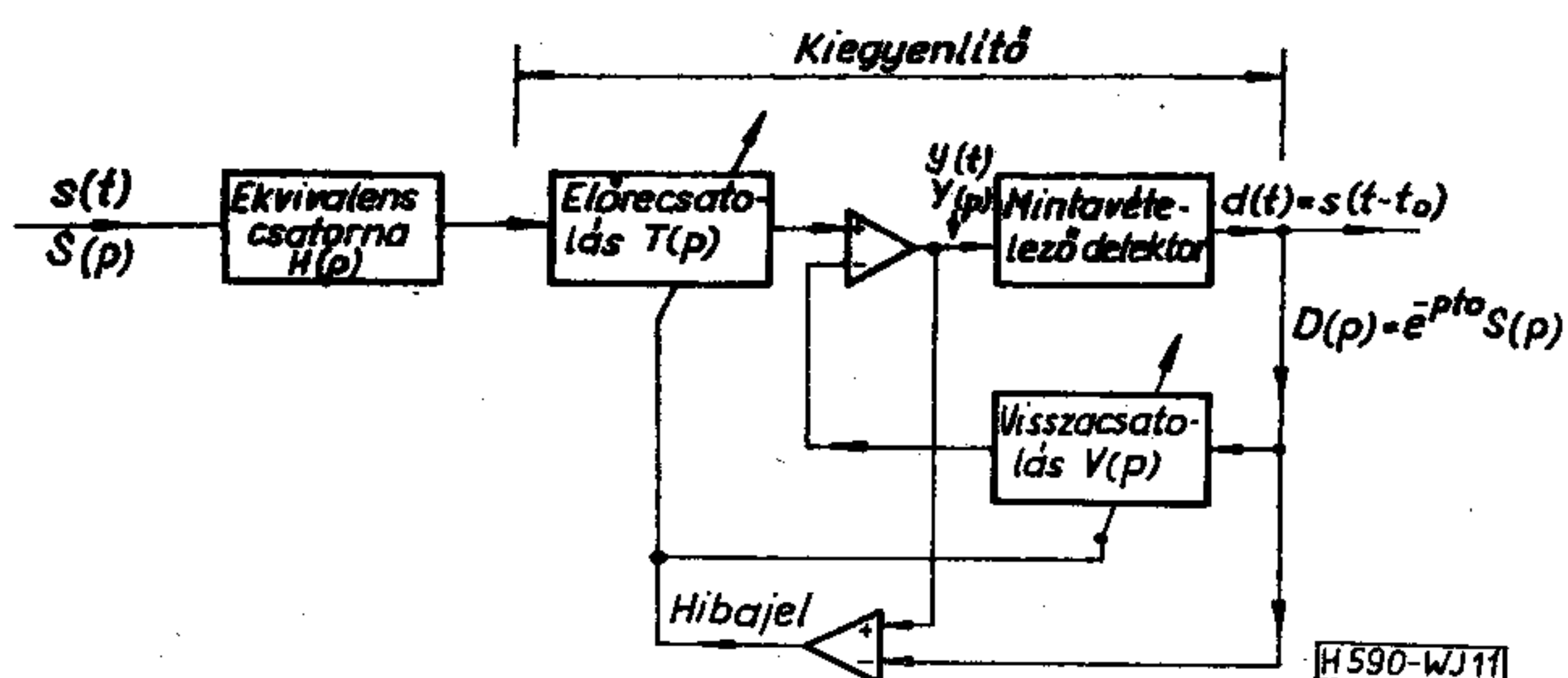
$$d(t) = s(t - t_0). \quad (41)$$

A Laplace-transzformáció eltolási tételének alkalmazásával:

$$D(p) = e^{-pt_0} \cdot S(p). \quad (42)$$

Ekkor:

$$Y(p) = H(p) \cdot T(p) \cdot S(p) - V(p) \cdot e^{-pt_0} \cdot S(p), \quad (43)$$



11. ábra. Az adatátviteli rendszer vázlatja döntésvisszacsatolt kiegyenlítővel

amiből a teljes rendszer átviteli karakterisztikája:

$$\frac{Y(p)}{S(p)} = H(p) \cdot T(p) - e^{-pt_0} \cdot V(p). \quad (44)$$

A $T(p)$ és a $V(p)$ karakterisztikák egyaránt egy-egy T -szűrő karakterisztikái, tehát csak zérusaik vannak. Így új pólust a $H(p)$ csatorna-karakterisztika már meglévő pólusai mellé nem hoztunk be a kiegyenlítő beiktatásával, tehát nem rontottunk a stabilitáson.

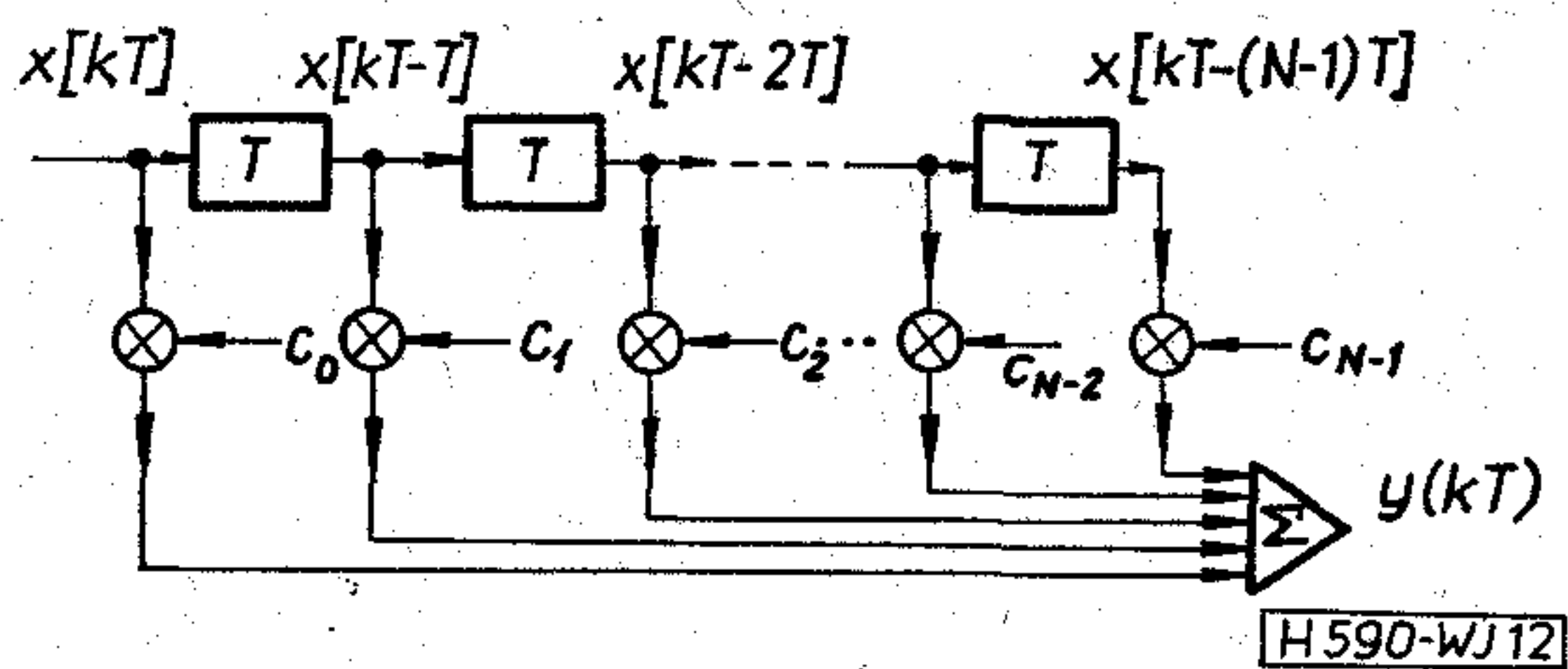
A döntésvisszacsatolt és a döntésirányítású kiegyenlítőket összehasonlítva megállapíthatjuk, hogy a működést mindkét típusnál a kimeneten megjelenő jelek — a d_k döntések — irányítják, de a döntésvisszacsatolt rendszerben az előző N döntés is hatással van a működésre.

A k -adik mintavételi időpontban kiegyenlítendő mintát követő jelek hatását mindkét típusnál azonos módon vesszük figyelembe úgy, hogy a csatornáról érkező x_k mintákat tároljuk és a c_n együtthatókkal súlyozzuk. Az előző jelek hatását a döntésirányítású kiegyenlítő ugyanígy korrigálja. A döntésvisszacsatolt rendszerben azonban az x_k -t megelőző x_{k-i} -k helyett ezek döntés utáni értéke játszik szerepet a korrekcióban, ez indokolja az eltérő elnevezést.

Azonos kiegyenlítendő súlyfüggvény esetén a döntésirányítású és a döntésvisszacsatolt kiegyenlítőkhöz szükséges T -idejű késleltető elemek száma körülbelül azonos. A döntésvisszacsatolt rendszerrel azonban valamivel kisebb négyzetes átlaghiba érhető el.

6. Párhuzamos tagokból felépített rekurzív kiegyenlítő [12]

A kiegyenlítő felépítéséhez a 12. ábra transzverzális szűrőjét véges memóriájú rekurzív szűrővé transzformáljuk. A vett jel mintáit az eddigiekkel szemben x_k helyett $x(kT)$ -vel jelöljük, y_k helyett $y(kT)$ -t írunk stb.



12. ábra. T-szűrő a rekurzív szűrővé transzformáláshoz

A transzverzális szűrő átviteli függvénye:

$$T(\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n \cdot \exp(-j\omega nT). \quad (45)$$

Mintavételező rendszerről lévén szó, alkalmazhatjuk a z-transzformációt, ahol $z = \exp(j\omega T)$:

$$T(z) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n \cdot z^{-n}. \quad (46)$$

A (46) transzfer függvény rekurzív alakba is átirható [12], [13]:

$$T(z) = (1 - z^{-N}) \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \frac{K_i}{1 - z^{-1} \exp\left(j \frac{2\pi i}{N}\right)}, \quad (47)$$

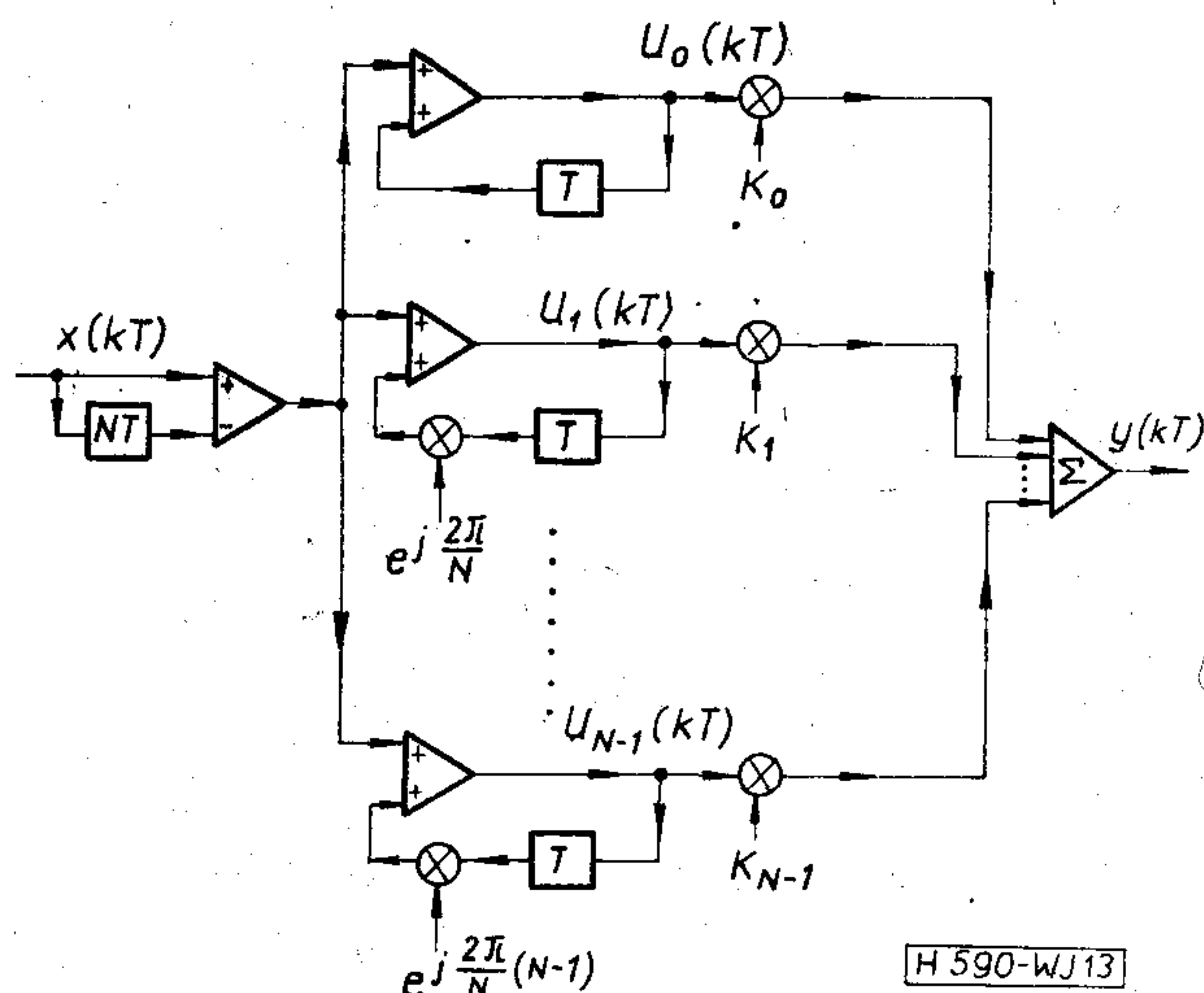
ahol K_i a $T(z)$ transzfer függvény

$$\omega_i = \frac{2\pi i}{N \cdot T}; \quad i = 0, 1, \dots, N-1, \quad (48)$$

ekvidisztáns frekvenciákhoz tartozó értékeinek $1/N$ -szerese:

$$K_i = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} c_n \cdot z^{-n} \Big|_{z=e^{j\omega_i T}} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_n \cdot \exp\left(-j \cdot \frac{2\pi i n}{N}\right). \quad (49)$$

Ezzel a transzverzális szűrőt rekurzívvá transzformáltuk, ezt a rekurzív szűrőt a 13. ábrán rajzoltuk meg. A szűrő az $(1 - z^{-N})$ fésűszűrő és az N darab párhuzamos elsőfokú szűrő kaszkád kapcsolása. A fésűszűrő zérusai az egységkörön, a $z_n = \exp(j2\pi n/N)$ pontokban vannak és egybeesnek a párhuzamos szűrőcsoport pólusaival.



13. ábra. T-szűrőből transzformált véges memóriájú rekurzív szűrő elsőfokú tagokból

Az ábra jelöléseivel a kimenet és az $u_i(kT)$ jelek kapcsolata:

$$y(kT) = \sum_{i=0}^{N-1} K_i \cdot u_i(kT). \quad (50)$$

Ez az összefüggés nagyon hasonló a transzverzális szűrő ki- és bemenetét összekapcsoló (12) egyenlethez, amely itt alkalmazott jelöléseinkkel a 13. ábra alapján az

$$y(kT) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n \cdot x[(k-n) \cdot T]. \quad (51)$$

alakban írható fel.

A fenti két összefüggés alaki hasonlósága módot nyújt arra, hogy a döntésirányítású rendszer algoritmusait alkalmazzuk. A (32) sztochasztikus algoritmus megfelelője a betűcserék figyelembevételével:

$$f_i(k+1) = f_i(k) - \beta(k) \cdot e(kT) \cdot u_i(kT), \quad (52)$$

ahol $0 \leq i \leq N-1$.

A 13. ábrából kitűnik azonban, hogy a kiegyenlítő működtetéséhez a komplex $\exp(j2\pi i/N)$ és K_i mennyiségekkel kellene szorzást végezni. A komplex mennyiségekkel való műveletvégzést elkerülhetjük azonban c_n valós voltának felhasználásával; ekkor $K_i = K_{N-i}^*$ [12], ahol a „*” konjugáltat jelöl.

A konjugált komplex párokra tett fenti megállapításaink alapján (47) alakja, ha N páratlan:

$$T(z) = (1 - z^{-N}) \left[\frac{a_0}{1 - z^{-1}} + \sum_{i=1}^{\frac{N-1}{2}} \frac{a_i + b_i z^{-1}}{1 - 2 \cos\left(\frac{2\pi i}{N}\right) \cdot z^{-1} + z^{-2}} \right], \quad (53)$$

ahol: $a_0 = K_0$,

$$a_i = K_i + K_{N-i},$$

$$b_i = K_i \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi i}{N}\right) + K_{N-i} \cdot \exp\left(\frac{j2\pi i}{N}\right) \quad (54)$$

és $1 \leq i \leq \frac{N-1}{2}$. Az összefüggések páros N -re is felírhatók [12].

Az (53) szűrőt a 14. ábrán rajzoltuk meg. A fésűszűrő változatlanul megmaradt, a párhuzamos ágak száma $(N-1)/2 + 1$ -re csökkent, de az elsőfokú szűrők másodfokúra változnak. Az egyszerűség kedvéért csak két párhuzamos ágot rajzoltunk ki. Ugyanakkor feltüntettük a szűrő adaptív kiegyenlítőként való működéséhez szükséges hibajelképzés módját is.

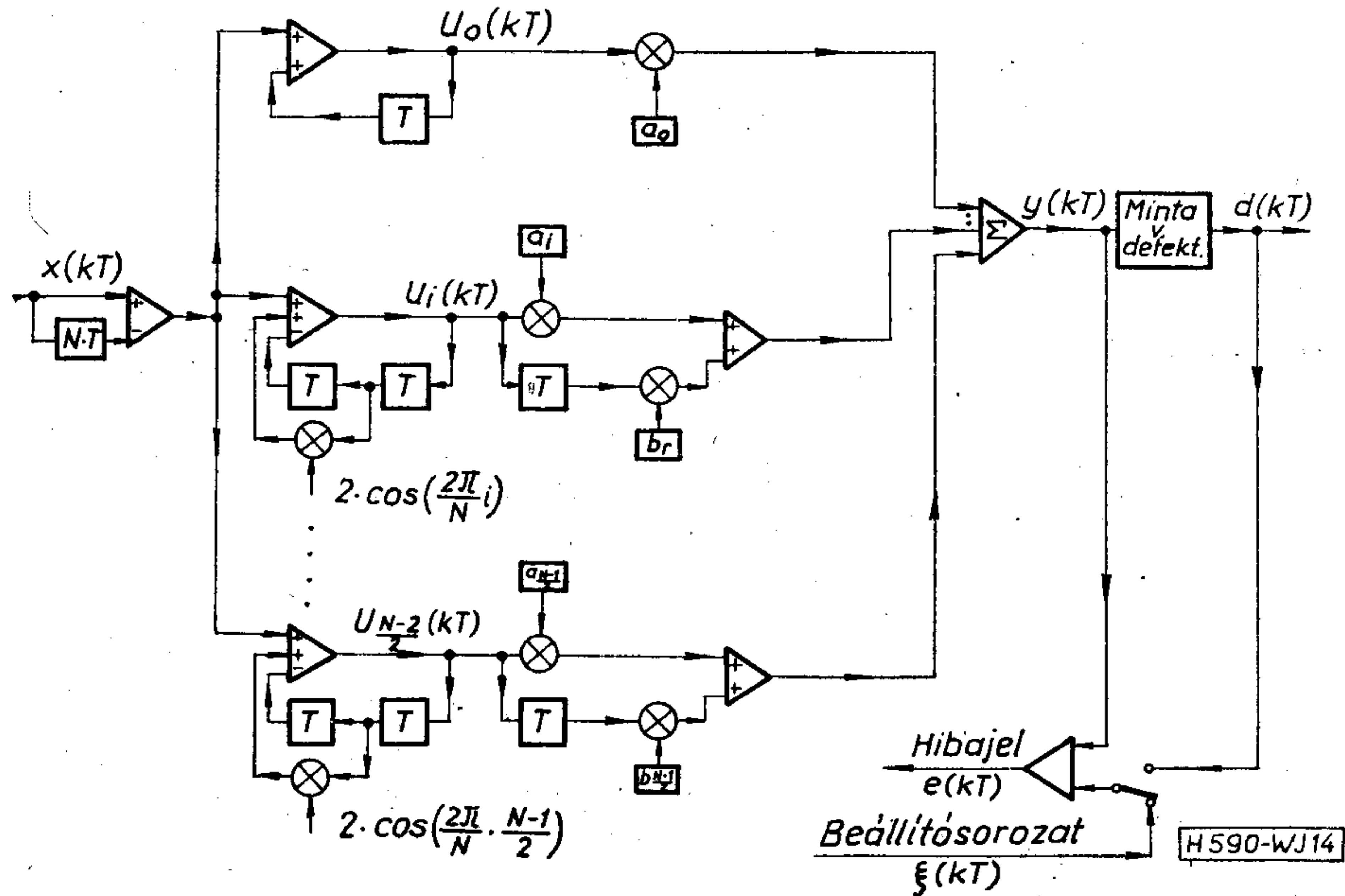
A sztochasztikus algoritmus megfelelőjét (52)-ből kaphatjuk, figyelembe véve azt, hogy K_i meghatározza a_i -t és b_i -t:

