50.165

ORSZ. SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR

# HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

5

XX. ÉVFOLYAM, 5. SZÁM, 129–164 OLDAL, BUDAPEST, 1969. MÁJUS HÓ

1969. május, XX. évfolyam, 5. szám

# HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

II. Országos Elektronikus Műszer- és Méréstechnikai Konferencia ..... 129
DR. VALKÓ IVÁN PÉTER: Az integrált áramkörök alkalmazásának kiterjesztése extrém nagyfrekvenciákra ..... 130
PASZTOR GYULA: Monolitikus lineáris integrált áramkörök konstrukciós kérdései ..... 133
UGRAY LÁSZLÓ: Integrálható lineáris áramkörtípusok, lineáris integrált áramkörök alkalmazásai ..... 139
DR. FERENCZY PÁL: A SECAM színes televízió jel színsegédvivő frekvenciáinak pontos mérése ..... 144
Könyvismertetések ..... 137, 147
Egyesületi hír ..... 147
BERNHARDT RICHÁRD: A differenciális fázishiba mérési problémái a színes tv jel átvitelénél ..... 148
VOZÁK LÁSZLÓ: A színes televízió kódereinek beállító mérései ..... 155
Tartalmi összefoglalások ..... 161
Обобщения ..... 161
Zusammenfassungen ..... 162
Summaires ..... 162
Résumés ..... 163

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA szerkesztő, SZŐLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZY GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCH ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest, V., Szabadság tér 5—6.III. em. 320. Telefon: 183-772 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest, V., Szabadság tér 17. Telefon: 113-027

Szerkesztő bizottság tagjai: ALMÁSSY GYÖRGY kandidátus, BARTA ISTVÁN akadémikus, BATTISTIG GYÖRGY, BÍRÓ FERENC, BUDAI LAJOS, CZEGLÉDY GYÖRGY, ERDÉLYI JÁNOS kandidátus, GERGELY ÖDÖN, GIBER JÁNOS kandidátus, KATONA JÁNOS, a műszaki tudományok doktora, KŐMŰVES FRIGYES kandidátus, LAJKÓ SÁNDOR, MAGÓ KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, POGÁNY KÁROLY, VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tudományok doktora, VÍG ISTVÁN

**INDEX: 25.375**

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat Budapest, VII., Lenin körút 9—11. Telefon 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. Csekkszámlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest, 62.

69.2209 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

# II. Országos Elektronikus Műszer- és Méréstechnikai Konferencia

A Méréstechnikai és Automatizálási Tudományos Egyesület Elektronikus Műszerek Szakosztályának kezdeményezésére, a Méréstechnikai és Automatizálási Tudományos Egyesület és a Híradástechnikai Tudományos Egyesület közös rendezésében 1969. június 3—5. között ül össze Budapesten, a Technika Házában a II. Országos Elektronikus Műszer- és Méréstechnikai Konferencia.

A Konferencia Előkészítő Bizottságát az a szándék vezette, hogy az elektronikus mérőműszerek és berendezések kutatásával, fejlesztésével és gyártásával, valamint méréstechnikai alkalmazásával foglalkozó szakemberek országos találkozóját létrehozva, módot nyújtson az első konferencia óta eltelt 3 éves időszak műszaki és tudományos eredményeinek ismertetésére és a fejlődés új irányainak kitűzésére.

A Híradástechnika és az elektronikus méréstechnika területén mutatkozó rohamos technikai fejlődés, az új eszközök, technológiák és telekommunikációs módszerek bevezetése egyúttal a műszaki feladatok természetének jelentős megváltozásához is vezetett.

Az integrált áramköröknek az elektronikai iparban való alkalmazása alapvető változásokat okoz mind a fejlesztési, mind a gyártási tevékenységben. A változás nemcsak abban nyilvánul meg, hogy a fejlesztés ritmusa élénkül, hanem abban is, hogy minőségi változás következik be a tervező munkájában, mivel a műszaki tervezés súllyal a rendszertechnikai fejlesztés irányába tolódik el, és ezáltal magasabb rendűvé válik. Az integrált áramköröknek a készülékgyártásban történő felhasználása ugyanakkor lehetővé teszi magas technikai szinten álló komplex berendezések rövid átfutási idővel való előállítását.

A sztereofonikus rádióműsor-szórás és a színes televízióadás hazai bevezetésével is új méréstechnikai igények jelentkeznek, új műszerezési területek nyílnak meg. Új speciális mérőműszereket kell fejleszteni és gyártani, illetve meglevő műszereinket kell alkalmassá tenni az új méréstechnikai igények kielégítésére.

A számítógépek alkalmazása a mérnöki munka egyre több területén válik alapfontosságúvá. A számítógépek használata a számítási munkák idejének lényeges lerövidítésén túlmenően lehetővé teszi korábban megoldhatatlan műszaki feladatok megoldását is.

Az előzőekben körvonalazott három szakterület eddigi eredményeinek és fejlődési tendenciáinak ismerete a méréstechnika további fejlődésére nézve döntő fontosságú. Ezért választottuk konferenciának kiemelt témaköreivé a következőket:

1. Elektronikus áramkörök és készülékek számítógépes tervezése.
2. Integrált áramkörök alkalmazása.
3. Színes televízió műszerezési kérdései.

A Konferencia ezenkívül foglalkozik még félvezető eszközök műszerezési és méréstechnikai kérdéseivel; híradástechnikai és általános rendeltetésű elektronikus műszerek, valamint nukleáris műszerek tervezési és alkalmazástechnikai kérdéseivel. A Konferencián 43 előadás hangzik el. Az előadások írásos anyagát a Konferenciát megelőzően megjelentetjük. Ennek szolgálatában áll a „Híradástechnika" jelen példánya is, amely lehetővé teszi, hogy a lap széles olvasótábora az integrált-áramkörök alkalmazása és a színes televízió műszerezési kérdései témakörökből kiragadott 6 előadás publikálásán keresztül, részese legyen országos konferenciánknak. Testvérlapunk a „Mérés- és Automatika" ugyancsak célszám formájában közöl a számítógépes áramkörtervezéssel foglalkozó konferencia előadások közül 11-et. A fennmaradó 26 előadás szövegét „Külön kiadványban" jelentetjük meg és a Konferenciát megelőzően a két szakfolyóirat célszámaival együtt a résztvevők rendelkezésére bocsátjuk. Reméljük, hogy a II. Országos Elektronikus Műszer- és Méréstechnikai Konferencia sikeresen járul hozzá a hazai híradástechnikai és műszeripar műszaki fejlődéséhez és megfelelő szintű lehetőséget nyújt szakembereinknek eredményeink és céljaink ismertetésére.

*Scultéty László*

a II. Országos Elektronikus Műszer- és Méréstechnikai Konferencia Előkészítő Bizottságának elnöke

DR. VALKÓ IVÁN PÉTER
BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék

# Az integrált áramkörök alkalmazásának kiterjesztése extrém nagy frekvenciákra

ETO 621.3.049.7.029.6-111:621.372.8-111

Sokan közülünk emlékeznek a tranzisztor felbukkanására az 1950-es években. Valóságos diadalmenetet láttunk az alacsonyfrekvenciás alkalmazásokban, de a nagyobb frekvenciák tartományát a tranzisztor sokkal lasabban lépésről lépésre hódította meg. Úgy látszik, a történelem most megismétli magát, mert az integrált analóg körök is sokáig maradtak a közepes frekvenciák tartományában.

Meg volt ennek a természetes oka, hiszen az extrém nagy frekvenciák rengeteg műszaki problémát jelentenek. Ma azonban már eljutott a fejlődés oda, hogy — legalább is kutatási szinten — rendelkezésre állnak a megfelelő megoldások ahhoz, hogy az integrált áramkörök az extrém nagy frekvenciákon is alkalmazásra kerüljenek. Bizonyos sajátságok pedig egyenesen javallják az integrált áramkört a mikrohullámú feladatok ellátására. Gondoljunk csak arra, hogy a hagyományosan felépített áramkörök működését igen nagy frekvencián éppen az korlátozza, hogy a hullámhosszhoz képest igen nagy az összeköttetéseknek, sőt maguknak az elemeknek a mérete. Itt tehát a méretek lekicsinyítése, mely egyébként az integrált áramkörök jótulajdonságai között fontosságban háttérbe szorult, nagy előnyt jelent.

Más a helyzet persze gazdasági szempontból. A gazdasági előnyök eddig még nem bontakoztak ki, mert ezek előfeltétele azonos jellegű körök tömeges felhasználása. Természetesen, a múlt tapasztalatai alapján sejthetjük, hogy a technikai lehetőségek előbb-utóbb megteremtik az új alkalmazási módokat is.