$$a_i(k+1) = a_i(k) - \beta \cdot e(kT) \cdot u_i(kT) \quad (55)$$

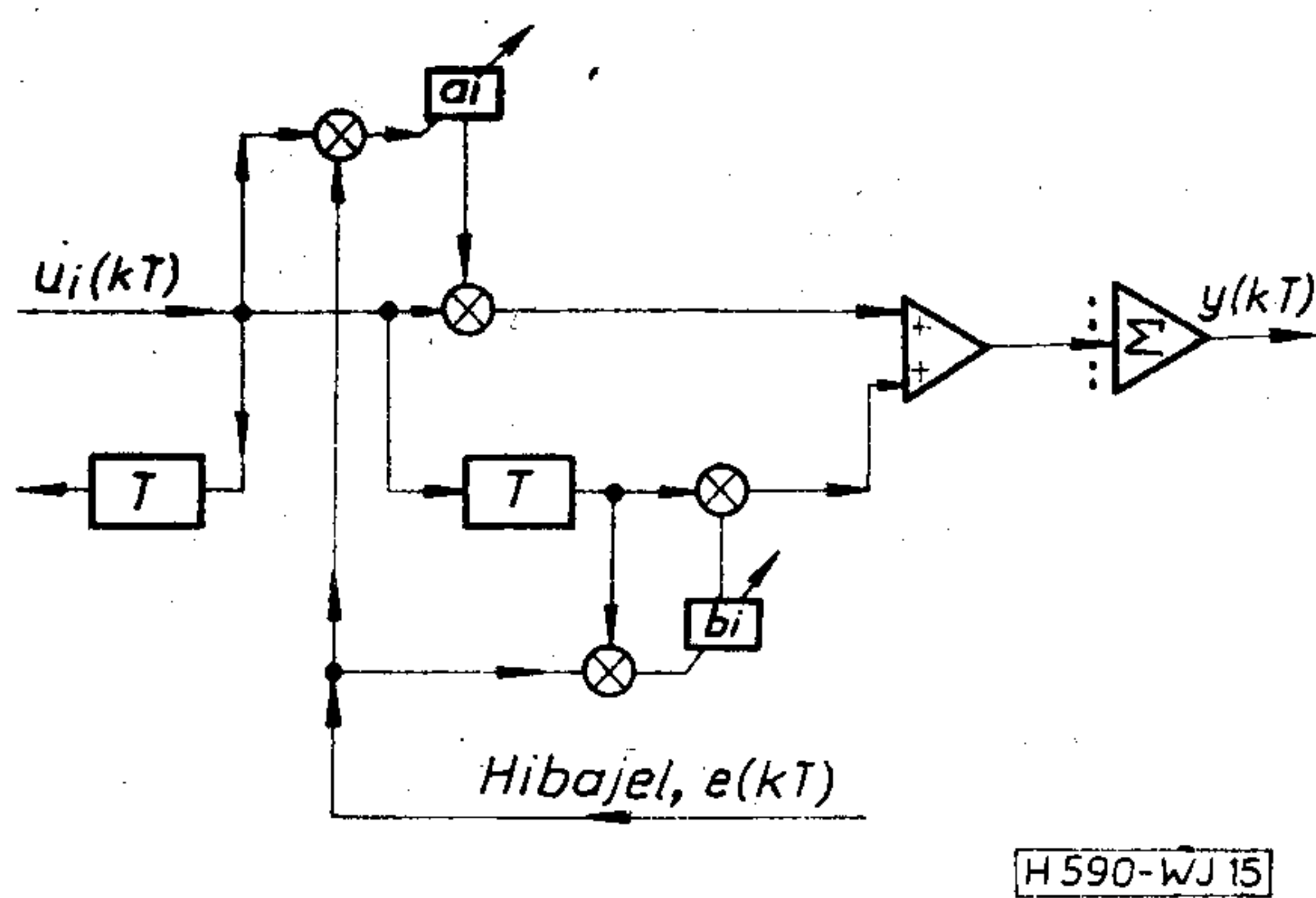
$$b_i(k+1) = b_i(k) - \beta \cdot e(kT) \cdot u_i(kT - T), \quad (56)$$

ahol feltételeztük, hogy $\beta_k = \beta = \text{konstans}$.

A kiegyenlítő vázlatát a 14. ábra kiegészítésével kaphatjuk. Nem rajzoltuk fel a teljes, adaptív rendszert, csupán a szükséges kiegészítő részleteket áb-



14. ábra. Másodfokú tagokból felépített véges memóriájú rekurzív szűrő



15. ábra. A 14. ábra szűrőjének adaptívra tételéhez szükséges kiegészítések

rázoltuk a 15. ábrán. Ezzel kiegészítve a 14. ábra struktúráján valamennyi párhuzamos szűrőágat, megkapjuk a rekurzív kiegyenlítőt. Az ábrák összevetéséből könnyen azonosítható, hogy melyik blokk hová kapcsolódik.

A rekurzív kiegyenlítőnél is szükség van a beállító sorozatra. A beállító sorozatot célszerű a

$$\xi(n) = \sum_{n=0}^{N-1} \xi_n \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{NT} \cdot t + \varphi_n\right) \quad (57)$$

alakban felvenni, ahol ξ_n véges készletből választható. A beállító sorozat hatására a kiegyenlítő együtthatói olyan értéket vesznek fel, hogy a csatorna és a kiegyenlítő együttes karakterisztikája az

$$\omega_n = \frac{2\pi n}{NT} \quad (58)$$

pontokban négyzetes átlag értelemben közelítse legjobban a jelátlapolódás mentes karakterisztikát.

A kiegyenlítő együtthatói a párhuzamos struktúra miatt egymástól függetlenül állíthatók. A rekurzív szűrő megvalósításához több áramköri elem kell, mint pl. a döntésirányítású rendszeréhez.

A fésűszűrő zérusai és pólusai ugyanazon helyeken, az egységkör

$$z_n = \exp\left(j \frac{2\pi n}{N}\right) \quad (59)$$

pontjaiban vannak, ami a stabilitás határa.

A zérusoknak a pólusokat törölniük kellene, de a $\cos(2\pi i/N)$ szorzótényezők pontatlansága és a műveletvégzések közben keletkező kvantálási zaj hatására ez nem történik meg pontosan. Ettől a rendszer könnyen instabillá válhat. Az instabilitás megszüntethető, ha a zérusokat és a pólusokat valamivel az egységkörön belülré helyezzük. Ez matematikailag valamennyi egyenletben z^{-1} helyett $\exp(-\alpha) z^{-1}$ -et jelent. Az irodalom szerint elegendő, ha $\exp(-\alpha) = 1 - \exp(-12)$.

7. A keretezés módszere [10]

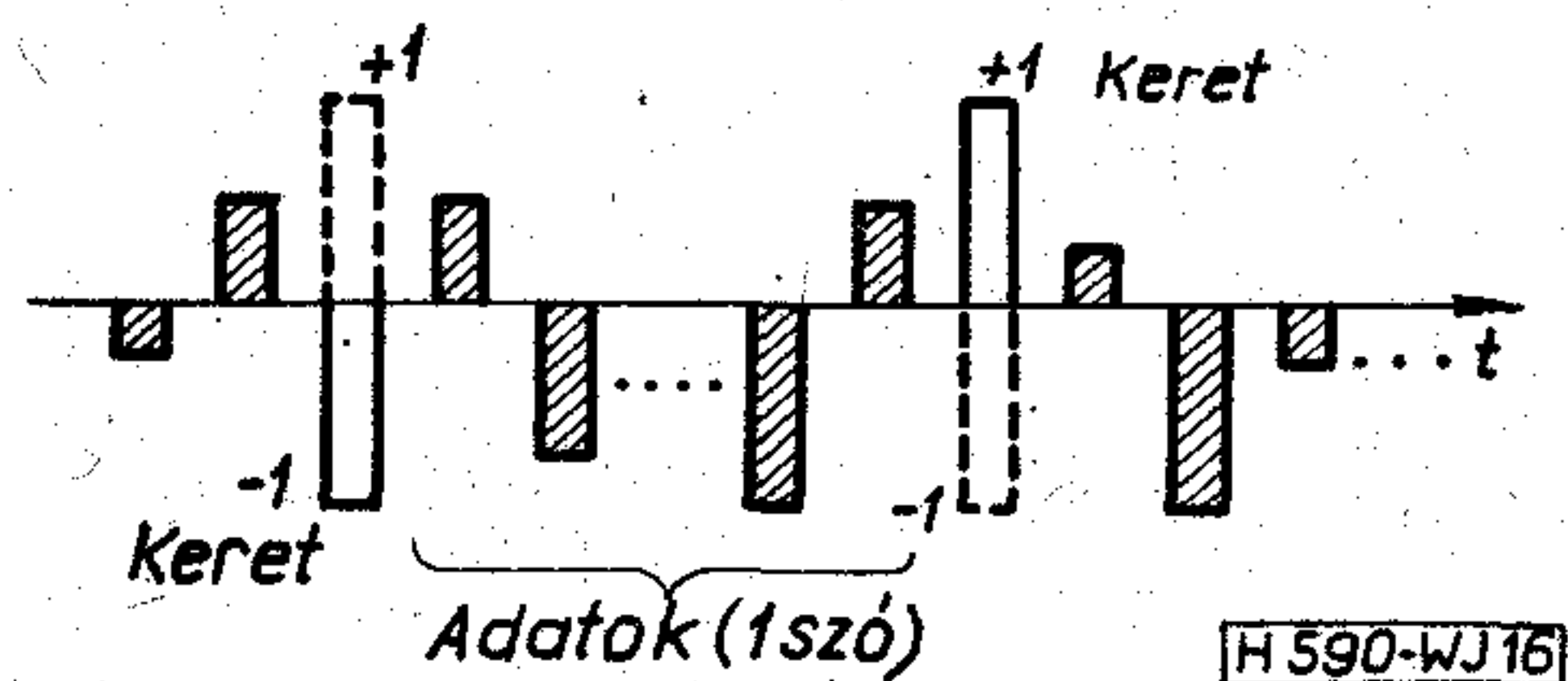
Az előző szakaszokban ismertetett megoldásoknál minden esetben a kiegyenlítő kimenetén megjelenő, becsült adatjelet használtuk fel a működtetéshez.

A vevő számára ideális referenciajelet állíthatunk elő azonban akkor, ha az információt blokkokra bontjuk, és minden blokkot egy előre ismert keretező jellel zárunk le. Egy blokk hosszúsága például egy kódszó hossza, a keretet az adási és vételi oldalon is keretező generátorok (például álvéletlen generátor) állítják elő. A két generátornak szinkronban kell lennie egymással. A kiegyenlítést csak a keretező jel segítségével végezzük.

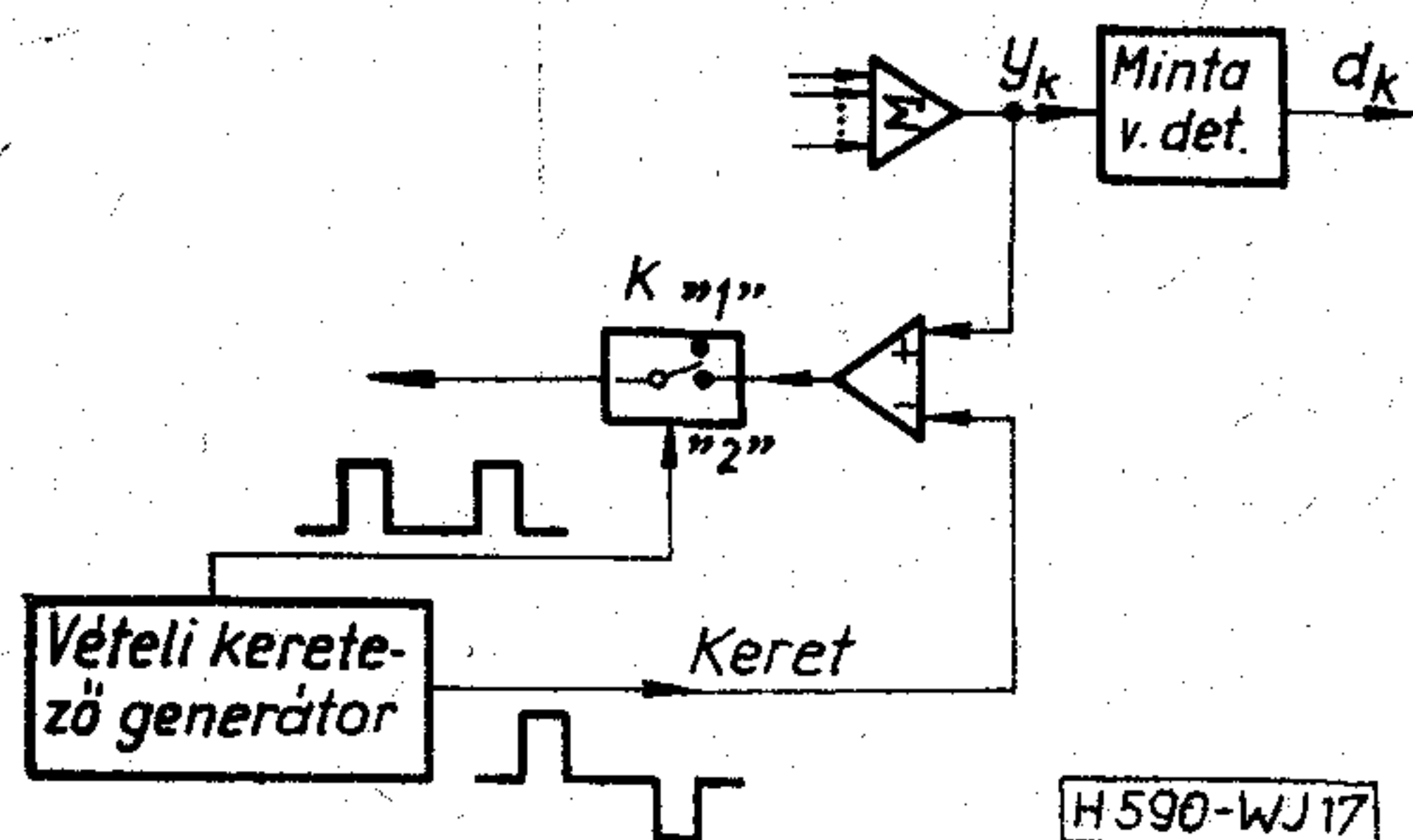
Az elvet a 16. ábrán szemléltetjük, ahol a keret elemei két-, az adatok többszintűek.

Az elv bármely adaptív rendszerben alkalmazható. A 17. ábrán a döntésirányítású rendszerben szükséges kiegészítő részleteket rajzoltuk meg.

A hiba meghatározását a vételi oldali keretező generátor segítségével végezzük. Ez a generátor a



16. ábra. A „keretezés” elve



17. ábra. A „keretezés” elvének alkalmazása

kétszintű keretező sorozat mellett ad egy unipoláris sorozatot is, amelynek segítségével a K kapcsoló vezérlése történik. Amikor véletlen adat, tehát valamely szó egy eleme érkezik a kimenetre, a K kapcsoló 1 állásban van, hibabecslés nem történik. Ha a kimeneten a keretező jelet várjuk, a K kapcsolót az unipoláris impulzus 2 állásba vezérli, a hibajel eljut a keresztkorrelátorokhoz. A kiegyenlítő a keretre nézve tehát adaptív, az adatszavakra nézve preset működésű.

Az együttthatók konvergálnak optimális értékükhöz, amennyiben az alapeljárás — a döntésirányítású algoritmus — önmagában konvergens. A konvergencia sebessége kisebb, mint a közönséges döntésirányítású rendszerben. A vevőnek pontosan ismernie kell a keretet, a vett keretező jelnek és a vételi oldalon előállított keretező jelnek pontosan együtt kell futnia. A keretezés módszerét elsősorban pont-pont közötti összeköttetésekben célszerű alkalmazni.

8. Összefoglalás

A cikkben néhány, az alapsávi adatátviteli rendszerekben alkalmazott adaptív kiegyenlítőt mutatunk be a négyzetes átlaghiba minimalizálására.

A kiegyenlítést végző mintavételező szűrő együttthatóinak beállítása — könnyű megvalósíthatósága következtében — leggyakrabban iterációval történik. Mivel a négyzetes átlaghiba az együttthatóknak konvex függvénye, így a kiegyenlítő beállításához jól felhasználható a négyzetes átlaghiba gradiense.

Az egyik legismertebb és legegyszerűbb adaptív kiegyenlítő típus a döntésirányítású rendszer. Az együttthatók állítása a kiegyenlítőt követő döntő áramkör — a mintavételező detektor — kimenő jelének, a becsült adatoknak a segítségével történik. A dolgozatban bemutatott rendszerrel a gradiens típusú léptető algoritmust alkalmaztuk a T -szűrő súlytényezőinek beállítására. Mivel a kiegyenlítő transzverzális szűrőre épül, itt stabilitási probléma

nem lép fel. Közepes és kis jel/zaj viszony esetén többszintű átvitelre is alkalmazható.

Különösen kapcsolt hálózatban történő alkalmazásnál jelenthet problémát az, hogy a kiegyenlítendő csatorna súlyfüggvénye a vétel helyén nem ismert elég pontosan. Ahhoz, hogy az eljárás konvergenciáját ilyenkor is biztosítani lehessen, a kiegyenlítés kezdetén a vétel helyén is ismert beállító sorozatot kell a csatornán átküldeni, amely a működtetéshez ideális referenciajelként szolgál.

A kezdeti beállítás alatt a hasznos információközlés szünetel, így ennek ideje csökkenti az adatátviteli csatorna kihasználtságát.

A kezdő beállítás ideje a ciklikus kiegyenlítő alkalmazásával csökkenthető.

A ciklikus kiegyenlítőnél a beállító sorozat vétele után a kiegyenlítőnek a csatornával való kapcsolata megszakad. A kiegyenlítést végző T -szűrő ki- és bemenetét összekapcsolva a T -szűrőben tárolt mintákat hurokba zárjuk. A vezérlést az adatórától egy nagysebességű óra veszi át, ennek segítségével a hurokba zárással végtelenített beállító sorozatra a kiegyenlítés rövid idő alatt megtörténhet. Az ily módon végrehajtott ciklikus beállítással a kiegyenlítő együttthatói elég jó kezdeti értéket kapnak a véletlen adatok fogadására. A T -szűrő zárt hurkát megszakítva a kiegyenlítő újra a csatornához kapcsolódik, és a vezérlést az adatóra veszi át. A további működés azonos az egyszerű döntésirányítású kiegyenlítőével.

A ciklikus kiegyenlítőknek két változatát mutattuk be. A gradiens típusú léptető algoritmussal működőnél van átlagolás, így ez lassúbb és megfontoltabb, mint a sztochasztikus algoritmussal működő. Ez utóbbi a gradiens típusú léptető algoritmus elfajult esetének tekinthető, mivel az átlagolás hosszát egységnyire választjuk, azaz nem végzünk átlagolást. A sztochasztikus algoritmus a ciklikus beállítás alatt nem mindig konvergens, azonban a gyakorlatilag számba jöhető csatorna-karakterisztikákra a konvergencia feltétele teljesül. Előnye, hogy az átlagolás elhagyása miatt csökken a tárolószükséglet.

A ciklikus kiegyenlítők előnye az egyszerű rendszerekkel szemben az is, hogy a kezdő beállításhoz nem kell megvárni, amíg a vett és a kiegyenlítő beállító sorozat-generátorában tárolt beállító sorozat szinkronba kerülnek. Sőt, a kezdő beállítás után a kiegyenlítő jelzi azt is, hogy a szinkronhiba a T mintavételi időnek hányszorosa. Ennek a képességnek a csatorna karakterisztikája és a zaj nagysága szab határt. A gyakorlati ellenőrzés az adott alkalmazásban számba jöhető csatornakarakterisztikákra, különböző jel/zaj viszonyok mellett végrehajtott számítógépes szimulációval hajtható végre.

A döntésvisszacsatolt kiegyenlítőt a döntésirányítású rendszerhez hasonlóan a pillanatnyi döntések irányítják. A működést azonban az előző M döntés, azaz a becsült adatsorozat utolsó M eleme is befolyásolja oly módon, hogy késleltető láncba vezetve visszacsatoljuk a detektor kimenetét. Bár visszacsatolás van, a rendszer mégsem rekurzív. Ennek oka, hogy nem a mintavételező szűrő, hanem a döntő áramkör kimenetét — azaz a csatorna bemenetére kerülő adatsorozat egy elég jó becsülését — csatoljuk vissza. Ezért stabilitási problémával sem kell számolnunk.

A döntésvisszacsatolt kiegyenlítővel kisebb négyzetes átlaghiba érhető el, mint a döntésirányítású rendszerrel.

Ismert, hogy a T -szűrő véges memóriájú rekurzív mintavételező szűrővé transzformálható. A transzformáció után kapott párhuzamos struktúrájú szűrő felhasználásával is építhető kiegyenlítő. Az általunk bemutatott rendszer döntésirányítású volt és a sztochasztikus algoritmussal működött. Kiegyenlítési tulajdonságai körülbelül a T -szűrőre épülő döntésirányítású kiegyenlítőével azonosak. Hátránya azonban toleranciaérzékenysége. A rekurzív struktúra miatt gondot kell fordítani arra is, hogy a rendszer ne váljon instabillá. További hátránya, hogy azonos képességek mellett bonyolultabb, mint a transzverzális szűrővel realizált kiegyenlítő.

Végezetül a döntésirányítású kiegyenlítőn bemutattuk a „keretezés” módszerét, amely egyébként független a kiegyenlítő struktúrájától. Itt a kiegyenlítés csak a szabályos időközönként érkező keretező jelekre történik, melyek a vétel helyén is pontosan ismertek. Az eljárás hátránya, hogy a konvergencia lassúbb, mint az alapalgoritmus. Előnye azonban, hogy az alkalmazott áramköri elemektől megkívánt működési sebesség kisebb. Használata elsősorban pont—pont közötti összeköttetéseken célszerű, mivel itt az egymást követő kapcsolatfelvételek során várhatóan sokkal kisebb eltéréseket kell korrigálni, mint kapcsolt hálózatban.