Erre már van is példa egy igen fontos területen, a radartechnikában. Itt a közismert, mechanikusan forgatott antenna helyett új megoldás született a letapogatásra: a vezérelt fázisú radar. Az irányított sugár, az interferencia kihasználásával, különböző fázisban kibocsátott hullámok összetételéből keletkezik. Az egyes sugárzó elemek fázisának elektronikus változtatásával változik az irányítás. Egyetlen nagy adóoszcillátor helyett tehát nagyszámú kisteljesítményű oszcillátorra van szükség, amelyek vezérelt fázistoló berendezéseken keresztül külön-külön táplálják az egyedi antennákat. A több ezer egyforma áramkör viszont tényleg előnyösen készülhet integrált kivitelben.

Ha számbavesszük azt, hogy milyen műszaki előfeltételek teszik lehetővé az integrált áramkörök betörését a mikrohullámú tartományba, első helyen kell említenünk azt, hogy az úgynevezett mikroszalag (microstrip) olyan különleges tápvonal, amely könnyen integrálható. Másodsorban kell megemlítenünk az utóbbi években felfedezett, illetve kifejlesztett különleges ferritanyagból készült kisméretű rezonátor eszközöket, amelyek hibrid technológiával könnyen beilleszthetők az integrált körökbe. Az aktív eszközök területén is a legutolsó évek hoztak fordulatot: egyrészt a tranzisztorok működésének kiterjesztése a mikrohullámú tartományba (amelyet éppen az integrált áramkörök technológiai fejlesztésében kisebb hullámhosszakon megszerzett tapasztalatok tettek lehetővé), másrészt a félvezetőfizikában felfedezett újabb jelenségek technikai kihasználása, pl. a Gunn-dióda, tunnel-dióda, Schottky-dióda stb. alakjában.

## 1. Műszaki vívmányok

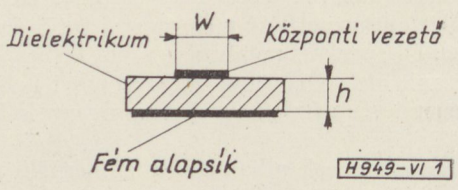
A mikrohullámú alkalmazásokban a korszerű mikroelektronika mindkét irányzata szóhoz jut: a félvezető egykristály alapú (monolit) is, a „hibrid" technológia is, amelyben a szigetelő alapon kiképzett passzív elemeket félvezető aktív elemek egészítik ki. A konstrukciós elvek nagyon erősen függenek a működési frekvenciasávtól.

A frekvenciasávok szabványos jelölése:

| | |
|---|---|
| L sáv | 1– 2 GHz |
| S sáv | 2– 4 GHz |
| C sáv | 4– 8 GHz |
| X sáv | 8–12 GHz |
| Q sáv | 12–20 GHz |

A mikroszalag a legegyszerűbb technikával elkészíthető mikrohullámú tápvonal. Mint az 1. ábrán látható, lényegében TEM típusú, a koaxiális kábelre emlékeztető a hullámformája. Elterjedését korábban viszonylag nagy vesztesége gátolta. Az integrált áramkör kis méretei miatt azonban a mikroszalagos összeköttetések vesztesége nem jelent nehézséget.

A veszteségek mellett a mikroszalag legfontosabb tulajdonsága a terjedési sebesség és a hullámellenállás. Az előbbi a dielektromos állandótól függ, az utóbbi a dielektromos állandón kívül a geometriától is: a vezető csík $W$ szélessége és a dielektrikum $h$ vastagsága viszonyától [1].




*1. ábra*

A mikrohullámú ferritanyagok közül különösen az yttrium-vas gránátnak van jelentősége. Polikristályos kerámia alakzatban alkalmas hordozólemez a hibrid áramkörök részére (különösen előnyös a kis veszteség és a nagy permeabilitás); egykristályos alakban gömb- vagy tárcsaformában nagy jóságú mikrohullámú rezonátor, amely egyenáramú mágneses tér segítségével igen kényelmesen hangolható, tehát oszcillátorok, szűrők stb. kialakítására ideális [2].

A félvezetőeszközök betörése a mikrohullámú technikába már néhány éve tart. Jóval a mikrohullámú tranzisztorok kidolgozása előtt megindult a kisteljesítményű klisztronok helyettesítése félvezetős harmonikus generátorokkal. Ezek nagyfrekvenciás tranzisztor oszcillátort és több fokozatú, általában varaktorral működő frekvenciasokszorozót tartalmaznak, amellyel még a 20. harmonikuson is több mW teljesítmény nyerhető.