Köszönetnyilvánítás

A szerző köszönetét fejezi ki dr. Sallai Gyula kandidátusnak értékes megjegyzéseiért.

IRODALOM

- [1] Lucky, R. W.—Salz, J.—Weldon, E. J.: Adatátvitel. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973.

- [2] Gordos G.—Varga A.: Adatátvitel és adatfeldolgozás. BME jegyzet, J5—771
- [3] Sallai Gy.: Adatátviteli összeköttetések kiegyenlítése transzverzális szűrővel. Híradástechnika, XXII. évf. 1971. 4. szám
- [4] Lucky, R. W.: Automatic Equalization for Digital Communication. The Bell System Technical Journal, Vol. XLIV, April 1965.
- [5] Hirsch, D.—Wolf, W. J.: A Simple Adaptive Equalizer for Efficient Data Transmission. IEEE Trans. on Communications, COM—18, 1970. Febr.
- [6] Lucky, R. W.—Rudin, H. R.: An Automatic Equalizer for General Purpose Communication Channels. The Bell System Technical Journal, Vol. XLVI, Nov. 1967.
- [7] Mueller, K. H.—Spaulding, D. A.: Cyclic Equalization — A New Rapidly Converging Equalization Technique for Synchronous Data Communication. The Bell System Technical Journal, Vol. 54, No. 2. Febr. 1975.
- [8] Niessen, C. W.: Adaptive Equalizer for Pulse Transmission IEEE Trans. on Communications, COM—18, Number 2, Aug. 1970.
- [9] Butler, P.—Cantoni, A.: Noniterativ Automatic Equalization. IEEE Trans. on Communications, COM—23, Number 6, June 1975.
- [10] Eggimann, F.: Computer Simulation of an Automatic Adaptive Equalizer for Real Telephone Channels and Free Data Format. IEEE Trans. on Audio, AU—18, Number 4, Dec. 1970.
- [11] George, D. A.—Boluen, R. R.—Storey, J. R.: An Adaptive Decision Feedback Equalizer. IEEE Trans. on Communications, COM—19, Number 3, June 1971.
- [12] Proakis, J. A.: Adaptive Digital Filters for Equalization of Telephone Channels. IEEE Trans. on Audio, AU—18, Number 2, June 1970.
- [13] Sallai Gy.: A mintavételező (digitális) szűrők osztályozása. Híradástechnika, XXVII. évf. 7. szám, 1976. július
- [14] Sallai Gy.: A digitális szűrők tervezésének alapelvei. Híradástechnika, XXVII. évf. 9. szám, 1976. szept.
- [15] Gordos G.: AM rendszerek torzításainak transzformációja szorzó demoduláció esetén. Híradástechnika, XXI. évf. 1970. 4. szám
- [16] Mark, J. W.—Haykin, S. S.: Adaptive equalisation for digital communication. Electronics Record, Vol. 118, Dec. 1971.
- [17] Proakis, J. G.—Miller, J. H.: An Adaptive Receiver for Digital Signaling Through Channels With Intersymbol Interference. IEEE Trans. on Information Theory, IT—15, Number 4, July 1969.

SZEMLE

Folytatás a 263. oldalról

A felhasználók tudatában a hangszórók teljesítménye és terhelhetősége meglehetősen elméleti érték. Ezt a különböző (nem egységes) mérési módszerek is elősegítették, hisz gyakran pl. a terhelhetőségből a hangerőre is következtetnek. A Summit fejlesztőmérnökeit ez készítette arra, hogy a hangfalakat digitális teljesítmény-kijelzővel lássák el. A leg egyszerűbb megoldást LED-es kijelző adja, ha a kijelzések 3 ill. 4 dB-nek felelnek meg. Az ilyen lépésköz azonban még a szakember számára is nehezen értékelhető ki. Ezért inkább azt a módszert választották, hogy a hangfal valóban leadott teljesítményét másodpercenként 3 alkalommal meghatározzák és digitálisan kijelzik. Ez elég lassú ahhoz, hogy a számértékeket el lehessen olvasni, de elég gyors a változások követésére. A gyár 3 hangfalból álló együttesnél valósította meg a kijelzést, ehhez frekvencia-váltót is készített. A gyári eredményeik alapján a váltó meredeksége 18 dB. (Funkschau, 1978. febr. 10. [493].)

Sokak szerint a lézer-dióda által kibocsátott fény nem elég pontszerű és stabil ahhoz, hogy fényvezetők gerjesztő elemeként alkalmazni lehessen. A kis veszteségű fénycsövek meghajtásához olyan kör alakú sugárzási pontot kell biztosítani, amely állandó (mind helyben, mind méreteiben). Az IBM fényvezető laboratóriumában olyan GaAlAs lézer-diódát fejlesztettek ki, amely 2 μ m átmérőjű, állandó fénypontot ad. A dióda a stabilitását teljesítmény-függetlenül tartja, egészen a dióda tönkremenési szintjéig. A legtöbb félvezető lézer elliptikus fénypontban sugároz, ezt speciális lencsékkel alakítják át kör alakú fényponttá. Ez energiaveszteséget és bonyolult rendszerfelépítést okoz. Az IBM speciális felépítésű (bonyolult mechanikai kiképzésű) diódája biztosítja, hogy a dióda belsejében mintegy fókuszáló lencse keletkezik (felépítésében a szórólencsére hasonlít, két széle szélesebb, mint a közepe). Az aktív tartomány, amely a legkeskenyebb részen helyezkedik el, a legnagyobb erősítésű. Következő feladat a jó hőelvezetés megoldása. (Elektronics, 1978. jan. 19. [492].)

* Válogatás a KGTJIK (KGM—TMTI) információs anyagából.

Folytatás a 285. oldalon

Számítógép programok katalógusa, 1977

ETO 621.39:681.3.06 (805)

Az alábbi összeállítás az elektronikára vonatkozó, 1977-ben elkészült számítógépprogramok katalógusát tartalmazza. A programok adatait az intézmények illetékes vezetői küldték be a BME Híradástechnikai Elektronikai Intézet felkérésére.

A kialakult szokásoknak megfelelően az elektronikus eszközökre, elektronikus áramkörökre, híradástechnikai berendezésekre és híradástechnikai

rendszerekre vonatkozó programokat állítottunk össze. A programkatalógus a programokat a beérkezés sorrendjében közli.

A „Számítógép programok katalógusa 1978” összeállításba azokat a programokat fogjuk felvenni, amelyeket 1979. január 31-ig a BME Híradástechnikai Elektronika Intézetnek (1111 Budapest, Stoczek u. 2.) beküldenek.

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Tulajdonos intézmény szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
WIC	Vastagréteg hibrid integrált áramkörök interaktív tervezése, dokumentálása és gyártásának segítése	HP 9810 gépi kód	Ripka Gábor BME Elektronikai Technológia Tsz.	Remix Rádiótechnikai Vállalat	Felhasználói kézikönyv (BME Elektr. Techn. Tsz.).
ANAL	Az ANAL programcsomag irányított gráfok analízisére szolgál.	FORTTRAN	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Szomor Pál	MTA Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézete Szomor Pál	Belső felhasználási leírás
KT31EH	A program a NyÁK tervezéséhez meghatározza az egy tokba helyezendő elemeket és az IC tokok konstrukciós címszerinti helyét a kártyán. A nem integrált áramköri elemekre tokhely szerinti ajánlást ad.	FORTTRAN ASSEMBLER	Petrovits István Donáth János Dániel József SzKI	SzKI Koszó Gábor	KT 15 Programozók kézikönyve. 1977.
KT3Ø	A program összeveti a logikai kapcsolási rajz és a NyÁK gyártófilm összekötési adatait. Hibátlan adatok esetén elkészíti a fúrógépvezérlő utasításokat lyukszalagra SCHMOLL vagy GID2 NC fúrógéphez.	FORTTRAN ASSEMBLER	Donát János SzKI	SzKI Koszó Gábor	KT3Ø Programozók kézikönyve 1977.
KTSZ	A program megtervezi a NyÁK beültetési (szita) rajzát, amely az IC tokokat, nem integrált áramköri elemeket, szűrőkonдензаторokat és síneket ábrázoló szimbólumokat és az azonosítókat tartalmazza. Elkészíti a rajzgépvezérlő utasításokat mágnesszalagra a FERRANTI rajzgéphez.	FORTTRAN ASSEMBLER	Vass Gyula SzKI	SzKI Koszó Gábor	

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Tulajdonos intézmény szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
DINA	Diszkrét idejű (digitális) hálózatok frekvenciatarománybeli analizésére alkalmas programrendszer.	BASIC—PLUS (PDP—11)	Péceli Gábor	BME Műszer- és Méréstechnika Tanszék Péceli Gábor	
DIFI	Programcsomagok digitális szűrők analizéséhez és szintéziséhez.	BASIC—PLUS (PDP—11)	Péceli Gábor	BME Műszer- és Méréstechnika Tanszék Péceli Gábor	
ASPL	Demonstrációs programcsomag sztochasztikus jelek vizsgálatához.	BASIC—PLUS (PDP—11)	Tóth Csaba	BME Műszer- és Méréstechnika Tanszék Sztipanovits János, Tóth Csaba	
SYSTEM	Állapotegyenleteivel adott rendszer működésének szimulációja	BASIC—PLUS (PDP—11)	Papp Zoltán	BME Műszer- és Méréstechnika Tanszék Papp Zoltán	
KALMAN	Állapotegyenleteivel adott rendszer állapotváltozóira optimális becslést ad zajos megfigyelések alapján.	BASIC—PLUS (PDP—11)	Papp Zoltán	BME Műszer- és Méréstechnika Tanszék Papp Zoltán	
„MIKROHULLÁMÚ ÁRAMKÖRÖK TERVEZÉSE” pr. csomag	Az egyes programok a különféle tápvonalkonfigurációkhoz kapcsolódó számításoktól kezdve, a koncentrált és elosztott paraméterű elemeket tartalmazó helyettesítő képek megadásán, a különféle aktív elemek modellezésén keresztül, konkrét áramkörök analizéséhez, tervezéséhez és méréséhez kapcsolódnak.	HP—65 HP—97 EMG—666	Völgyi Ferenc BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék	BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék Völgyi Ferenc	
DARC bikvadratikus felbontású aktív RC szűrőket tervező programrendszer	P, T1, T2, C approximációk; LP, HP, BP, BS tartomány, optimalizált alaptagok. Bemérés és ellenőrzés mérőautomatikával.	R12 FORTRAN	dr. Herendi Miklós Műszeripari Kutató Intézet	Műszeripari Kutató Intézet dr. Herendi Miklós	Felhasználói utasítás a DARC programrendszerhez
DSUP	Komplett tápegységtervező programrendszer. Tervezhető részek: hálózati transzformátor (EI, M, TE, M magokon), egyenirányító és stabilizátor áramkörök.	FÖRTRAN	dr. Horváth Judit MIKI	Műszeripari Kutató Intézet dr. Horváth Judit	Felhasználói utasítás a DSUP programrendszerhez
DPLC létra-kapcsolású LC szűrőket tervező programrendszer	Veszteségmentes és veszteséges, szimmetrikus és antiszimmetrikus aluláteresztők és sávszűrők tervezhetők csebisevi és max. lapos áteresztőrészsel. Ellenőrzés mérőautomatikával.	R12 FORTRAN	dr. Herendi Miklós Műszeripari Kut. Int.	Műszeripari Kut. Int. dr. Herendi Miklós	Felhasználói utasítás a DPLC program rendszerhez

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Tulajdonos intézmény szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
AMPER 77 mérésautomatizálási nyelv fordító programja	BASIC implementáció, mely mérőautomaták vezérlő utasításait is tartalmazza.	EMG 666 gépi kód (8 k tárbővítés és PREPAMAT szükséges)	Sziládi Tibor Műszeripari Kut. Int.	Műszeripari Kut. Int. Sziládi Tibor	Felhasználói utasítás az AMPER 77 fordítóprogramhoz
TRANZ-TRAN 3/D	Display-üzemű, interaktív áramkör-szimulációs program, DC, AC, tranziens analízis, 30 csomópont, 60 ág	SLANG—3	dr. Székely Vladimir BME Elektronikus Eszközök T.	Központi Fizikai Kutató Intézet, REMIX Rádiótechnikai Vállalat, BME Elektronikus Eszközök T. dr. Székely Vladimir dr. Tarnay Kálmán	dr. Székely—dr. Tarnay—Bernus: TRANZ—TRAN 3/D display üzemű, interaktív áramkör-szimulációs program Híradástechnika sajtó alatt Használati utasítás BME—KFKI, 1978.
LOG-TRAN-8k	Logikai áramkörök szimulációjára szolgáló program, kapuáramkör és flip-flop modellekkel, max. elemszám 1000.	SLANG—3	dr. Tarnay Kálmán Masszi Ferenc BME Elektronikus Eszközök T.	BME Elektronikus Eszközök T. dr. Tarnay Kálmán, Masszi Ferenc	Használati utasítás, 1977.
8080 ANTI-ASSEMBLER	Hexadecimális formátumú file-on levő program visszafordítására	FORTTRAN	dr. Tarnay Kálmán Masszi Ferenc BME Elektronikus Eszközök T.	BME Elektronikus Eszközök T. sz. dr. Tarnay Kálmán, Masszi Ferenc	Használati utasítás, 1977.
HAMAS 77	Kerülőutas irányítású távbeszélő hálózatok használhatósági analízise a túlsordult forgalmak ERT módszerrel való kezelésével	OS/8 BASIC—PDP	BME—HEI/ Engedi Antal, Jereb László PKI — Peregi Zsolt	PKI — Sallai Gyula, Peregi Zsolt BME—HEI Jereb László	A távközlő hálózat használhatóságának számítógépes vizsgálata. Diplomaterv BME—HEI 1977.
ODACON	Adott beruházási keret felosztása egy a komplex távközlő hálózat különböző csatornanyaláb típusai között úgy, hogy a hálózat forgalom átteresztő képessége a maximális mértékben javuljon	OS/8 BASIC—PDP	PKI Sallai Gyula	PKI Sallai Gyula	Forgalom-átteresztő képesség szempontjából optimális beruházási stratégia c. tanulmány, 1977.
BLOMEN	Többközpontos helyi hálózatokban a központok optimális számának, helyének, tápterületének és kapacitásának meghatározása homogén forgalom eloszlás és szövetvényes trunkhálózat feltételezésével.	OS/8 BASIC—PDP	PKI Sallai Gyula	PKI Sallai Gyula	Többközpontos hálózatok topológiai tervezése számítógéppel c. tanulmány, 1977.
TRANS	Programcsomag maximális lapos és inverz Csebisev véges memóriájú digitális (transzverzális) szűrők tervezéséhez, mind lineáris, mind minimál fázis esetére.	OS/8 BASIC—PDP	PKI Sallai Gyula B. Kiss András	PKI Sallai Gyula	Direkt módszerek FIR digitális szűrők tervezéséhez c. tanulmány, 1977.

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Tulajdonos intézmény szakértő	Ismertetés elkészítésének dátuma
ANAL—P	A program távbeszélő hálózatok korszerű fenntartására szolgáló „Hálózatanalizátor” lyukszalagon rögzített adatait dolgozza fel.	FORTTRAN—II.	PKI Faragó Mária	PKI Faragó Mária Bilszky László Soós György Szentannai Péter	„A Hálózatana- lizátor berende- zés működését ér- tékelő program- csomag dokumen- tációja” 1977. PKI programdokumen- táció
STATOF—2	A programcsomag elő- nyös alkalmazási terü- lete egy rendszer egy (vagy több) paramé- terének más paramé- terétől (vagy paramé- tereitől) való függé- sének vizsgálata sta- tisztikai jellemzők se- gítségével	OS/8 BASIC PDP	PKI Szabó József	PKI Szabó József	„Közelvégi át- hallási csillapítás mérése helyi háló- zatban 128 kHz- ig” 1977. PKI tanulmány
STATOF—3	STATOF—2 szubru- tinjainak felhasználá- sával elsősorban adatátviteli hiba- arány mérésadatok statisztikai jellemzői- nek OFF-line megha- tározására szolgál	OS/8 BASIC PDP	PKI Szabó József	PKI Szabó József	„Adatátviteli mé- rések a távbe- szélő hálózaton” 1977. PKI tanul- mány (L. még STATOF—2)
F.I.T.	Egyváltozós regresz- ziók	RE0031 (BASIC)	PKI Ecsedi Gáborné	PKI Ecsedi Gáborné	76. PKI tanul- mány — Hálózat- tervezési program
	Kétdimenziós logarit- mikus regresszió szá- mítása	RE005 (BASIC)	PKI Sallai Gyula	PKI Sallai Gyula	Helyközi gerinc- hálózat-fejlesztési terv Tanulmány 4. kötet. 6. fej.
ODANEL	Adott összeg opti- mális felosztása há- zati síkok között	RE004	PKI Lajtha György Sallai Gyula	PKI Sallai Gyula	PKI tanulmány
LOCEX	Távbeszélőközpont helyének meghatáro- zása	RE0022 (BASIC)	PKI Merényi Ágota	PKI Merényi Ágota	1976. PKI ta- nulmány — Háló- zattervezési prog- ramok
Villamosmérnöki programcsomag	Lineáris hálózatok analízise és tervezése	EMG 666	BME—HEI Gefferth László Prónay Gábor Solymosi János Trón Tibor	EMG Krizs Vladimir Segesdi Gábor	EMG program- leírás 1977.

Amplitúdómodulált adóberendezések eredő hatásfokának meghatározása

ETO 621.376.2:621.396.712.017.8

Napjainkban a középhullámú műsorszórásban egyre nagyobb teljesítményű berendezéseket használnak. A néhány száz kw-os adóteljesítmény már kicsinek számít.

A növekvő adóteljesítmény előtérbe helyezte és egyre élesebben veti fel az adóberendezések eredő hatásfokának kérdését. Ennek vizsgálata a gyártó és üzemeltető szempontjából egyaránt fontos.

Az adóberendezés hatásfoka a moduláló jel amplitúdójától és az alakjától függ. Vizsgálójelnek egy állandó amplitúdójú szinuszhullámot szoktak használni.

Két különböző áramköri megoldást használó adóberendezés hatásfokának összehasonlításakor attól függően ítéljük jobbnak az egyik vagy a másik berendezést, hogy milyen modulációs mélységnél mért hatásfokadatokat vetünk össze. Rendszerint a teljes kimodulálásnál mért hatásfokot tekintik az összehasonlítás alapjának. Ez azonban több szempontból is rossz:

- a tényleges moduláló programnak viszonylag kicsi az átlagos modulációs mélysége, így a teljes kimodulálásnál mért adatokból rossz becslést kapunk a berendezés tényleges üzemi jellemzőire;
- mivel az, hogy milyen modulációs mélységnél kapjuk a legjobb hatásfokot, befolyásolható az áramköri paraméterekkel, a teljes kimodulálást alapul vevő szemlélet helytelenül arra ösztönzi a gyártókat, hogy olyan megoldásokat keressenek, ahol a teljes kivezérlésnél optimális a hatásfok.

Nem lenne helyes az sem, ha az átlagos modulációs mélységnél mért hatásfokot tekintenénk eredő hatásfoknak, mivel ekkor egyáltalán nem vennénk figyelembe nagy kivezérlésnél a hatásfok alakulását.

A következőkben a hangjellel modulált AM-adók eredő hatásfokának meghatározásához egy egyszerű kifejezést javasolunk. A javasolt egyenlet levezetése kissé hosszadalmas, ezért a levezetés részleteit a függelékekben találjuk meg. A függelékeket úgy szerkesztettük meg, hogy azok önállóan is olvashatók legyenek.

Az eredő hatásfok definíciója:

$$\eta_e = \frac{\overline{P_h(m)}}{\overline{P_o(m)}} \quad (1)$$

ahol a fölülhúzás az átlagolást jelenti.

m a pillanatnyi modulációs mélység,

P_h az adó kimeneti teljesítménye (hasznos teljesítmény),

P_o a tápegységből felvett teljesítmény.

Az eredő hatásfok amplitúdómodulált adók esetén a következő egyenletből határozható meg:

$$\frac{1}{\eta_e} = \frac{1}{1+m^2} \left[\frac{1+m^2}{\eta(m)} \right] \quad (2)$$

ahol: $\eta(m)$ az adóberendezés hatásfoka akkor, ha

1:1 kitöltési tényezőjű négyszögjellel modulálunk, amelynek a modulációs mélysége: m .

Ez az egyenlet az eredő hatásfok legáltalánosabb kifejezése, levezetését az A függelék tartalmazza.

A moduláló programjel statisztikus tulajdonságai az átlagoláson keresztül érvényesülnek az alapegyenletben.

A további számításokban feltételeztük, hogy a moduláló jel az idő felében gamma eloszlással közelíthető. Ez reprezentálja a zenei programot. A műsoridő másik felében a beszédjel modulál, amiről feltételeztük, hogy kétoldalas exponenciális eloszlással közelíthető, továbbá aktivitási tényezője: 50%. Feltételeztük még, hogy a fenti moduláló jel legfeljebb az idő 1%-ában hoz létre túlmodulálást. A feltételezett jel részletes leírása a B függelékben található.

Az eredő hatásfok általános kifejezésének és a programjel statisztikájának felhasználásával a C függelékben részletezett módon levezethető a következő egyszerű kifejezés:

$$\frac{1}{\eta_e} = \frac{0,519}{\eta(0\%)} + \frac{0,26}{\eta(20\%)} + \frac{0,112}{\eta(40\%)} + \frac{0,0541}{\eta(60\%)} + \frac{0,0278}{\eta(80\%)} + \frac{0,0276}{\eta(100\%)} \quad (3)$$

ahol: $\eta(0\%)$ moduláció nélkül mért hatásfok,
 $\eta(20\%)$ 20%-os négyszögmodulációhoz tartozó hatásfok,
 $\eta(40\%)$ 40%-os négyszögmodulációhoz tartozó hatásfok ... és így tovább.

A (3) egyenlet levezetésénél a megadott pontok között lineáris interpolációt alkalmaztunk.

Az η mérésénél a következő nehézségek lépnek fel:

- a négyszögjel jobban igénybe veszi az adót, mint a szokásos szinuszhullámú vizsgálójel;
- a négyszögjel olyan meredek éleket tartalmaz, amelyek a tényleges programjelen nincsenek. Ezért a négyszögjeles mérésnél olyan dinamikus veszteségeket is figyelembe veszünk, amelyek a

programjellel történő moduláció esetén nem jelentkeznek;

- az AM adók nagy részét nem tervezték impulzusátvitelre, ezért a négyszögjelet csak nagy torzítással viszik át.

A fentiekből levonhatjuk azt a következtetést, hogy η -át gyakorlatilag nem tudjuk mérésrel meghatározni. Jól használható viszont a (3) kifejezés az elméleti számításoknál, ugyanis elméletileg sokkal könnyebb meghatározni a hatásfokot, ha négyszögjellel modulálunk, mint más jelalak esetén. Az elvi számításnál a mérést korlátozó okokat egyszerűen figyelmen kívül hagyhatjuk.

A gyakorlati mérés szinuszjellel történik. A szinusz hullámú modulációnál mérhető hatásfokadatokból a D függelékben vezettük le az eredő hatásfok kifejezését.

A levezetésben az eredő hatásfok általános kifejezésén kívül a (3) egyenletet is felhasználtuk. A levezetés végeredménye:

$$\frac{1}{\eta_e} = \frac{0,387}{\eta_s(0\%)} + \frac{0,266}{\eta_s(20\%)} + \frac{0,154}{\eta_s(40\%)} + \frac{0,0941}{\eta_s(60\%)} + \frac{0,0195}{\eta_s(80\%)} + \frac{0,0793}{\eta_s(100\%)} \quad (4)$$

ahol: η_s az adott modulációs mélységű szinuszos modulációhoz tartozó hatásfok.

A gyakorlatban $\eta_s(100\%)$ helyére a megengedett maximális modulációs mélységhez tartozó hatásfokadatot kell behelyettesíteni.

A szerző javasolja, hogy a jövőben a (4) kifejezéssel megadott hatásfokot tekintsék az amplitúdómodulált adóberendezés „eredő hatásfok”-ának.

A függelék

Az eredő hatásfok elméleti meghatározása

Az amplitúdómodulált adóberendezést moduláló hangjel sztohasztikus folyamat. Feltételezzük, hogy ez a folyamat ergodikus, ami azt jelenti, hogy a halmaz és időátlag 1 valószínűséggel azonos.

Mivel a kétféle átlag azonos, a továbbiakban egyszerűen csak átlagról beszélünk, amit fölhúzással fogunk jelölni.

Az eredő hatásfok:

$$\eta_e = \frac{\overline{P_h(m)}}{\overline{P_0(m)}} \quad (A-1)$$

ahol P_h az egy rádiófrekvenciás (RF) periódusra átlagolt hasznos (kimeneti) teljesítmény,

P_0 az egy RF periódusra átlagolt felvett teljesítmény,

m a pillanatnyi modulációs index.

A hasznos teljesítmény

$$P_h = P_v(1+m)^2 \quad (A-2)$$

ahol P_v a vivőteljesítmény.

A hasznos teljesítmény átlaga:

$$P_h = \overline{P_v(1+m)^2} = \overline{P_v(1+2m+m^2)} = P_v(1+\overline{m^2}) \quad (A-3)$$

ahol felhasználtuk, hogy az átlagképzés lineáris művelet, valamint azt, hogy az adóban nincs egyenszint-átvitel, ezért a modulációs index átlaga zérus.

A felvett teljesítmény:

$$P_0 = \frac{P_h(m)}{\eta_p(m)} \quad (A-4)$$

ahol η_p az adott modulációs mélységhez tartozó pillanatnyi hatásfok.

A felvett átlagteljesítmény:

$$\overline{P_0} = \left[\frac{\overline{P_h(m)}}{\overline{\eta_p(m)}} \right] \quad (A-5)$$

Az (A-2) kifejezés figyelembevételével:

$$\overline{P_0} = P_v \left[\frac{(1+\overline{m^2})}{\overline{\eta_p(m)}} \right] \quad (A-6)$$

Az eredő hatásfokot (A-3) és (A-6) egyenletek (A-1)-be helyettesítéssel kaphatjuk meg:

$$\eta_e = \frac{\overline{P_h}}{\overline{P_0}} = \frac{1+\overline{m^2}}{\left[\frac{(1+\overline{m^2})}{\overline{\eta_p(m)}} \right]} \quad (A-7)$$

Átalakítva:

$$\frac{1+\overline{m^2}}{\eta_e} = \left[\frac{(1+\overline{m^2})}{\overline{\eta_p(m)}} \right] \quad (A-8)$$

Nézzük meg az eredő hatásfokot, ha a modulációs mélység csak két értéket vehet fel egyenlő valószínűséggel.

Tehát:

$$m = \begin{cases} +M \frac{1}{2} & \text{valószínűséggel} \\ -M \frac{1}{2} & \text{valószínűséggel} \end{cases}$$

Az átlagképzés ebben az esetben nagyon egyszerű:

$$\overline{y(m)} = \frac{1}{2} [y(M) + y(-M)] \quad (A-9)$$

ahol $y(m)$ a modulációs index tetszőleges függvénye.

Ennél a jelnél az eredő hatásfokra az $\eta(M)$ jelölést használjuk. (A-9) és (A-8) felhasználásával:

$$\frac{1+M^2}{\eta(M)} = \frac{1}{2} \left[\frac{(1+M)^2}{\eta_p(M)} + \frac{(1-M)^2}{\eta_p(-M)} \right] \quad (A-10)$$

Térjünk vissza az eredő hatásfok általános (A-8) kifejezéséhez. Feltételezzük, hogy a modulációs index eloszlása szimmetrikus és ekkor:

$$\overline{y(m)} = \overline{y(-m)} \quad (A-11)$$

Az átlag a következőképpen is kifejezhető (A-11) alapján:

$$\overline{y(m)} = \frac{1}{2} [\overline{y(m)} + \overline{y(-m)}] \quad (A-12)$$

Alkalmazzuk (A-12)-t (A-8) egyenlet jobb oldalára:

$$\frac{1+\overline{m^2}}{\eta_e} = \frac{1}{2} \left[\frac{(1+m)^2}{\eta_p(m)} + \frac{(1-m)^2}{\eta_p(-m)} \right] \quad (\text{A-13})$$

A jobb oldalon az átlag alatti kifejezés

$$M=m$$

helyettesítéssel azonos (A-10) jobb oldalával, tehát:

$$\frac{1+\overline{m^2}}{\eta_e} = \left[\frac{1+m^2}{\eta(m)} \right] \quad (\text{A-14})$$

B függelék

A programjel leírása

Az előzőekben levezetett hatásfok-kifejezés átlagolást tartalmaz, aminek az elvégzéséhez szükségünk lesz a programjel sűrűségfüggvényére.

A programjel beszéd és zene részekből áll. A további számításainkban feltételezzük, hogy a beszéd—zene arány 1:1. A beszédidő egy részében a jel nagysága elhanyagolhatóan kicsi. Az aktív időben a jelet jó közelítéssel kétoldalas gamma eloszlásúnak tekintjük. Az aktív idő és a teljes beszédidő arányát kifejező aktivitási tényezőről feltételezzük, hogy értéke 0,5.

A kétoldalas gamma eloszlás sűrűségfüggvénye:

$$f(x) = \frac{1}{2\beta^\alpha \Gamma(\alpha)} |x|^{\alpha-1} e^{-\frac{|x|}{\beta}} \quad (\text{B-1})$$

ahol α és β az eloszlás állandói

$\Gamma(\alpha)$ a gamma függvény, amelynek definíciója:

$$\Gamma(\alpha) = \int_0^\infty x^{\alpha-1} e^{-x} dx \quad (\text{B-2})$$

Az abszolútérték-átlag és a négyzetátlag az eloszlás paramétereivel kifejezve:

$$\overline{|y|} = \beta\alpha \quad (\text{B-3})$$

$$\overline{y^2} = \beta^2\alpha(\alpha+1) \quad (\text{B-4})$$

ahol y -nal jelöltük a valószínűségi változót.

A modulációs mélység mindig kisebb 1-nél.

$$m \leq 1 \quad (\text{B-5})$$

Az eredeti valószínűségi változó (a stúdióból az adóhoz érkező programjel) túl nagy értékeit az adó limíterei eltávolítják. Az adó gyorslimiterét ideális vágónak tekintjük, tehát:

$$m = \begin{cases} +1 & \text{ha } \xi > 1 \\ \xi & \text{ha } |\xi| \leq 1 \\ -1 & \text{ha } \xi < -1 \end{cases} \quad (\text{B-6})$$

Feltételezzük, hogy az adót úgy színtezték, hogy a gyorslimiter az idő 1%-ában vág, ami matematikai-

lag azt jelenti, hogy:

$$P(|\xi| > 1) = \frac{1}{100}. \quad (\text{B-7})$$

Ebből a feltételből már meghatározhatók az eloszlás paraméterei. Jó minőségű mikrofon esetén a beszédjel eloszlása $\alpha=0,5$ paraméterű gamma eloszlást követ.

A sűrűségfüggvényt (B-2)-ből kapjuk $\alpha=0,5$ helyettesítéssel:

$$f(x) = \frac{1}{2\sqrt{\pi\beta}} \frac{1}{\sqrt{x}} e^{-\frac{|x|}{\beta}} \quad (\text{B-8})$$

Mivel az eloszlás szimmetrikus:

$$P(|\xi| > 1) = 2P(\xi > 1) = 2 \int_1^\infty f(x) dx \quad (\text{B-9})$$

Behelyettesítve (B-8)-at

$$P(|\xi| > 1) = \frac{1}{\sqrt{\pi\beta}} \int_1^\infty \frac{1}{\sqrt{x}} e^{-\frac{x}{\beta}} dx \quad (\text{B-10})$$

amely a

$$\frac{x}{\beta} = \frac{z}{2} \quad (\text{B-11})$$

helyettesítéssel a következő alakba írható:

$$P(|\xi| > 1) = \int_{\frac{2}{\beta}}^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi z}} e^{-\frac{z}{2}} dz \quad (\text{B-12})$$

A fenti kifejezés megegyezik a matematikai statisztikában kiterjedten használt χ^2 eloszlással, ha a szabadságfok 1. Tehát

$$P(|\xi| > 1) = P\left(\chi^2 > \frac{2}{\beta}\right) \quad (\text{B-13})$$

Mivel a beszéd csak az idő felében aktív, az eredő 1%-os túllépéséhez az aktív időre vonatkoztatott 2%-os túllépés tartozik. A chi-négyzet táblázatban azt találjuk, hogy 1 szabadságfok esetén

$$P(\chi^2 > 5,412) = 0,02 \quad (\text{B-14})$$

amelyet (B-13)-mal összevetve:

$$\beta = 0,3695 \quad (\text{B-15})$$

m eloszlása a (B-6) egyenlettel definiált vágás miatt nem egyezik meg teljesen az eredeti gamma eloszlással, de a momentumok értékét ez a kismértékű vágás gyakorlatilag nem befolyásolja. Így felhasználva (B-13)-at és (B-4)-et

$$\overline{m_{\text{beszéd}}^2} \approx \frac{1}{2} \overline{\xi^2} = \frac{1}{2} \beta^2 \alpha (\alpha + 1) = 0,0512 \quad (\text{B-16})$$

$$\overline{m_{\text{beszéd}}} \approx \overline{|\xi|} = \frac{1}{2} \beta \alpha = 0,0924 \quad (\text{B-17})$$

Az $\frac{1}{2}$ -es szorzótényező azért szerepel az előbbi képletekben, mert a beszéd csak az idő felében

aktív, tehát a teljes időre vett átlag az aktív időre vett átlag fele lett.

A modulációs mélység sűrűségfüggvénye beszédjel esetén:

$$f_{\text{beszéd}}(x) = \frac{1}{2} \delta(x) + \frac{1}{200} \delta(x-1) + \frac{1}{200} \delta(x+1) + \begin{cases} \frac{1}{4\sqrt{\pi\beta x}} e^{-\frac{|x|}{\beta}} & \text{ha } |x| \leq 1 \\ 0 & \text{ha } |x| > 1 \end{cases} \quad (\text{B-18})$$

Ahol a három Dirac δ -val vettük figyelembe, hogy a beszédjel esetén a modulációs mélység véges valószínűséggel vesz fel három diszkrét értéket $P(m=0)=50\%$; $P(m=1)=0,5\%$; $P(m=-1)=0,5\%$.

Zene esetén az eloszlás a Laplace (kétoldalas exponenciális) eloszlással közelíthető. Sűrűségfüggvénye:

$$f(x) = \frac{\lambda}{2} e^{-\lambda|x|} \quad (\text{B-19})$$

A túllépés valószínűsége

$$P(|\xi| > 1) = 2 \int_1^{\infty} f(x) dx = 2 \int_1^{\infty} \frac{\lambda}{2} e^{-\lambda x} dx = e^{-\lambda} \quad (\text{B-20})$$

Tehát:

$$e^{-\lambda} = \frac{1}{100} \quad (\text{B-21})$$

$$\lambda = 4,605 \quad (\text{B-22})$$

Mivel a Laplace-eloszlás a gamma eloszlás speciális esete (ha a gamma eloszlás paraméterei: $\alpha=1$ és $\alpha=1/\lambda$), a momentumok meghatározására itt is használhatjuk a 3.3 és 3.4 összefüggéseket. A végeredmény:

$$\overline{m_{\text{zene}}^2} = 0,0943 \quad (\text{B-23})$$

$$\overline{m_{\text{zene}}} = 0,217 \quad (\text{B-24})$$

A modulációs mélység sűrűségfüggvénye zene esetén:

$$f_{\text{zene}}(x) = \frac{1}{200} \delta(x-1) + \frac{1}{200} \delta(x+1) + \begin{cases} \frac{\lambda}{2} e^{-\lambda|x|} & \text{ha } |x| \leq 1 \\ 0 & \text{ha } |x| > 1 \end{cases} \quad (\text{B-25})$$

Mivel feltevésünk szerint a programjelenben a zene is és a beszéd is 50%-os valószínűséggel fordul elő, az eredő sűrűségfüggvény a beszéd és zene sűrűségfüggvényeinek számtani közepe

$$f(x) = \frac{1}{2} [f_{\text{beszéd}}(x) + f_{\text{zene}}(x)] \quad (\text{B-26})$$

$$f(x) = \frac{1}{4} \delta(x) + \frac{1}{200} \delta(x-1) + \frac{1}{200} \delta(x+1) + \begin{cases} \frac{\lambda}{4} e^{-\lambda|x|} + \frac{1}{8\sqrt{\pi\beta x}} e^{-\frac{|x|}{\beta}} & \text{ha } |x| \leq 1 \\ 0 & \text{ha } |x| > 1 \end{cases} \quad (\text{B-27})$$

C függelék

Az eredő hatásfok meghatározása a négyszögmodulációhoz tartozó hatásfokfüggvényből

Mint már az A függelékben levezettük, az eredő hatásfok általános kifejezése:

$$\frac{1+\overline{m^2}}{\eta_e} = \left[\frac{1+\overline{m^2}}{\eta(m)} \right] \quad (\text{C-1})$$

Átvive a bal oldal számlálóját a jobb oldalra:

$$\frac{1}{\eta_e} = \frac{1}{1+\overline{m^2}} \left[\frac{1+\overline{m^2}}{\eta(m)} \right] \quad (\text{C-2})$$

Egyelőre tételezzük fel, hogy ismerjük az $\eta(m)$ függvényt. Ennek a függvénynek néhány konkrét pontjából akarjuk meghatározni közelítően az eredő hatásfokot. (C-2) kifejezés lineáris az $1/\eta(m)$ függvényre nézve, tehát erre a függvényre érvényes a szuperpozíció tétele. A továbbiakban feltesszük $\eta(m)$ függvényt 20%-os lépésközlőként ismerjük, a közbenső értékeket pedig lineárisan közelítjük.

Mivel $1/\eta_e$ és $1/\eta(m)$ között a kapcsolat lineáris, a hatásfok közelítő kifejezése:

$$\frac{1}{\eta_e} = \sum_{k=0}^5 a_k \frac{1}{\eta(0,2k)} \quad (\text{C-3})$$

Az egyes együtthatókat olyan függvény felhasználásával határozhatjuk meg, amelyek értéke a meghatározandó együttható sorszámának megfelelő helyen egységnyi, a többi diszkrét pontban zérus. A függvények matematikai kifejezése:

$$\frac{1}{\eta_0(m)} = \begin{cases} -5m+1 & \text{ha } 0 \leq m \leq 0,2 \\ 0 & \text{ha } 0,2 \leq m \leq 1 \end{cases} \quad (\text{C-4})$$

$$\frac{1}{\eta_k(m)} =$$

$$= \begin{cases} 0 & \text{ha } 0 \leq m \leq 0,2k-1 \\ 5m-k+1 & \text{ha } 0,2k-1 \leq m \leq 0,2k \\ -5m+k+1 & \text{ha } 0,2k \leq m \leq 0,2k+1 \\ 0 & \text{ha } 0,2k+1 \leq m \leq 1 \end{cases} \quad (\text{C-5})$$

$$\frac{1}{\eta_5(m)} = \begin{cases} 0 & \text{ha } 0 \leq m \leq 0,8 \\ 5m-4 & \text{ha } 0,8 \leq m \leq 1 \end{cases} \quad (\text{C-6})$$

Pl. az utolsó együttható:

$$a_5 = \frac{1}{1+\overline{m_{\text{eff}}^2}} \cdot (1+\overline{m^2})^2 \left[\frac{1}{\eta_5(m)} \right] \quad (\text{C-7})$$

Felhasználva a (B-29) kifejezést azt kapjuk, hogy

$$a_5 = \frac{1}{1+\overline{m_{\text{eff}}^2}} \frac{1}{50} \int_{0,8}^1 (1+x^2)(5x-4) \cdot \left(\frac{\lambda}{2} e^{-\lambda x} + \frac{1}{4\sqrt{\pi\beta x}} e^{-\frac{x}{\beta}} \right) dx = 0,0276 \quad (\text{C-8})$$

Az integrálást numerikusan végeztük el a Simpson-féle parabolaformula segítségével 0,01-es lépésközzel. A leírt módon elvégezve a számításokat, a következő végeredményt kapjuk:

$$\frac{1}{\eta_e} = \frac{0,519}{\eta(0\%)} + \frac{0,26}{\eta(20\%)} + \frac{0,112}{\eta(40\%)} + \frac{0,0541}{\eta(60\%)} + \frac{0,0278}{\eta(80\%)} + \frac{0,0276}{\eta(100\%)} \quad (C-9)$$

D függelék

Az eredő hatásfok meghatározása a szinuszhullámú modulációnál mért hatásfokból

Mint már kifejtettük a gyakorlati mérés elsősorban szinuszjellel történik. A következőkben megkeressük a hatásfok kifejezését szinuszos vizsgálójel feltételezésével.

A szinuszhullám sűrűségfüggvénye, ha M az amplitúdó:

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi \sqrt{M^2 - x^2}} & \text{ha } |x| < M \\ 0 & \text{ha } |x| \geq M \end{cases} \quad (\text{D-1})$$

A hatásfokot szinuszhullám esetén η_s -el jelöljük. Az általános hatásfok kifejezését felhasználva

$$\frac{1}{\eta_s(M)} = \frac{1}{1 + \frac{M^2}{2}} 2 \int_0^M \frac{1+x^2}{\eta(x)} \frac{1}{\pi \sqrt{M^2 - x^2}} dx \quad (\text{D-2})$$

Bevezetve a

$$z = \frac{x}{M} \quad (\text{D-3})$$

új változót, $(D-2)$ átírható a következő alakba:

$$\frac{1}{\eta_s(M)} = \frac{1}{1 + \frac{M^2}{2}} \frac{2}{\pi} \int_0^1 \frac{1 + (Mz)^2}{\eta(Mz)} \frac{1}{\sqrt{1 - z^2}} dz \quad (\text{D-4})$$

A következőkben $\eta_s(M)$ függvényt is csak 20%-os lépésközlőként tekintjük adottnak.

Vezessük be a következő jelöléseket:

$$\eta_s^{(k)} = \eta_s(0, 2k) \quad (\text{D-5})$$

$$\eta^{(k)} = \eta(0, 2k) \quad (\text{D-6})$$

(D-4) szerint $1/\eta_s$ és $1/\eta$ között lineáris a kapcsolat. Ez azt jelenti, hogy $1/\eta_s^{(k)}$ és $1/\eta^{(k)}$ közötti kapcsolat leírható egy lineáris egyenletrendszerrel:

$$\frac{1}{\eta_s^{(0)}} = \frac{1}{\eta^{(0)}}$$

$$\frac{1}{\eta_s^{(1)}} = b_{10} \frac{1}{\eta^{(0)}} + b_{11} \frac{1}{\eta^{(1)}}$$

$$\frac{1}{\eta^{(2)}} = b_{20} \frac{1}{\eta^{(0)}} + b_{21} \frac{1}{\eta^{(1)}} + b_{22} \frac{1}{\eta^{(2)}} \quad (\text{D-7})$$

$$\frac{1}{\eta_s^{(5)}} = b_{50} \frac{1}{\eta^{(0)}} + b_{51} \frac{1}{\eta^{(1)}} + \dots + b_{55} \frac{1}{\eta^{(5)}}$$

Ahol már figyelembe vettük, hogy $\eta_s(M)$ az $\eta(m)$ függvénynek csak zérus és M közé eső értékeitől függ.