A legutolsó néhány évben a tranzisztorok határfrekvenciája annyival emelkedett, hogy a 10 cm körüli hullámhosszakon önmagukban, még nagyobb frekvenciákon egyfokozatú frekvenciasokszorozással képesek a kisteljesítményű mikrohullámú rácsos csöveket pótolni, sőt a kis zajú mikrohullámú tranzisztorok máris komoly versenytársai a vevőkészülékek bemenő erősítő fokozataiban a kis zajú haladóhullámú csöveknek. Ez az előrelépés éppen annak köszönhető, hogy a félvezető alapú integrált áramkörök technológiája visszahatott magára a tulajdonképpeni tranzisztortechnológiára. A diffúziós lépések kézbentartásával már korábban sikerült a bázisvastagságot annyira csökkenteni, hogy hatása már nem volt domináló a határfrekvenciára. Nagyobb szerepe volt annak, hogy az emitterkapacitás az emitter felületével, az áram azonban az áramkoncentrálódás miatt az emitterkerület hosszával arányos. Olyan geometriára kellett törekedni, amely növeli az emitterkerület viszonyát az emitterfelülethez. Ez egyúttal csökkenti a nagyfrekvenciás működés szempontjából ugyancsak káros $r_b C_k$ szorzatot is. Mindehhez olyan finom felületi geometria szükséges (μm szélességű csíkok stb.), amelyet csak a fotolitográfia legújabb eredményeinek alkalmazása valósított meg. Az egyik használatos megoldás az interdigitális alakzat, a másik pedig az úgynevezett overlay konstrukció. Ezek watt szintű teljesítményt képesek nyújtani még 6 GHz körül is [3].

Még nagyobb frekvenciákon, különösen a milliméteres hullámok tartományában a repülési időt felhasználó úgynevezett IMPATT diódáknak, valamint azoknak a homogén félvezetőből készült eszközöknek van szerepük, amelyekben a töltéshordozók sebessége különleges módon függ a térerősségtől (Gunn, LSA dióda).

Lényeges, hogy ezek az extrém nagyfrekvenciájú eszközök mind negatív ellenállású kétpólusok. Működésük elméletét illetően a [4] közleményre utalunk.

## 2. Jellegzetes konstrukciók

Az integrált technológiában az áramköri elemek mérete és a köztük levő összeköttetések hossza egyké nagyságrenddel kisebb, mint a hagyományos konstrukciókban. Így a frekvenciahatár, amely fölött az elemeket már nem lehet pontosan koncentrált paraméterként felfogni és érdemes az áramkört osztott paraméteres tápvonalcsonkokkal, rezonátorokkal megvalósítani: megfelelően feljebb tolódik. Ez azt jelenti, hogy az L sávban (sőt esetleg még az S sávban is) célszerű lehet koncentrált paraméteres köröket létrehozni, különösen ha azoktól szélessávú működést kívánunk meg, tehát a viszonylag nagyobb veszteség elviselhető.

Az ilyen körökben természetesen nagyon kis kapacitás és induktivitás értékekre van szükség. A kapacitások tehát kis felületet vesznek igénybe, az induktivitások néhány sík spirálmenetet alkotó fémcsíkkal megvalósíthatók. A reaktív elemek jósági tényezője 2 GHz körül 50—100 között van [5]. Előállításuk szigetelő alaplemezen vákuumgőzölés és fotolitográfia segítségével történik, de a veszteségek csökkentésére a vékony gőzölt fémréteget elektrolitikusan vastagítják 5—10 μm-re.

Egy ilyen technológiával zafírlemezen készült hibrid egyfokozatú mikrohullámú erősítő mindössze 3,4 mm² területet foglal el [6]. Az erősítő az induktivitás meneteinek részleges rövidzárásával és a párhuzamosan kapcsolt részkapacitások egyrészének kiiktatásával hangolható.

Szilícium hordozó lemezen igen nagy frekvencián már igen erős, nemkívánatos csatolások lépnek fel az egyes koncentrált elemek között. Létezik azonban olyan technológiai eljárás, amelynél szilíciumlemezből indulnak ki, de az egyes elemeket $SiO_2$ réteggel veszik körül és így egymástól tökéletesen elválasztják.