$\{b_{nk}\}$ mátrixot az α_k együtthatók meghatározásánál használt módszerekkel határozhatjuk meg;

$$b_{nk} = \frac{1}{\eta_s^{(n)}} \left| \frac{1}{\eta^{(j)}} = \begin{cases} 1 & \text{ha } j=k \\ 0 & \text{ha } j \neq k \end{cases} \right. \quad (\text{D-8})$$

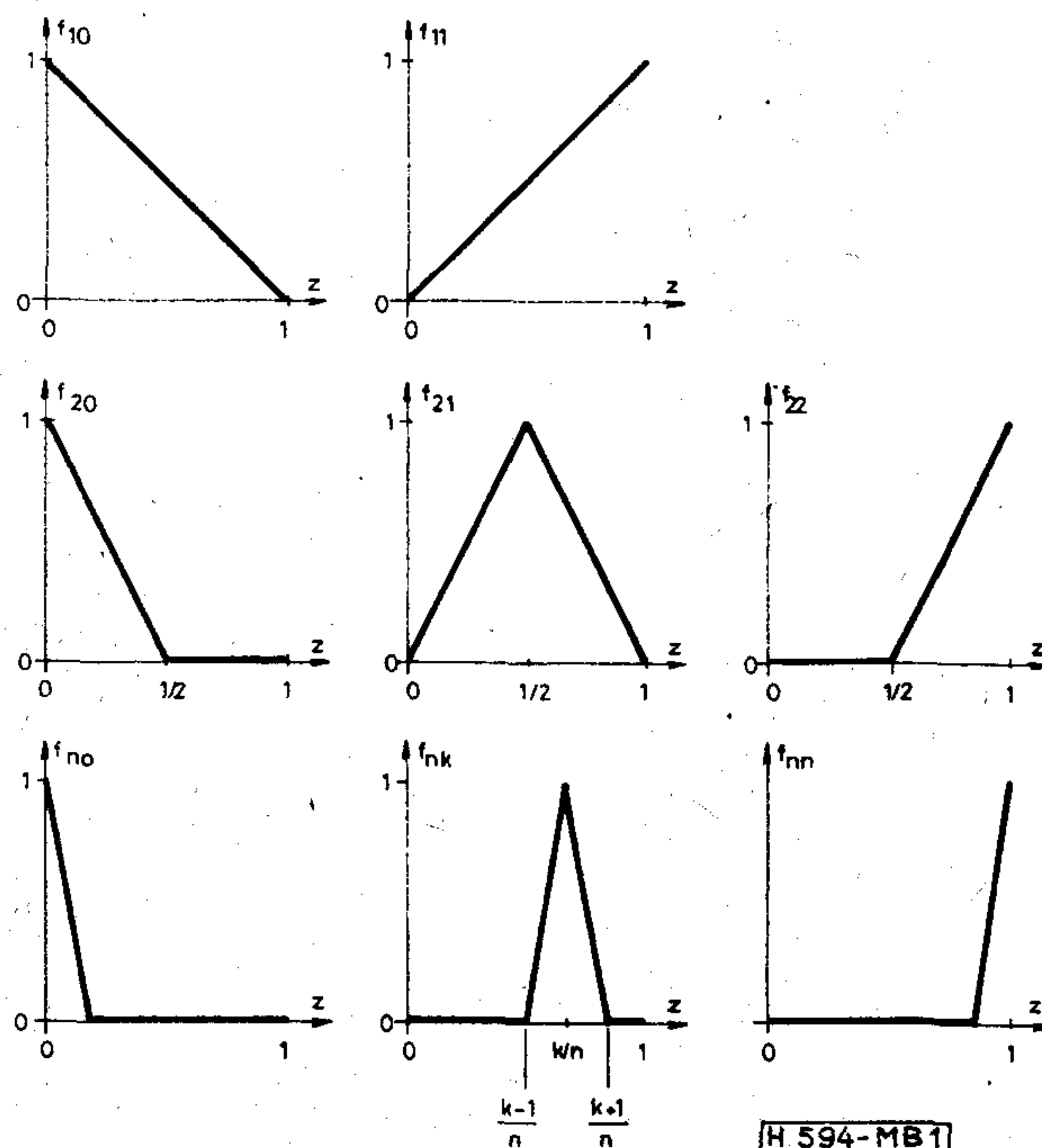
Figyelembe véve (D-4) egyenletet

$$b_{nk} = \frac{2}{\pi} \frac{1}{1 + \frac{M^2}{2}} \int_0^1 f_{nk}(z) [1 + (Mz)^2] \frac{1}{\sqrt{1 - z^2}} dz \quad (\text{D-9})$$

Ahol az f_{nk} segédfüggvényeket az 1. ábra mutatja
Pl. a b_{21} mátrixelem:

$$b_{21} = \frac{2}{\pi} \frac{1}{1 + \frac{0.4^2}{2}} \int_0^{\frac{1}{2}} 2z[1 + (0.4z)^2] \frac{1}{\sqrt{1-z^2}} dz +$$

$$+ \int_{\frac{1}{2}}^1 (2-2z)[1 + (0.4z)^2] \frac{1}{\sqrt{1-z^2}} dz + = 0.392. \quad (\text{D-10})$$



1. ábra

Mivel az $f_{nk}(z)$ függvények szakaszonként lineárisak, az integráljel után harmadfokú polinom adódik a gyökös kifejezés szorzataként, amely zárt alakban integrálható:

$$\int (A_0 + A_1 z + A_2 z^2 + A_3 z^3) \frac{1}{1-z^2} dz =$$

$$= A_0 \arcsin z - A_1 \sqrt{1-z^2} + \frac{A_2}{2} (\arcsin z - z \sqrt{1-z^2} +$$

$$+ \frac{A_3}{3} (1-z^2)^{\frac{3}{2}} - A_3 \sqrt{1-z^2}. \quad (D-11)$$

A fentiek szerint határoztuk meg az egyes mátrix-elemeket. A számítás végeredményét a (D-1) táblázat mutatja.

n	k	0	1	2	3	4	5
0		1					
1		0,359	0,641				
2		0,152	0,392	0,456			
3		0,0914	0,203	0,313	0,393		
4		0,0610	0,131	0,166	0,279	0,364	
5		0,0429	0,0911	0,109	0,148	0,261	0,348

(D-1) táblázat (b_{nk}) mátrix

A C-függelékben bebizonyítottuk, hogy

$$\frac{1}{\eta_e} = b^* \begin{bmatrix} \frac{1}{\eta(0\%)} \\ \frac{1}{\eta(20\%)} \\ \vdots \\ \frac{1}{\eta(100\%)} \end{bmatrix} = b^* \underline{\underline{\varepsilon}}. \quad (D-12)$$

A csillag a transzponálást jelenti. A b vektor elemeit a (C-9)-es egyenletből olvashatjuk ki.

A (D-7)-es egyenlet mátrix alakban:

$$\underline{\underline{\varepsilon}}_s = \underline{\underline{B}} \underline{\underline{\varepsilon}}. \quad (D-13)$$

Ebből az egyenletből kifejezve az ε vektort és behelyettesítve a (D-12) kifejezésbe az eredő hatásfokra a következőt kapjuk:

$$\frac{1}{\eta_e} = b^* \underline{\underline{B}}^{-1} \underline{\underline{\varepsilon}}_s. \quad (D-14)$$

A numerikus adatok behelyettesítése után a következő végeredményt kapjuk:

$$\frac{1}{\eta_e} = \frac{0,387}{\eta_s^{(0)}} + \frac{0,266}{\eta_s^{(1)}} + \frac{0,154}{\eta_s^{(2)}} + \frac{0,0941}{\eta_s^{(3)}} +$$

$$+ \frac{0,0195}{\eta_s^{(4)}} + \frac{0,0793}{\eta_s^{(5)}}. \quad (D-15)$$

KÖNYVISMERTETÉS

ZWEI ELEKTRO-EINKAUFSFÜHRER 1978. Verlag W. Sachon, Mindelheim, NSZK, 1978. 6. kiadás.

Ez a kiadvány német, angol, francia és spanyol nyelven kapható. A ZWEI rövidítés: Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie E. V. A kiadvány a hannoveri vásárra jelent meg. 12 főrészben, 61 gyártmánycsoport 2730 féle termékét tartalmazza több mint 15 000 gyártónak és forgalmazónak. A könyv 2700 cég és lerakat címét, valamint védjegyét adja meg.

Annak ellenére, hogy a jegyzékek csak az NSZK-ra vonatkoznak és még e tekintetben sem teljesek, mégis igen hasznos e kiadvány mindazoknak, akik nyersanyagok, elektronikai alkatrészek, elektromos berendezések beszerzésével vagy értékesítésével kapcsolatos tevékenységet fejtenek ki.

B. Gy.

Ferenc Kovács: Hochfrequenzanwendungen von Halbleiter-Bauelementen. Akadémiai Kiadó, Budapest 1978. 476 oldal.

A könyv a szerzőnek „Félvezetők nagyfrekvenciás alkalmazása” címen a Műszaki Könyvkiadónál megjelent művének német nyelvű átdolgozása. Az átdolgozást Dipl.-Ing. Ernst Golpel végezte.

Miután a könyv lapunk olvasói előtt nyilván jól ismert, ez alkalommal csak arra szeretnénk rámutatni, hogy a német kiadás mind nyelvi, mind nyomdatechnikai szempontból kifogástalan. A nyomást az Akadémiai Nyomda végezte.

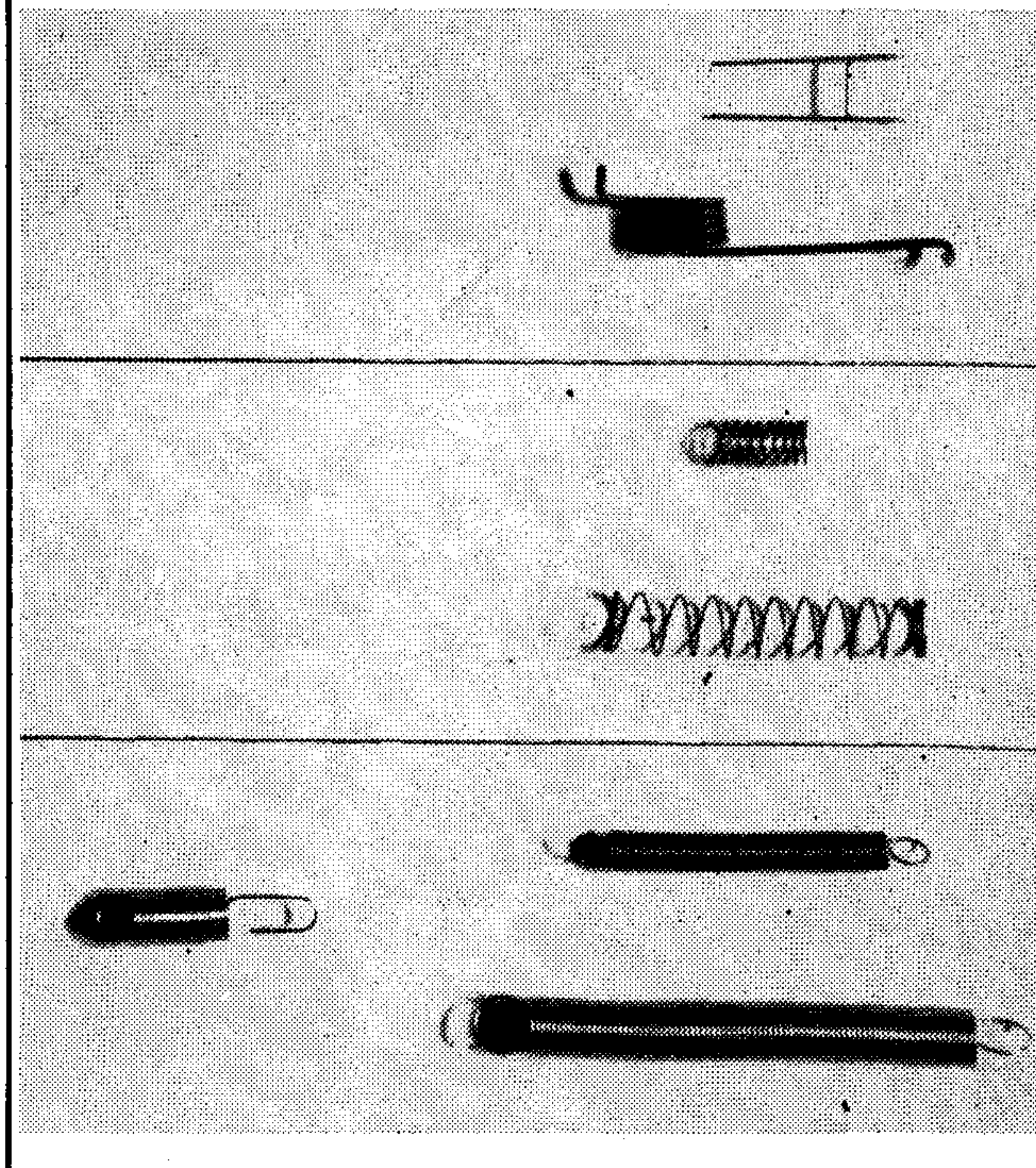
Ez a könyv az Akadémiai Kiadó és a Franzis-Verlag, München, NSZK közös kiadása.

B. Gy.



Híradástechnikai és műszeripari termékekhez rajz alapján 0,1—2 mm huzalátmérő-tartományban húzó, nyomó és torziós rugók gyártását vállaljuk rövid határidőre, korszerű automata gépen.

Kívánságra hőkezelést is végzünk. Megrendeléseket „Puskás Tivadar” Műszer- és Gépipari Szövetkezet 1388 Bp. Pf. 62. várjuk. Tel.: 338-540

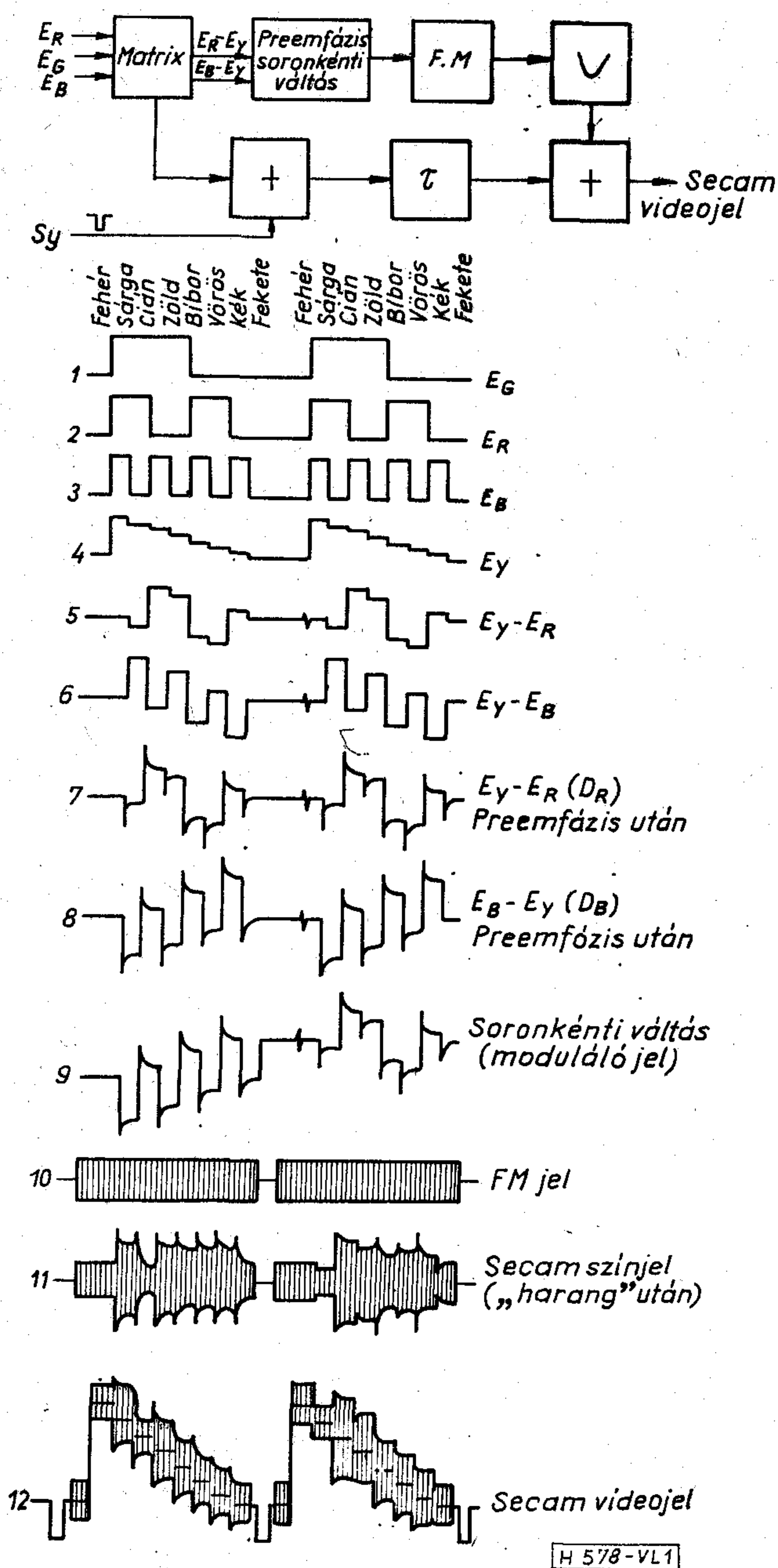


SECAM videojel mérési problémái

ETO 621.397.132.127.08

Az összetett SECAM videojel előállítása kódolókkal történik, mérési problémákkal is elsősorban a kódolók beállításánál találkozunk.

Tekintsük át vázlatosan az összetett SECAM videojel kialakításának folyamatát és nézzük meg, hogy e folyamat során milyen jellegű méréseket kell végeznünk. E folyamatot szemlélteti az 1. ábra.



1. ábra

A jelforrás felől (esetünkben színsávgenerátorról) érkező három alapszínjelből (1, 2 és 3-as jel) mátrioxolás útján áll elő a fényesség (4), valamint a két színkülönbségjel (5, 6). Ez utóbbiak, a rendszer előírásainak megfelelő frekvencia-sávhatárolás és videofrekvenciás előkiemelés után (7, 8), soronként váltakozva (9) vezérlik a frekvenciamodulátort. A frekvenciamodulátor jelét (10) nagyfrekvenciás korrekció („harang”) után (11) a fényességre (4) szuperponáljuk, és így jön létre az összetett SECAM jel. Dekódoláskor főbb vonalaiban a fordított folyamat zajlik le.

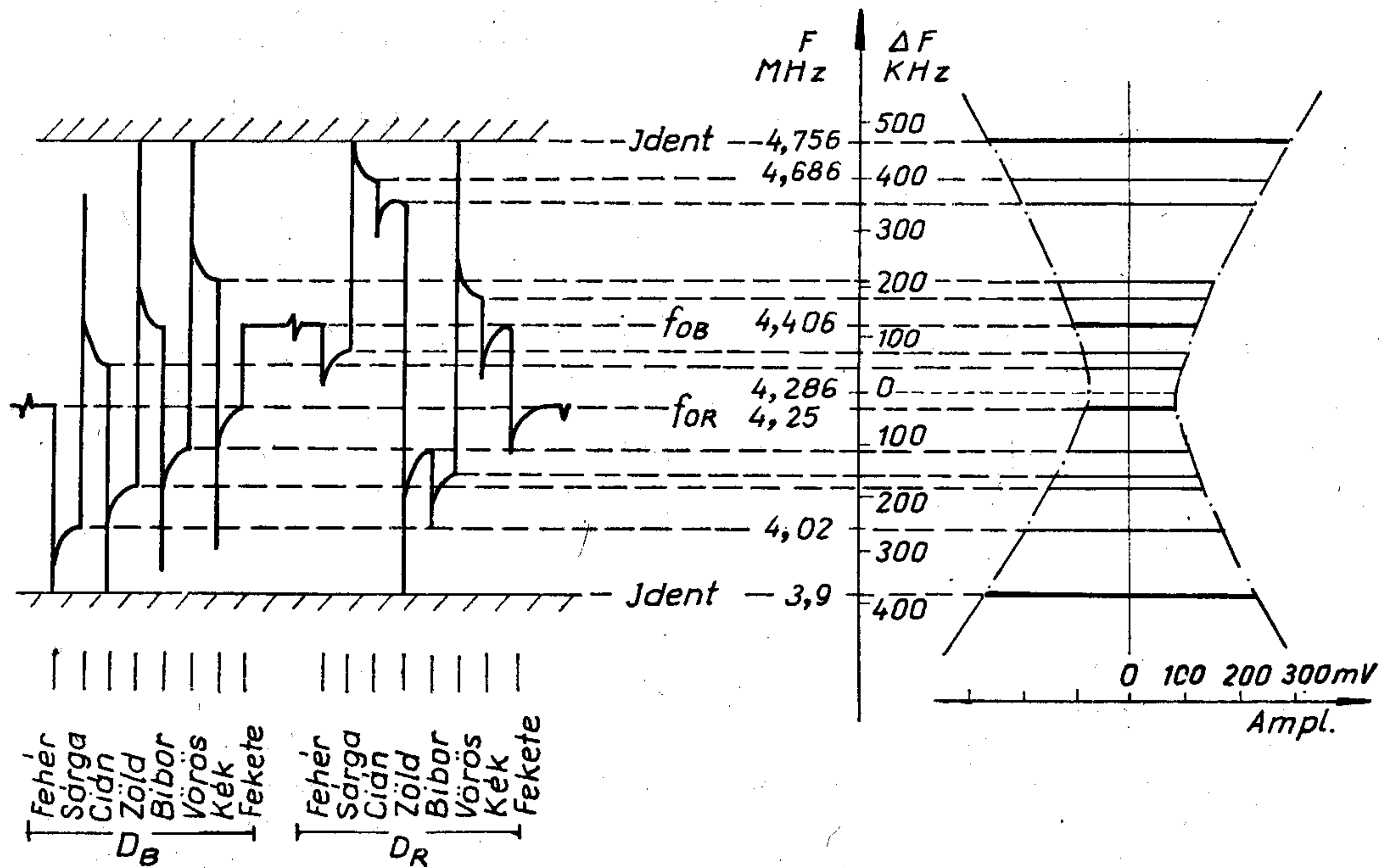
SECAM jel mérésekor, illetve kódolók vagy dekódolók beállításakor az 1. ábrán közölt jelalakok paramétereit kell mérni. Az 1-től 9-ig tartó jeleket és jelformáló áramköröket hagyományos eszközökkel, elsősorban a tv-technikában alkalmazott oszcilloszkópokkal ellenőrizhetjük. Ezekkel a műszerekkel minden hullámalakra vonatkozó paramétert (amplitúdó, jelfelfutás, túllövés, tetőesés, jelidők és egymáshoz viszonyított időzítések stb.) megmérhetünk. A szükséges amplitúdófrekvencia átviteli karakterisztikák ellenőrzésére (preemfázis, harang), valamint a zajmérésre hagyományos mérőeszközök állnak rendelkezésre.

A 10, 11 és 12-es jelformák hullámalak-ellenőrzése oszcilloszkóppal szintén elvégezhető, frekvenciamodulációs jellemzőik mérése azonban csak speciális mérőműszerekkel történhet. A következőkben ezekkel a műszerekkel, illetve e műszerekben alkalmazott mérési módszerekkel kívánunk foglalkozni. Tárgyalásainkhoz szükséges, hogy részletesebben megvizsgáljuk a frekvenciamodulált SECAM színjel előállításának folyamatát. Ezt szemlélteti a 2. ábra.

Az ábra bal oldalán a nemzetközileg ajánlott 100(75) /0/75/0 színsáv jeleiből képzett, videofrekvenciás előkiemeléssel korrigált és soronként változó D_R és D_B moduláló színjeleket tüntettük fel. Az ábra közepén függőlegesen húzódó frekvenciatengelyen a moduláló színjel pillanatnyi értékéhez tartozó frekvencia vagy a harangközéphez viszonyított frekvencialöket értéke olvasható le.

Az ábra jobb oldalán a modulált színsegédvívó nagyfrekvenciás előkiemeléssel (harang) korrigált spektruma látható. Mivel a közölt ábrán a leolvasás csak megközelítő pontosságú lehet, az ábra alatti táblázatban feltüntettük az elméletileg számított értékeket is. A táblázatban a löketeket nem a harangközép, hanem mindig a saját nullfrekvenciákhoz viszonyítva adtuk meg.

A modulációs folyamat lezajlásáról a következőket szükséges megjegyezni. A 2. ábrán és táblázatban feltüntetett színsegédvívó löket- és amplitúdóértékek a színjelek megállapodott, a videofrekvenciás előkiemelés miatt fellépő túllövések lecsengése utáni, viszonylag rövid nyugalmi szakaszaira vonatkoznak.



Modulációs jellemzők 75/0/75/0 színsáv esetén									
Szín	D _B			D _R					Ampl. mV
	ΔF Hz	F Hz	F Hz	ΔF Hz	F Hz	F Hz	F Hz	F Hz	
Fehér	0	4,250 000,00	166,72	0	4 406 250	214,53			
Sárga	-229 252,50	4,020 747,50	166,72	- 45 486	4 360 764	183,83			
Cíán	+ 77 366,25	4,327 366,25	168,38	+ 279 699	4 685 949	475,68			
Zöld	-151 886,25	4,098 113,75	279,81	+ 234 213	4 640 463	431,71			
Bíbor	+151 886,25	4,404 886,25	211,22	- 234 213	4 172 037	212,12			
Vörös	- 77 366,25	4,172 633,75	211,64	- 279 699	4 126 551	252,01			
Kék	+229 252,50	4,479 252,50	276,82	+ 45 486	4 451 736	252,12			
Fekete	0	4,250 000,00	166,72		4 406 250	214,53			
Jdent	-350 000,00	3 900 000,00	498,92	+ 350 000	4 756 250	542,50			

Harang középfrekvencia 4,286 MHz, Ampl. 161 mV.
 Az amplitúdók a kioltószinttől fehérszintig 700 mV.
 értékű fényességjelhez tartoznak.

H 578-VL2

2. ábra

Próbáljuk meg felmérni ennek az időszaknak az értékét. A SECAM kóderekben alkalmazott, szabvány által előírt videofrekvenciás előkiemelő áramkör frekvenciafüggvénye a következő:

$$A(f) = \frac{1 + j \frac{f}{f_1}}{1 + j \frac{f}{3f_1}},$$

ahol: f = a moduláló színekülönbségjelek pillanatnyi frekvenciája (kHz),
 $f_1 = 85$ kHz.

Bennünket a fenti függvénnyel meghatározott négypólus tranziens jelenségei érdekelnek, ezért felírjuk a függvény Laplace-transzformáltját:

$$A(p) = \frac{1 + ap}{1 + bp}.$$

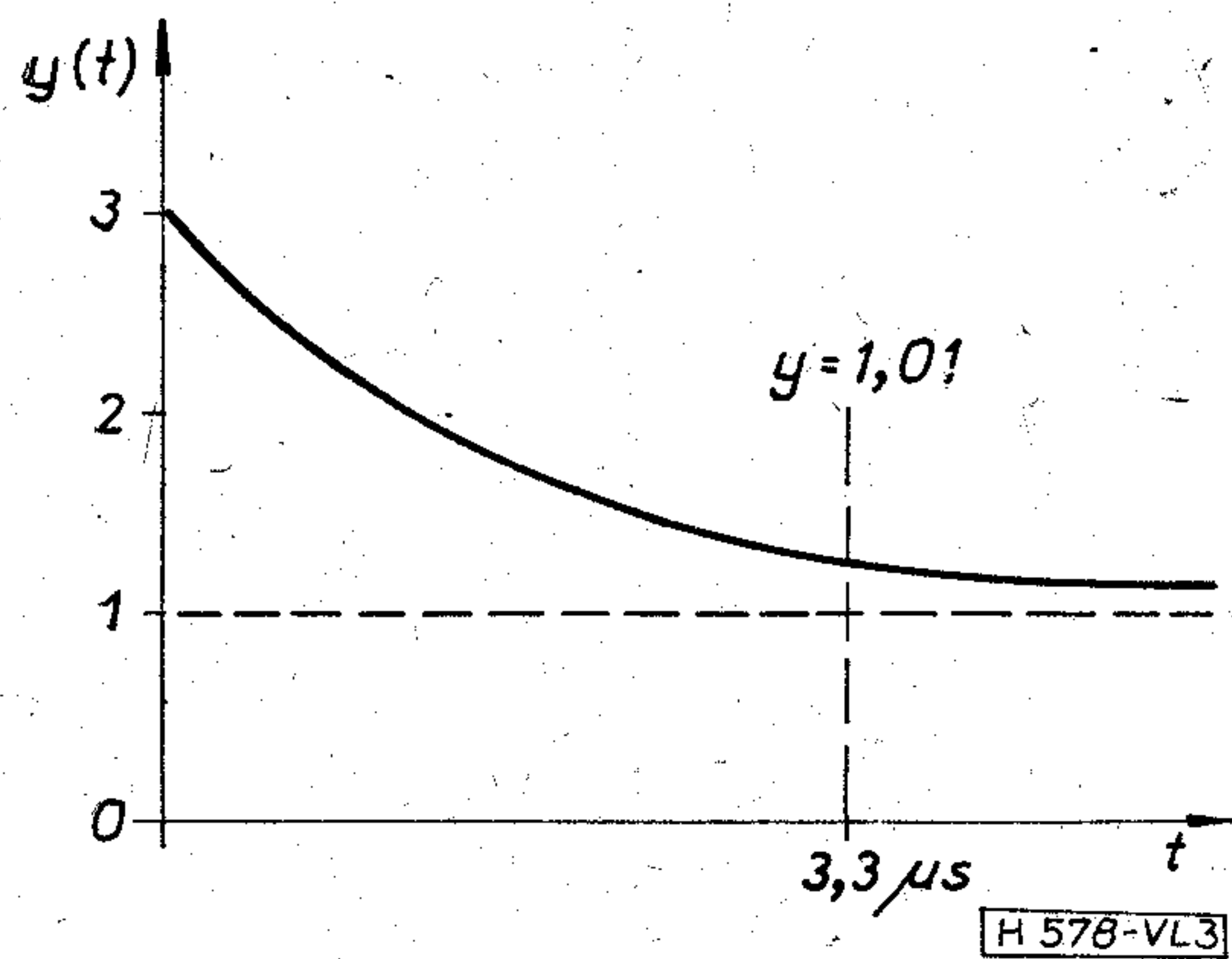
Ez utóbbinak megfelelő időfüggvény $a=1$ és $b=\frac{1}{3}$ értékek mellett a következő lesz:

$$y(t) = 1 + 2e^{-3t}.$$

Ebből látható, hogy egységnyi feszültségugrás hatására az előkiemelő áramkör hatására a jel jelentős (200%-os) túllövésel kezdődik, majd exponenciális lecsengéssel névleges értékét elméletileg a végtelenben éri el. A számszerű analízis azt mutatja, hogy a névleges érték 1%-os pontosságú megközelítése kb. 3,3 μ s után következik be (3. ábra).

A méréseknél alkalmazott színsávgenerátor egy-egy színét képviselő jel szélessége általában 6,5 μ s, tehát ilyenkor a moduláló színjelek csak rövid ideig, a hátsó impulzusvállak környékén lesznek névleges értékűek.

A fenti számításokban figyelmen kívül hagytuk a video előkiemelő áramkört követő aluláteresztő szűrő hatását. Ez a szűrő, típusától függően más-más mér-



tékben, de minden esetben a jel exponenciális lefutásának sebességét csökkenti, vagyis a névlegestől 1%-kal eltérő értékét a jel még a közölt 3,3 μ s-nál is később fogja elérni.

Bonyolultabb a kép még azáltal is, hogy a moduláló színjel feszültségugrásainak nagysága és iránya különböző színátmeneteknél a D_R és D_B sorokban nem azonos, következésképpen a tranziensek lefolyása is ennek megfelelően változó, egymástól eltérő lesz.

Itt kell megemlítenünk azt is, hogy a rendszer szélső lökethatárainak beállítása a moduláló jel amplitúdóhatárolása révén történik. A határolás tartományába kerülő jelcsúcsokat a vágó áramkörök tovább torzítják, ami egyrészt az átmeneti idő további növekedését okozza, másrészt demoduláláskor ezek a jelszakaszok eredeti formájukban nem állíthatók helyre, pl. a video előkiemelést kiegyenlítő áramkörök (deempfázis) ezeken a szakaszokon túlkompenzálnak.

Összefoglalva még egyszer az elmondottakat, megállapíthatjuk, hogy a színjelek minden egyes színátmenetnél az említett túllövések miatt az első pillanatban névleges értékeiktől lényegesen eltérő frekvencialöketet fognak kiváltani, amely ezután csak a túllövések exponenciális lecsengésének ütemében tér vissza nyugalmi, a 2. ábrán és az alatta levő táblázatban feltüntetett értékére.

A SECAM rendszerben alkalmazott modulációs folyamatnak ezeket a jellegzetességeit a modulációs paraméterek mérésénél figyelembe kell venni.

Napjainkban a SECAM jel mérésére többféle műszer létezik; ezek általában önmagukban vagy különálló mérőoszilloszkóp segítségével lehetővé teszik az összetett SECAM jel, a fényesség- és színjel, a harangkorrigált színjel, a ledetektált színjelek, valamint a színjelek helyes frekvencialöket-értékeinek meghatározását. Bennünket csak az utóbbi érdekel, mivel, mint már említettük, a többi paraméter meghatározására más hagyományos mérőeszközök is rendelkezésre állnak. Ezért a felsorolt egyéb mérési lehetőségekkel a továbbiakban nem foglalkozunk.

Ezekben a műszerekben a frekvencialöket mérésére különböző módszereket alkalmaznak. A következőkben a legelterjedtebb háromféle mérési eljárást ismertetjük. A megkülönböztetést a mérendő jelek képernyőn megjelenő alakja szerint tettük. Ezek lehetnek: spektrális, vektorábra, detektált színelkülönbségjel-formák.

1. Jelspektrum alapján végzett mérés jellegetességei

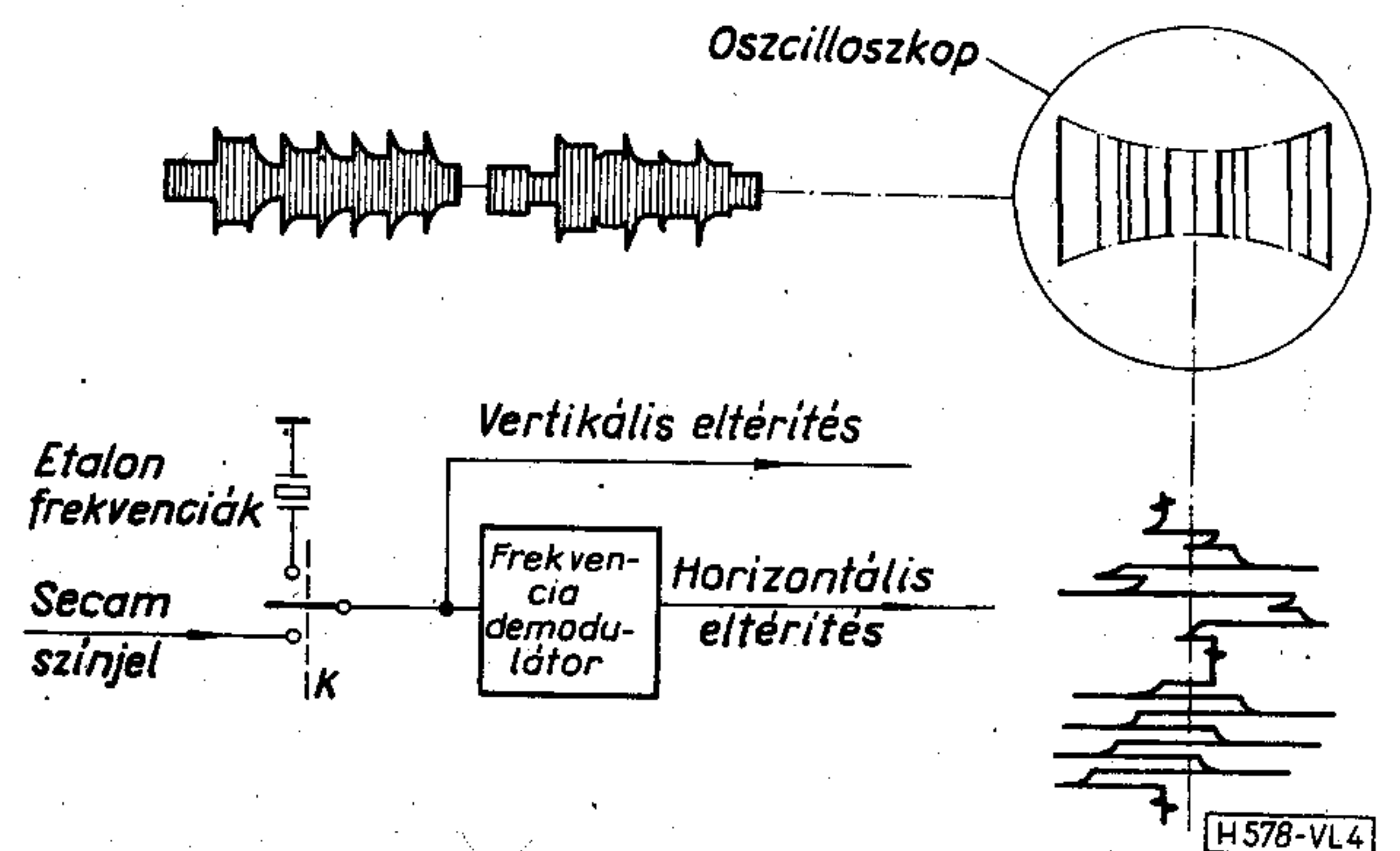
A mérési vázlatot a 4. ábra tünteti fel. Az oszcilloszkóp horizontális eltérítését a detektált színjelek, a vertikális eltérítést pedig a megfelelően késleltetett segédvívő-frekvenciás színjelek végzik. A kettő együttes hatására a képernyőn kirajzolódik a moduláló színsávgenerátor jeleihez tartozó segédvívő spektrum.

A mérés történhet úgy, hogy a 75% telítettségű színsáv jeleihez tartozó spektrális vonalakat mérő-sablon formájában az oszcilloszkóp képernyőjére felrajzoljuk (feltételezzük, hogy a detektálás, valamint az oszcilloszkóp horizontális eltérítése teljesen lineáris), és a képernyőn megjelenő jelspektrumot a sablon vonalaival fedésbe hozzuk. Ez azonban csak nagyon durva leolvasási pontosságot eredményez. Rendkívül zavaró az is, hogy a D_R és D_B sorokhoz tartozó spektrális vonalak kölcsönösen átfedik egymást.

A mérés pontosságát növelhetjük, ha a főbb modulációs jellemzőknek megfelelő etalon frekvenciákat (pl. védősávok vagy moduláció nélküli nullvivők, szélső lökethatároknak megfelelő színazonosító, a 75%-os moduláló jel minimum és maximum értékeihez tartozó frekvenciák stb.) vagy folyamatosan hangolható és mérhető külső etalon frekvenciát alkalmazunk. Ilyenkor a mérendő bejövő jelet a K-kapcsoló (4. ábra) ritmikus megszakítja (pl. félsorfrekvenciásan), és a képernyőre a két színjel közül az egyik D_R vagy D_B sor és a választott etalon frekvencia spektrumvonalai rajzolódnak fel. A mérést vagy beállítást az etalon spektrumvonal és a mérendő jel megfelelő spektrumvonalának fedésbe hozásával végezzük. Horizontálisan nyújtott állásban a hitelesítés két szomszédos etalon frekvencia spektrumvonalai közötti távolság alapján lehetséges.

Speciális mérőműszerekről lévén szó, érdemes megvizsgálni azt is, hogy milyen mérési pontosság elérése indokolt, illetve célszerű?

A jelenleg érvényben levő szabvány főbb előírásai erre vonatkozóan a következők. Névleges moduláló jel esetén, amikor $D_R = D_B = 1$ (gyakorlatilag ez megfelel 75% telítettségű színsáv esetén a $D_{R\max}$. és $D_{B\min}$. értékeknek) a névleges löketértékek D_R sornál 280 ± 9 kHz, D_B sornál 230 ± 7 kHz. Kódolókat ennél valamivel szigorúbb specifikációval készítenek, a névleges löketértékekre általában ± 4 kHz-et garantálnak. A moduláció nélküli nullvivőkre a tolerancia mindkét sorra ± 2 kHz. Megjegyezzük még, hogy a



névleges moduláló jel amplitúdójának 1%-os eltérése a D_B és D_R soroknál 2,3, illetve 2,8 kHz löketeltérést vált ki. Ezekből az adatokból látható, hogy a kódolók beállításánál a ± 2 kHz-es eltéréseket a mérőműszernek határozottan indikálnia kell, ami elég szigorú követelmény, ha a teljes lökettartomány 856 kHz-es értékéhez viszonyítunk.

E rövid kitérő után vizsgáljuk meg az előzőekben vázolt mérési módszer hiányosságait.

A képernyőn felrajzolódó spektrális vonalak a valóságban sajnos nem olyan élesek, amint azt a 4. ábrán feltüntettük. A horizontális eltérítést végző demodulált színjel amplitúdója csak nagyon rövid időszakokban tekinthető kvázi-stacionáriusnak, ezeken a helyeken — mivel itt a horizontális eltérítés egy-egy rövid időtartamra megáll — a spektrális vonalak a képernyőn kifényesednek. A többi előkiemelés okozta tranziens szakaszokon a spektrális vonalak az eltérítő jel exponenciális meredekségével arányos sebességgel „szétkenődnek”. Sajnos, ez a szétkenődés éppen akkor a legnagyobb mértékű, amikor a pontosabb leolvasás érdekében a horizontális eltérítést megnyújtjuk, mivel ezáltal az exponenciális szakaszokat is kinagyítjuk.

Nem vezet kielégítő eredményre az sem, ha az eltérítést nem az általunk vázolt jelekkel, hanem ezek harang-, illetve deemfázis szerinti korrigált változataival végezzük. Szabványos színsáv névleges értékű (75%) jeleinek egy része modulálásnál a kódolóban vágásba kerül, ennek következtében demoduláláskor ezek a jelszakaszok a deemfázis áramkörökben hibásan kompenzálódnak. A vágási szakaszokból kikerülni csak kis modulációs szinteknél, mintegy 25% szintelítettségnél tudunk.

Anélkül, hogy itt részletesen tudnánk tárgyalni, még egy körülményre kívánunk rámutatni. A moduláció-demoduláció szakaszban fellépő fázistorzításokra SECAM-rendszerben a színcsatorna nagyon érzékeny. Ezek a torzítások többek között fellépnek pl. a nem tökéletes harang-ellenharang kompenzálás következtében, ami könnyen megtörténhet többek között azért is, mivel erre a szabvány elég tág: ± 20 kHz tűréshatárt enged meg. Ilyenkor még helyes deemfázis-kompenzálás mellett is az átvitt impulzusokon különböző jelfelfutás, túllövés, tetőesés-torzulások lépnek fel. Ezeknek a mérés pontossága szempontjából szükséges kb. 1%-on belüli tartása rendkívül nehéz.

A vázolt mérési elvet alkalmazó műszerekben (pl. SECAMSCOPE) a színátmeneteknél fellépő tranziens jelszakaszokat igyekeznek kioltani. Célszerű a kioltást mindkét eltérítési irányban elvégezni, ezért a mérőoszilloszkóp elektronsugarát modulálják (Z-tengely moduláció).

A sugárkioltás kényszerűsége újabb hátrányt jelent. A szükséges kioltójel előállítása is körülményes, de még nagyobb problémát jelent az, hogy a tv-technikában széles körben használt oszcilloszkópoknak és hullámalak monitoroknak nincs sugárkioltó bemenetük. Sok esetben még a megkívánt horizontális eltérítő bemenet sem áll rendelkezésre, ezért a mérőműszert a szükséges speciális oszcilloszkóppal egybeépítve készítik.

Végül hátránynak tekintjük a SECAM jel fizikai tulajdonságait ugyan hűen tükröző, de a szakemberek

által megszokott hagyományos jelektől eltérő hullámalakot. Kódolók beállításakor pl. gyakran előfordul, hogy egyes szabályozó szervek egymással kölcsönhatásban vannak, ilyenkor az elmozduló spektrális vonalak alapján nehéz következtetni arra, hogy mi történik valójában az amplitúdóidő-lefolyású moduláló jelekkel.

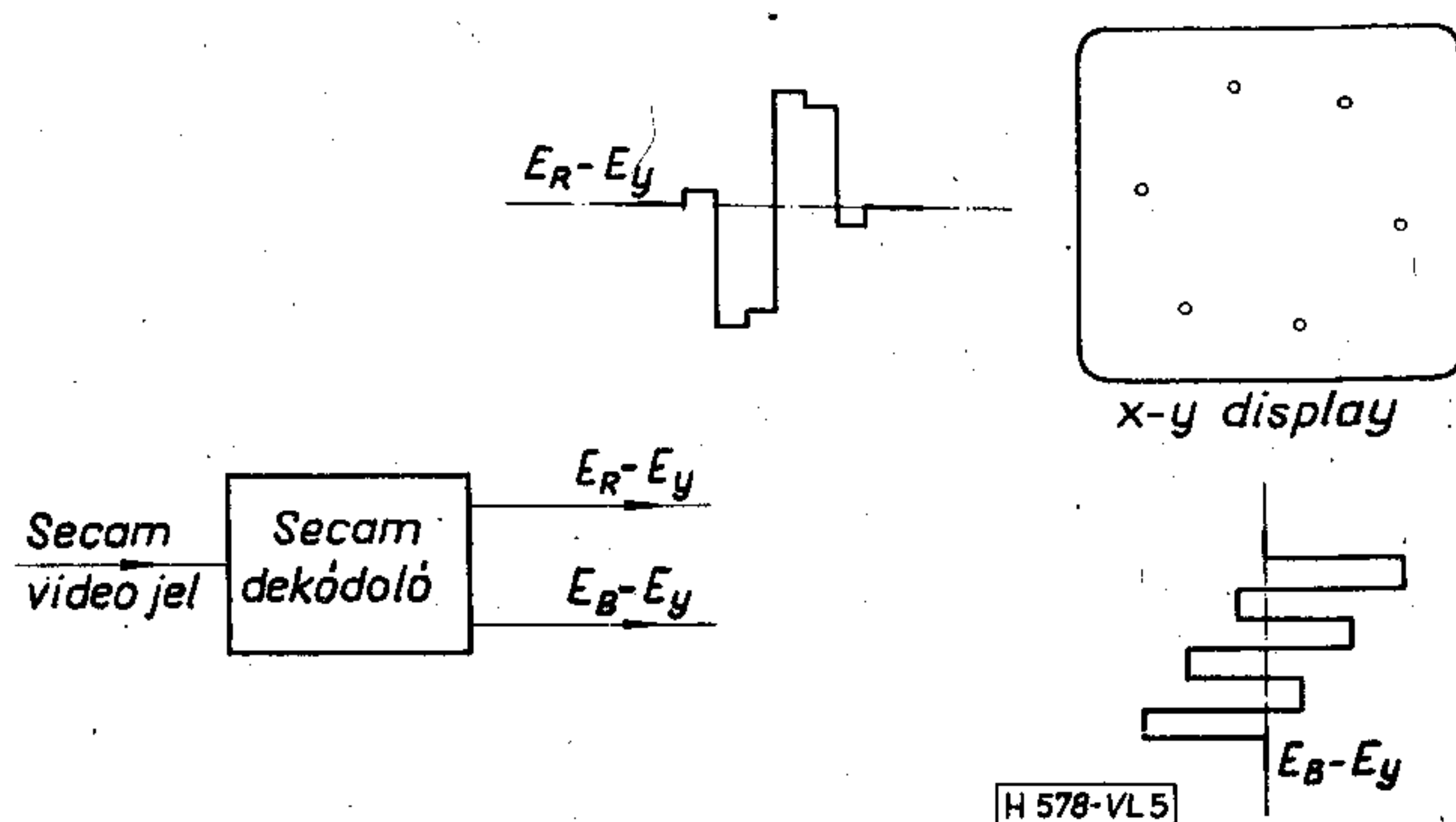
2. Mérés vektorábra alapján

Kvadraturikusan modulált rendszereknél (NTSC, PAL) széleskörűen elterjedt módszer. Ezeknél a vektorábra hűen tükrözi a moduláció és demoduláció során lezajló áramköri folyamatokat.

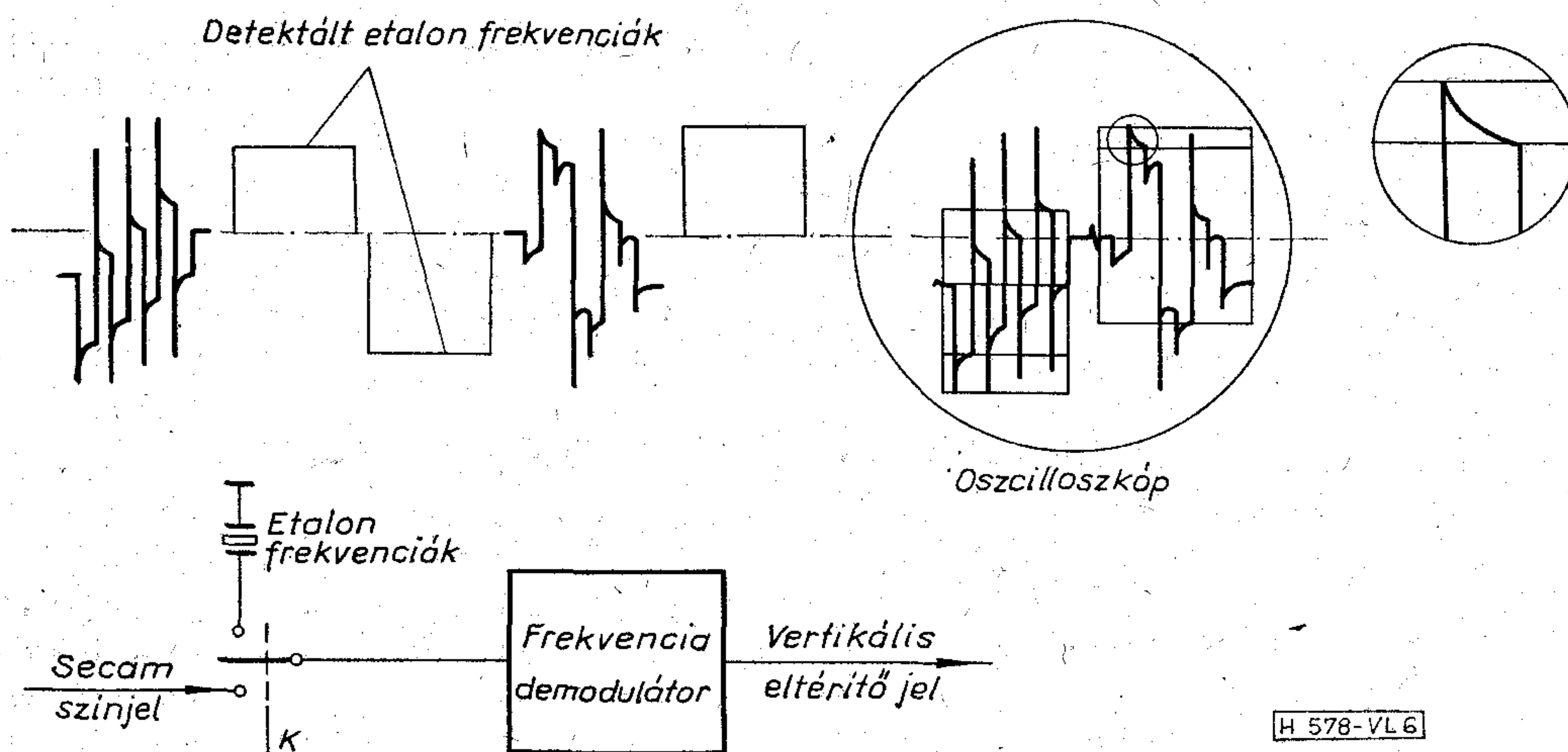
SECAM színjeleknél ilyen összefüggés természetesen nem létezik, ennek ellenére azonban a detektált színjelek felrajzolása poláris koordináták szerint lehetséges, ezt szemlélteti az 5. ábra. Az oszcilloszkóp képernyőjére mérőszablon formájában felrajzolható a színjelek megengedett tűrési határait is feltüntető, elméletileg helyes helyzete és a mérés, illetve ellenőrzés ennek segítségével történhet. Olyan helyeken, ahol különböző rendszerű jeleket kell gyakran ellenőrizni (vegyes rendszerű stúdiók, transzkódolás), a mérési elvek egyöntetűsége érdekében e módszer indokoltnak látszik. Megítélésünk szerint azonban számos hiányossága van, amelyek közül a fontosabbakat megemlítjük.

A mérés a detektált és kompenzált színjelekkel történik. Ezek tökéletes helyreállítása — mint már tárgyaltuk — csak kis modulációs szinteknél s nagyon precíz kompenzációval történhet. Ráadásul itt a szekvenciálisan következő jeleket szét kell választani, azaz az egyszerű egycsatornás FM demodulátor helyett mérődekódolót kell alkalmazni. Ezekben a teljesen kompenzált két színkülönbséggel előállítása komplikált áramkörökben — mint pl. ultrahangos soridejű késleltető, félsorfrekvenciás átkapcsoló, két különálló frekvencia diszkriminátor, két párhuzamos színcsatorna, kompenzáló, szintrögztető, kioltó stb. — történik. A felsoroltakból is érzékelhető, hogy egy ilyen mérőműszer hitelesítése és stabil szinten tartása nem egyszerű feladat.

SECAM színjeleknél a védősávok, illetve a moduláció nélküli nullvivők értékeinek a betartása nagyon fontos, erre vonatkoznak a legszigorúbb tűrési előírások is. Minőségi dekódolóknál a színcsatornák stabil feketesínt tartása érdekében sorkioltási idő alatt a nullvivőknek megfelelő helyi oszcillátorok jelét kapuzzák a bejövő jelbe. Detektálás után a szín-



5. ábra



6. ábra

H 578-VL 6

csatornáknak a szintrögzítést ezeken a jelszakaszokon végzik. Ezáltal a kimenő D_R és D_B jelek a saját nullvivőikre, valamint nullvivők különbségére vonatkozó információt nem is tartalmazzák. Így nyilvánvaló tehát, hogy ezek a fontos paraméterek ennél a mérési módszernél közvetlenül egyáltalán nem is mérhetők.

További hátrány megfelelő horizontális és vertikális eltérítő bemenetekkel rendelkező, speciális oszcilloszkóp (y-x display) használatának a szükségessége.

Megítélésünk szerint kódolók beállításánál ugyancsak hátrány, hogy ezek szabályozásakor az elmozduló vektorábra és a moduláló jel tényleges változásai között nehéz az összefüggést felismerni.

Meglevő, esetleg más rendeltetési célokra is felhasználható berendezések ügyes összekapcsolásával ez a mérési módszer viszonylag olcsón megvalósítható (pl. Tektronix 653 SECAM monitor dekódolója plusz megfelelő x-y display). Kevésbé pontos mérést igénylő esetekben ez kétségtelenül előnyt jelent.

3. Mérés a közvetlen detektált színjeleken

A mérési elvet a 6. ábra szemlélteti. A bejövő, mérendő frekvenciamodulált SECAM színjelet és a névleges moduláló jel egyes értékeihez tartozó, elméletileg számított etalon frekvenciát, illetve frekvenciákat a K-kapcsoló úgy váltogatja, hogy azok közös csatornán történő ledetektálás után a mérő-oszcilloszkóp képernyőjén (normál belső eltérítéssel) egymásra rajzolódnak. A mérés hitelesítése két szomszédos etalon frekvencia vízszintes vonalai közötti távolság alapján lehetséges. A leolvasás pontosságát a vertikális erősítés növelésével az alkalmazott oszcilloszkóp erősítés és -eltolás nyújtotta határig, illetve a detektálásnál elérhető jel/zaj viszony által megengedett mértékig növelhetjük. Ezzel az eljárással a frekvencialöket-mérést lényegében amplitúdó (feszültség szint) mérésre változtattuk.

A bejövő mérendő jel és az etalon frekvenciák váltogatási ütemét oly módon is meg lehet választani és szinkronizálni, hogy a detektált D_R és D_B színjelek mindig a saját magukhoz tartozó hitelesítő frekvenciák detektált konstans jeleivel együtt egymásra rajzolódjanak fel (Híradástechnika Szövetkezet „SECAM analízátor”). Célszerű a moduláló jel jellegzetes

értékeihez tartozó frekvenciákat választani (mint pl. löket szélső határok, azaz színazonosítók, moduláció nélküli nullvivők, nominális D_R és D_B jelek maximum és minimum értékeihez tartozó frekvenciák), de természetesen lehet folyamatosan hangolható és mérhető frekvencia-generátort is alkalmazni.

Az előbbi esetben a detektált etalon frekvenciák a teljes frekvencialöket-tartományt képviselő, egymás alatt vízszintesen elhelyezkedő párhuzamos vonalakból álló hálót hoztak létre a képernyőn. A mérés a háló vonalainak és a nekik megfelelő detektált jelszakaszok fedési pontatlanságának a leolvasásából áll. Esetünkben a színjelek video előkiemelés okozta túllövésai és exponenciális lecsengésű jelszakaszai nem zavarhatnak, mivel a jeleket amplitúdó-idő függvény alakjában látjuk és tudjuk, hogy a beállítást (fedésbe hozást), illetve leolvasást mindig a már lecsengett, nyugalmi hátsó jelszakaszokra kell végezni.

Nagy előnye e módszernek az, hogy a mérést közvetlen detektált jellel végzi. Ideális detektálást feltételezve ez minden vonatkozásban teljesen azonos a modulálást végző jellel. Így szabályozáskor — kódolók beállításánál — azonnal látható bármelyik moduláló jelszakasz legcsekélyebb változása is. Emelítésre érdemes továbbá az is, hogy a mérendő jel hullámalakja teljesen szokványos időfüggvény (színkülönbség jelek), amely az általános tv-technikában járatos szakember számára közzismert.

Végül, de nem utolsósorban maga a mérési elv és megvalósításához szükséges eszközök is egyszerűek. Az egycsatornás FM demodulátor kimenetén megjelenő kompenzálatlan színekülönbségjelek frekvenciaspektruma keskeny, ezért kis sáv szélességgel nagy jel/zaj viszony mellett átvihetők. A mérőjel egyszerűsége folytán nincs szükség speciális oszcilloszkópra vagy displayre, bármely, a tv-technikában alkalmazott hullámalak-monitor vagy oszcilloszkóp megfelel erre a célra.

IRODALOM

- [1] OIRT Beszámoló No. 22/3—III. Kassa, 1977. május, Tv-rendszerek adásjellemzői
- [2] OIRT TK—III—961
Mérőjelek formája és megengedett toleranciái
- [3] Papp I.—Samák L.—Vozák L.: Berendezés frekvenciamodulált rendszerű színes Tv-jelgenerátorok modulációs jellemzőinek mérésére.
Szabadalom, HI421. Lajstromszám: 170982

Folytatás a 269. oldalról

A japán cégek kereskedelmi célokra dinamikus véletlenszerű elérési memória-chip-eket (RAM-okat) fejlesztettek ki. Megfigyelők és az eddigi japán publikációk szerint a Nippon Telegraph and Telephone Public Corp. védnöksége alatt folyó kutatások eredményeként 2 μ m-es méretű, egy logikai szintű chip-eket gyártanak már, de a fejlesztés tovább folyik. Például a Nippon Electric Co. közel áll a polikristályos, szilíciumos 65 k-s chip megvalósításához úgy, hogy a chip területe mindössze 28 mm² lesz. Ez az elemsűrűség mintegy 30%-kal nagyobb annál, amit a fejlett amerikai félvezetőgyártók 1978-ra célként maguk elé tűztek. A NEC kettős, polikristályos, szilíciumos áramkört 1979-ben kezdi forgalmazni. Két kivitele létezik majd, az egyik a 65 k-szor 1 bit-es változat 16 csatlakozóval, a másik a 16 384-szer 4-bites változat 22 csatlakozóval. Más cégek is (pl. a Hitachi és a Fujitsu) dolgoznak 65-k-s RAM-programon. Mind a ketten a 16-csatlakozós kivitelt akarják megvalósítani. (*Elektronics*, 1978. febr. [494].)

*

A Corning üvegszálalás fényhullámvezetőjét használják fel egy a General Cable Corporation által előállított kábelben a rakéták hajtóművét ellenőrző állomás és a központi adatfeldolgozó berendezés közötti összeköttetésre, az Egyesült Államok légierijének Tennessee-ben levő telephelyén. A kábel hat fényhullámvezetőt és több rézvezetőt tartalmaz. Minden egyes hullámvezető tetszés szerint használható adatok nagysebességű továbbítására vagy más információk — beleértve a beszédet és a videojeleket is — átvitelére. Az optikai hullámvezetőket azért alkalmazzák mert átviteli képességük nagy, érzéketlenek az erős környezeti behatások, így a zavaró mágneses terek ellen. (*Industrie — Elektrik + Elektronik*, 1978. jan. [495].)

*

A Triumph-Adler (NSZK) cég megjelent a piacon olcsó, tárolós, elektronikus írógéppel, amelyet kis- és középüzemek számára ajánlanak. Az új írógéppel sokféle hivatali munka végezhető el munkaigényes előkészítés és átállítás nélkül. A gyári programok lehetővé teszik az írógép kis számítógépként történő felhasználását, pl. ajánlatok, számlák, rövid szövegek automatikus írását, statisztikák készítését, formanyomtatványok automatikus kitöltését. A TA 20 jelzésű, számítógéppel kombinált írógép gyorsabb és nagyobb teljesítményű, mint a hagyományos könyvelő automaták. Tárolókapacitása szabvány szövegek gyors, hibamentes elkészítését biztosítja. Kezelése rendkívül egyszerű, minden művelet automatizálható (beállítható a soremelés, a pozicionálás), programozható bármely billentyűjének tartós üzeme (pl. több soros aláhúzás). A cég a TA 20-ast csak első kísérletnek szánta, szerinte nagymértékben meg fogja könnyíteni az irodai munkát és ha számításuk beválik, hamarosan kihozzák az olcsóbb TA 10-est is. (*BTA + BTO Bürotechnik*, 1977. dec. [496].)

*

Az IBM Corp. kutatórészlege lézertechnikával állított elő összeköttetéseket integrált áramkör két vezető rétege között. A lézer lyukat éget a felső vezetőben, amelynek anyaga azonnal elgőzölög. Egy vezérelt mikrorobbanás segítségével a lyukat a szigetelőrétegen keresztül egészen az első vezetőpályáig vezetik. A vezető kötés így egy fémolvadás által jön létre, amely a lyukon keresztül a felső vezetőig ér. Az eljárásához szükséges Xenonlézert, amely 1...5 μ -os átmérőjű lyukat képes a félvezetőchip alumíniumvezetőjében létrehozni, a Florod Corp. (Hawthorne, Kalifornia, USA) állítja elő. A Texas Instruments cégnél az LSI áramkörök előállításához szükséges fotomaszkokon már egy μ m kiterjedésű hibák is észrevehetőek a helium-neon-lézer felületi analizátor segítségével.

* Válogatás a KGTJIK (KGM—TMTI) információs anyagából.

Az amerikai Teradyne Inc. bostoni cég vastagréteg hibrid áramkörök trimmelésére alkalmazza a W311 típusú lézert rendszert. A berendezés ára 1000 000 dollár volt. Segítségével kevesebb mint tíz óra alatt több mint 400 000 ellenállást és áramkört lehet a pontos végértékre beállítani. (*Blick durch die Wirtschaft*, 1978. febr. 8. [497].)

*

A kísérleti szerelések, a katonai és tudományos alkalmazások mellett a Valtex cég egy komplett üvegszálvezető-kábeles rendszert fektetett le Las Vegasban egy magánrendelő számára. A kábel haterű, csillapítása csekély, burkolata pedig különlegesen erős. A hat csatorna mindegyikének 45 MHz a sáv szélessége az átviteli szakasz 4,5 km-es teljes hosszúságánál. A kábelt általában a következő specifikációval szállítják: egy szakasz maximális hossza 1,5 km; húzási terhelhetőség: 4000 N (400 kp) felett; köpeny polietilén, alumínium fólia, mylar fólia; átmérő: 1,5 mm; szálatmére: 125 μ m; csillapítás: 5 dB/km. Kívánság szerint 6 rézhuzalt is elhelyezhetnek a köpenyben, a feszültség-ellátás biztosítására. (*Industrie — Elektrik + Elektronik*, 1978. jan. [498].)

*

A Creative Strategies International piackutató intézet egy új jelentése szerint a mágneses buboréktárolók nem lesznek a piacon versenyképesek 1980 előtt. Ez után — az 1 M bites tok bevezetésével — gyors fejlődésük várható. A félvezető és a mágneses buboréktárolók piacára vonatkozó korábbi becslések túlzóaknak bizonyultak. Így a töltés csatolású eszközök, amelyekről a nagy tárolók megoldását várták, szintén nem igazolták a korábbi becsléseket, mivel áruk nem vált versenyképessé. A Creative Strategies új elemzése szerint ezek pl. az összes tárolóeszközök piacának csak mintegy 2%-át fogják alkotni. (*Electron*, 1978. febr. 27. [500].)

*

A számítógép és kapcsolódó berendezései gyártásában fennálló éles versengés a gyártó számára kényelmetlenné teszi bonyolult szabványok követését. A felhasználók, mind a több gyártótól vásárolt berendezések kompatibilisé, mind pedig javítás és csere szempontjából igénylik a szabványosítást. A jó szabványnak együtt kell fejlődnie a technológia fejlődésével és kellően rugalmasnak kell lennie. Számítógépes rendszerek hardware élettartama 5—6 év lehet, a beruházásnak 1—3 év alatt meg kell térülni; a jól felkészült felhasználó javítási, illetve csere-menetrendet készít, amelyben csak a csereszabotosságot biztosító szállítókat veheti figyelembe. Szabvány hiányában ilyenek általában a legnagyobb gyártók, illetve a kormányok által támogatott gyártók. A számítógépekkel kapcsolatos szabványok egy részét a felhasználók alakították ki (pl. a posta interface szabványai). Jelentős ezen a területen a nemzetközi szabványosítás hatása, ahol az ISO és az IEC együttesen kezdik ajánlásaikat kialakítani. (*Electronics, Weekly*, 1978. jan. 25. [501].)

*

A New York-i RCA Corporation bejelentette 4 órás műsor felvételére alkalmas képmagnó-készülékek gyártását. A „Selecta Vision” csatlakoztatható a tv-készülék bármelyik csatornájára, és lehetővé teszi színes műsor felvételét későbbi lejátszásra. Az egységhez tartozó digitális időbeállító segítségével a kiválasztott programon a felhasználó távollétében is felveheti a műsort, vagy a készülék rákapcsolható a televíziós vevő üzeme közben egy másik csatornára. Az RCA szállít a berendezésekhez fekete-fehér felvevőket beépített mikrofonnal, amelyekkel „házi mozi” lehet berendezni. Egy előzőleg készült felmérés szerint a video kazettás készülékek piacának felvevőképessége három éven belül eléri az egymilliárd dollárt. (*Telecommunication Journal*, 1978. febr. [502].)

Az Intel Corp. (USA) angliai leányvállalata bemutatta a 8275 típusjelű display-vezérlőegységet, amely gyakorlatilag minden display-típushoz csatlakoztatható. Az eltérítés vezérlése mellett karaktergenerátorként is működik és biztosítja az adatok regenerálását és átvitelét, a fényceruzás jelzés és más külső funkciók ellátását. Külső, gyors egységekhez csatlakoztatva a 8275-ös helyettesíti a hagyományos display-logikát és a memóriát. A kijelzés formátumát és az ellenőrzési műveleteket egyszerű programutasítások vezérlik, ezek könnyen módosíthatók a felhasználó igényeinek megfelelően. Minden formátum és ellenőrző tulajdonság teljes mértékben programozható, az egyetlen jel kijelzésétől a teljes képernyő teleírásáig. (Ez 64 sor, soronként 80 jel.) A hagyományos puffer-memória helyett a display jeleit a központi egység a főtárolóban tárolja a program végrehajtási ideje alatt. Ez biztosítja az egyes adatokkal történő manipulációk teljes szabadságát. A műveleti egység a főtár minden eleméhez hozzá tud nyúlni, így a jelek még kijelzéskor is szabadon módosíthatók. (*Data Systems*, 1978. febr. [503].)

*

Az első, üzemképes mágneses buboréktárolós chipet elkészítették az IBM kutatói. A kísérleti mikroáramkör-chipen az üzemeltetéshez szükséges összes elem rajta van, így az írás, olvasás, tárolás lehetőségét a chip biztosítja. A tároló terület mérete a chipen $0,4 \times 0,4$ mm, összesen 32×32 mágneses buborékot tartalmaz, azaz 1024 bitnyi információ tárolására képes. A buborékok átmérője $5 \mu\text{m}$ és tengelyeik egymástól mért távolsága $11,5 \mu\text{m}$. Az információ tárolási sűrűsége több mint 0,85 millió bit/cm². Az információt a buborék falában bekövetkező mágneses tulajdonságok megváltozásával tárolja. Ez az új irányzat lehetővé teszi, hogy a mágneses buborékok tárolási kapacitását a 10-szeresére növeljék. A buborékokat az író-tartományban hozza létre és itt kódolja az információt is. Az olvasó-tartomány biztosítja valamennyi tárolt információ lekérdezését. A chipet tisztán kutatási jelleggel, a működés jobb megértése végett fejlesztették ki. (*Nachrichtentechnische Zeitschrift*, 1978. márc. [504].)

Multiprocesszoros rendszerben a főtároló több memóriamodulból állhat és a modulok bármelyike bármely processzornak elérhető. Konfliktus-helyzet akkor áll elő, amikor ugyanazt a modult két, vagy több processzor azonos időben akarja használni, ilyenkor természetesen csak 1 processzor tud hozzáférni és a többit késleltetni kell. A konfliktusok végső kihatása úgy jelenik meg, mint a processzorok műveletvégrehajtási sebességének csökkenése. A multiprocesszoros rendszerben a memóriák interfrekvenciáját befolyásoló tényezők a következők: 1. a processzorok és a memória-modulok száma; 2. a processzorok kiszolgálásához szükséges memória-lekötési idők; 3. az 1-1 processzor működéséhez szükséges memória-modulok száma. Az általános modell rendkívül jó egyezőséget mutat az egyes, konkrét esetek egzakt analízisének eredményével. Előnyösen használható magasabb szintű (több processzor + több memória) szimulációs analízisére. (*IEEE Transaction on Computers*, 1977, okt. [505].)

*

A Grumann Aerospace Corp. (USA) optikai technikát alkalmaz olyan esetekben, amikor sok tízezer elektromos jelből kell bizonyos jeleket azonosítani. Az azonosítás automatikussá tehető, ha a jeleket holografikus memóriában tárolt jelekkel összehasonlítják. A Grumann hagyományos Bragg-cellát használ a lézersugár modulálására. A lézersugarat ez után lencserendszeren vezeti keresztül, amely a fény-jelek Fourier-transzformáltját állítja elő. A bejövő jel tehát különböző frekvenciájú összetevőinek megfelelően szétszóródik. Az eltérések mértéke a frekvenciától, az egyes pontok intenzitása a rádiófrekvenciás jel amplitúdójától függ. A prototípusban a sugár összegyűjtésére lencséből álló holografikus (térbeli) mátrixot használnak, a méretek így könnyebben módosíthatók és ellenőrizhetők. Az összegyűjtött jeleket a Du Pont által készített műanyag memóriában tárolt mintákkal hasonlítja össze és vetíti ki a képernyőre. (*Electronics*, 1978. márc. [506].)

Tartalmi összefoglalások

ETO 519.688:681.3.015:681.327.69

Dr. Székely V.—dr. Tarnay K.—Bernus P.:

TRANZ—TRAN 3/D-display üzemű, interaktív áramkörszimulációs program

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 9. sz.

A cikkben a TPA-1 számítógépekre kifejlesztett TRANZ—TRAN 3/D áramkörszimulációs programot ismertetjük. Újdonsága a bemutatott programnak a display-használat és az interaktivitás. A program katódsugárcsöves display segítségével tartja a kapcsolatot a felhasználóval. Az analizálandó áramkört a képernyőre kell felrajzolni. Ugyanott diagramok formájában közli a gép a számítás eredményeit. Módosítási, újrafuttatási lehetőség és sok interaktív szolgáltatás teszi kényelmessé a program használatát. A cikket több minta-futtatás illusztrálja. A közölt ábrák túlnyomó része a futtatások alatt előálló display-képekről készült fénykép.

ETO 621.372.55:621.395.38:681.327.8

Wiener J.:

Adaptív kiegyenlítők a négyzetes átlaghiba minimalizálására

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 9. sz.

A cikk I. része az ekvivalens alapsávi rendszerrel rendelkező adatátviteli rendszerek kiegyenlítésével, ezen belül a négyzetes átlaghibát minimalizáló adaptív kiegyenlítővel foglalkozik. Ismerteti a transzverzális szűrőre épülő döntésszűrővel kiegyenlítő, majd annak két gyors kezdeti beállítást biztosító változatát, egy gradienstípusú és egy sztochasztikus algoritmussal működő ciklikus kiegyenlítőt. A II. rész bemutatja a döntésvisszacsatolt kiegyenlítőt, majd a párhuzamos struktúrájú, rekurzív mintavételező szűrőre épülő rendszert. Végezetül röviden foglalkozik a keretezés módszerével.

ETO 621.39:681.3.06.(085)

Dr. Géher K.:

Számítógép programok katalógusa, 1977

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 9. sz.

Az összeállítás közli a Budapesti Műszaki Egyetem Híradástechnikai Elektronika Intézete által nyilvántartott híradástechnikai és elektronikai vonatkozású számítógépprogram-nyilvántartás 1977. évi szaporulatát.

ETO 621.376.2:621.396.712.017.8

Molnár B.:

Amplitúdómodulált berendezések eredő hatásfokának meghatározása

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 9. sz.

A szerző a cikkében javaslatot tesz az amplitúdómodulált műsor-szóró adóberendezések eredő hatásfokának meghatározására. A javasolt módszer segítségével a szinuszos vizsgálójellel mért hatások értékeiből számítható ki az eredő hatásfok.

ETO 621.397.132.127.08

Vozák L.:

SECAM videojel mérési problémái

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 9. sz.

A szerző a frekvenciamodulált SECAM színjelek mérési problémáival foglalkozik. Bevezetőben a mérések tárgyalása szempontjából lényeges, a moduláláskor lezajló folyamatokat ismerteti, majd részletesen elemzi az ismert mérési eljárásokat.

DK 519.688:681.3.015:681.327.69

Д-р. Секель, В. — д-р. Тарнай, К. — Бернуш, П.:

Интерактивная программа TRANZ—TRAN 3/D для симуляции электрических цепей, работающая в режиме дисплей

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIX. (1978) № 9.

В статье излагается разработанная для малой ЭВМ ТРА-і программа для симуляции электрических цепей. Интерактивность и применение дисплей являются новизной показанной программы. Программа поддерживает связь с потребителем при помощи электроннолучевой дисплей. Анализируемая электрическая схема вычерчивается на экран. Здесь же появляются результаты расчета машины в виде диаграмм. Возможность поправки, повторного прогона и множество интерактивных услуг обеспечивают удобное применение программы. Статья иллюстрируется образцовыми пробегам. Большинство приведенных рисунков представляет собой фотографию, снимаемую с экрана дисплей во время пробег программы.

DK 621.372.55:621.395.38:681.327.8

Виенер, Й.:

Адаптивные выравниватели для минимизирования среднеквадратической ошибки

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIX. (1978) № 9.

В первой части статьи рассматривается выравнивание систем передачи данных, обладающих системой эквивалентных основных групп. Подробно останавливается на вопросе адаптивных выравнивателей для минимизирования среднеквадратической ошибки. Излагается выравниватель с управлением по решению, построенный на основе трансверсального фильтра. Приводятся две схемы для быстрого, начального установления фильтра. Также излагаются сдвигающие выравниватели градиентного типа и циклические выравниватели, работающие при помощи стохастического алгоритма. Во второй части рассматриваются выравниватель с обратной связью по решению и с системой опараллельной структурой на основе рекурсивного фильтра квантования. В заключении статьи кратко останавливается на методах обрамления.

ЦК 621.39:681.3.06(085)

Д-р Гехер, К.:

Каталог программ вычислительных машин 1977

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIX. (1978) № 9.

Составление дает прирост вг. 1977 ведомости программ вычислительных машин касающихся техники связи и электроники, изготовленной Институтом Связи и Электроники Будапештского Технического Университета.

DK 621.376.2:621.396.712.017.8

Молнар, Б.:

Определение результирующего коэффициента полезного действия передающих устройств с амплитудной модуляцией

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIX. (1978) № 9.

Предлагается методика определения результирующего коэффициента полезного действия передающих устройств с амплитудной модуляцией. При помощи предлагаемого метода результирующий коэффициент полезного действия вычисляется на основе значений измеренного при помощи синусоидального испытательного сигнала коэффициента полезного действия.

DK 621.397.132.127.08

Возак, Л.:

Проблемы измерения сигнала изображения системы SEKAM

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIX. (1978) № 9.

Рассматриваются проблемы измерения частотно-модулированных сигналов цветности системы SEKAM. В предисловии излагаются важные с точки зрения изложения измерений процессы, происходящие при модуляции, а затем подробно анализируются известные методы измерения.

DK 519.688:681.3.015:681.327.69

Dr. Székely, V. — dr. Tarnay, K. — Bernus, P.:

Interaktives Stromkreissimulatorprogramm für Display-Betrieb, TRANZ—TRAN 3/D

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) Nr 9.

In dem Aufsatz wird das zur TPA Rechenmaschine entwickelte Stromkreissimulatorprogramm, TRANZ—TRAN 3/D, erörtert. Die Anwendung des Displays und die Interaktivität sind die neuen Entwicklungen des beschriebenen Programms. Der Display mit Kathodstrahlröhren ist das Dialoggerät zwischen dem Verbraucher und das Programm. Der analysierende Stromkreis muss auf dem Displayschirm aufgezeichnet werden. Die Ergebnisse der Computerberechnungen werden auch durch Diagramme auf demselben geschildert. Die Benützung des Programms ist durch die Modifikations- und Wiederanlaufmöglichkeiten ferner durch die vielen interaktiven Leistungen bequem. Der Aufsatz wird durch mehrere Muster illustriert. Der grösste Teil der Figuren sind Photographien über Display-Bilder, welche während des Anlaufes erscheinen.

DK 621.372.55:621.395.38:681.327.8

Wiener, J.:

Adaptive Kompensatoren zur Minimalisierung des quadratischen Durchschnittsfehlers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) Nr 9.

In dem I. Teil des Aufsatzes beschäftigt sich der Verfasser mit der Kompensation von Datenübertragungssystemen, welche mit äquivalentem Grundbandsystem verfügen, und binnen diesem mit den Kompensatoren, die den quadratischen Durchschnittsfehler minimalisieren. Er erörtert den auf transversalem Fehler gegründeten, mit Dezision orientierten Kompensator, und dem Grunriss, welcher demselben zwei schnelle Anfangseinstellungen sichert, usw. den Schrittkompensator von gradient Type, und den mit stochastischen Algorithmus funktionierenden zyklischen Kompensator. In dem II. Teil beschreibt der Verfasser den mit Dezision rückgekoppelten Kompensator und stellt das, auf das rekursive Bemusterungsfilter gebaute System von paralleler Struktur, dar. Zuletzt beschäftigt er sich kurz mit der Methode von Umrahmung.

DK 621.39:681.3.06(085)

Dr. Géher, K.:

Rechnerprogramm-Katalog, 1977

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 9.

In der Zusammenstellung wird der Zuwachs der in den Rechnerprogramm-Kartei des Instituts für Nachrichtentechnik und Elektronik der Technischen Universität Budapest registrierten Rechnerprogramme für Nachrichtentechnik und Elektronik bekanntgegeben.

DK 621.376.2:621.396.712.017.8

Molnár, B.:

Bestimmung des resultierenden Wirkungsgrades von amplitudenmodulierten Sendevorrichtungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) Nr 9.

Der Verfasser macht einen Vorschlag für die Bestimmung des resultierenden Wirkungsgrades von amplitudenmodulierten Programmübertragungseinrichtungen. Mittels der vorgeschlagenen Methode kann der resultierende Wirkungsgrad den mit den Sinusprüfsignal gemessenen Wirkungswerten ausgerechnet werden.

DK 621.397.132.127.08

Vozák, L.:

Messprobleme von SECAM Video-Signalen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) Nr 9.

Der Verfasser beschäftigt sich mit den Messproblemen der frequenzmodulierten SECAM-Farbsignalen. Die, während der Modulation ablaufenden Prozesse, welche von Standpunkt der Auseinandersetzung der Messungen sehr wichtig sind, werden erörtert. Zuletzt werden die bekannten Messmethoden eingehend analysiert.

UDC 519.688:681.3.015:681.327.69

Dr. Székely, V.—dr. Tarnay, K.—Bernus, P.

**Interactive Circuit Simulator Program
for Display Operation, TRANZ—ZTRAN 3/D**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 9.

In the paper the circuit simulator program (TRANZ—TRAN 3/D) developed for the computer TPA is presented. The new developments in the described program are the use of display and interactivity. The CRT display is the device of dialogue between customer and program. The circuit to be analysed must be drawn on the display screen. The results of computation are also displayed on the screen in diagrams. The adaptation of program is accommodated by the capability of variable drawing re-start, and much interactivity. The paper is illustrated by several samples. Most of the presented figures are photos of the display-images during running.

UDC 621.372.55:621.395.38:681.327.8

Wiener, J.:

**Adaptive Compensator to Minimise Quadratic
Basic Fault**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 9.

The I. Part of the paper deals with the compensation of data transmission systems having equivalent basic band system, and within this with the adaptive compensators which minimize the quadratic average fault. It gives an information over the compensator oriented by decision, based on the transversal filter and two outlines assuring its speedy initial set up, namely the gradient type stepping-realy and the cyclic compensators operating with stachoistic algorithym. The II. Part presents the feed-back by decision compensator, further the system of parallel structure built on recruzive sampling filter. Finally it gives a brief review over the method of framing.

UDC 621.39:681.3.06(085)

Dr. Géher, K.:

1977 Computer Programme Catalogue

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 9.

The catalogue presents the increase of the register of the computer programmes regarding telecommunication and electronic engineering recorded by the Institute of Telecommunication and Electronics of the Technical University of Budapest.

UDC 621.376.2:621.396.712.017.8

Molnár, B.:

**Determination of the Resultant Efficiency
of Amplitude-Modulated Transmitting Equipments**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 9.

In his paper the author makes a proposal for the determination of the resultant efficiency of amplitude-modulated broadcast transmitters. By means of the suggested method the resultant efficiency factor can be calculated from the efficiency values measured with the sinusoidal test signal.

UDC 621.397.132.127.08

Vozák, L.:

Measuring Problems of SECAM Video Signals

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 9.

The author deals with the measuring problems of frequency modulated SECAM colour signals. In the introduction he presents the procedures going on during modulation, being very important from the point of view of the discussion of the measurements. Further he gives an analysis in details concerning the well-known measuring procedurse.

CDU 519.688:681.3.015:681.327.69

Dr. Székely V.—dr. Tarnay K.—Bernus P.:

**Programme interactif simulant un circuit
à operation d'affichage TRANZ—TRAN 3/D**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 9.

L'article décrit le programme TRANZ—TRAN 3/D simulant un circuit qui a été développé aux ordinateurs TPA. Les nouveautés du programme présenté sont l'emploi d'affichage et l'usage interactif. Le programme maintient une connexion avec l'utilisateur par l'affichage de rayon cathodique. Le circuit à analyser doit afficher sur l'écran cathodique. L'ordinateur représente les résultats du calcul en forme de diagrammes sur l'écran. L'emploi du programme est facilité par les possibilités de modification, répéter le programme et plusieurs services interactifs. Plusieurs routines d'essais illustrent l'article. La partie prépondérante des figures publiées sont des photos prises pendant l'exécution de programme.

CDU 621.372.55:621.395.38:681.327.8

Wiener J.:

**Correcteurs adaptifs pour minimiser l'erreur
quadratique moyen**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 9.

La premier partie d'article s'occupe d'égaliser les systemes de donnée ayant une bande de base équivalente, au dedans de cette égalisation elle décrit les correcteurs adaptifs pour minimiser l'erreur quadratique moyen. Cette partie analyse le correcteur commandé par décision qui se base sur le filtre transversal puis deux schémas de celui ci assurant rapide réglage initiale, les correcteurs pas à pas du mode gradient et ceux-ci cycliques fonctionnantes selon un algorithme stochastique. La deuxième partie montre le correcteur de réaction à décision ensuitie le système qui se fonde le filtre de échantillonnage récurrente a structure parallele. Enfin l'article s'occupe succinctement de la méthode de trame.

CDU 621.39:681.3.06(085)

Dr. Géher, K.:

Catalogue des programmes pour ordinateurs, 1977

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 9.

La composition donne l'augmentation en 1977 du registre des programmes pour ordinateurs, concernant la technique de la télécommunication et électronique compilé par l'Institut pour Télécommunication et Electronique de l'Université Technique de Budapest.

CDU 621.376.2:621.396.712.017.8

Molnár B.:

**Détermination du rendement résultant des émetteurs
radiophoniques à modulation d'amplitude**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 9.

L'auteur offre une proposition pour la détermination du rendement des émetteurs radiophoniques de programmes à modulation d'amplitude. A l'aide de la méthode proposée, on peut calculer le rendement résultant à partir des valeurs de rendements mesurées avec un signal d'essai sinusoidal.

CDU 621.397.132.127.08

Vozák L.:

Problème de la mesure du video signal SECAM

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 9.

L'auteur s'occupe des problèmes de la mesure des signaux de couleur SECAM. Dans l'introduction il décrit les procès s'effectuant à la modulation qui sont importants au point de vue d'exposer des mesures, ainsi il analyse en détail les méthodes connues de mesure.