Általában az S sávba tartozó áramkörök zöme már osztott paraméteres. A csőtápvonalakkal megépített iránycsatolók, cirkulátorok, üregrezonátorok helyét az integrált kivitelben igen kisméretű mikroszalag tápvonalak, parányi ferrit-gömbök foglalják el.

Ebben a hullámsávban a szigetelő alapú vékonyréteg vagy vastag-réteg technológiának van legnagyobb jövője. A csatoló, elválasztó, irányító egységek alaplemeze gyakran mikrohullámú ferrit; az erősítő egységek hordozója rendszerint $Al_2O_3$ kerámia, amelynek tisztasága igen fontos. Ebben a sávban a kisteljesítményű erősítők aktív eleme olykor tunneldióda, a keverő fokozatok helyi oszcillátora egy alacsonyabb frekvencián rezgő tranzisztor kimenetét feldolgozó frekvenciasokszorozó. A fejlődés iránya azonban a mikrohullámú tranzisztor alkalmazása felé mutat.

A C és X sávban már annyira kicsinyek az áramkör osztott paraméteres elemei, hogy gazdaságossá válik a monolitikus (egyetlen szilíciumlapkán történő) kivitel, mivel nagy darabszámok esetében az egyszerűbb eljárás gazdaságossága ellensúlyozza a drágább hordozó költségét. Példaként említhetünk egy 9 GHz-en működő integrált adó-vevő kapcsolót, amelyben az átkapcsolás PIN diódák előfeszültségének változtatásával történik. A diódákat a szokásos módon diffúzióval hozzák létre a szilíciumlapkában, melynek tetején húzódnak a mikroszalag összeköttetések és tápvonalcsonkok. A mikroszalag alapsíkja a lapka alsó felületére felvitt fémezés [7].

2. ábra

Ismerünk hasonló kivitelű 9 GHz-es monolit keverő fokozatot is 4 mm²-es szilíciumlemezen. Az aktív elem Schottky-dióda.

A monolitikus szilícium kiviteltől csak akkor térnek el, ha viszonylag nagyobb teljesítményt állítanak elő és a disszipációs hő elvezetése okoz gondot.

Ami a milliméteres hullámok tartományát illeti, itt a legfontosabb aktív eszközök alapanyaga nem szilícium, hanem galliumarzenid. Ebből adódik az a gondolat, hogy legyen a teljes integrált kör hordozója galliumarzenid lapka. Ez azért is kecsegtető, mert a GaAs, ha oxigénnel vagy krómmal megfelelő módon szennyezik, jó szigetelővé válik (mindkét adalék a tiltott sáv közepén hoz létre energiaszinteket). Fotolitográfiai eljárás segítségével a lapkafelület meghatározott helyén mélyedéseket marnak és ezekben epitaxiális eljárással félvezető GaAs zónákat hoznak létre (2. ábra).

Ezekből alakítják ki az aktív eszközöket, pl. tunnel-diódákat a szilíciumra kidolgozott planár technológia megfelelő módosításával. Egy 94 GHz-en működő szimmetrikus keverő fokozat 0,75×0,75 mm² felületű, 0,1 mm vastag lapkán helyezkedik el [8].

### 3. Közvetlen kihatások a méréstechnikára

Az új fejlődés kétféle szempontból is közvetlenül érinti a méréstechnikát. Mint minden új technológiánál, ezúttal is az az első kérdés, mennyiben befolyásolja ez a mérőberendezések jövendő felépítését. Itt, alkalmasint nem várhatunk egyhamar látványos fordulatot. Mikrohullámú mérőberendezések sehol sem készülnek olyan darabszámban, hogy az egyedi integrált áramkörre való áttérés kifizetődne. Elképzelhető azonban, hogy egyes berendezések alegységeiben helyenként műszaki előnyökkel járhat az integrálás. Csak utalni szeretnénk arra például, hogy milyen egyszerűen lenne felépíthető egy mikrohullámú szélessávú generátor oszcillátora, melynek aktív eleme Gunn-dióda, rezonátora egyenárammal hangolható ferritgömb.

Fontosabb szempont az, hogy a mikrohullámú integrált köröket minősíteni is kell és ez felvet egy sereg méréstechnikai problémát. A rendelkezésünkre álló mérési eszközökkel természetesen extrém nagy frekvencián is mérhetjük egy tokba zárt áramkör feketedoboz paramétereit, de gyakran szükséges az áramkör egyedi elemeinek nagyfrekvenciás vizsgálata is, különösen fejlesztési célból. A csatlakozások megvalósításának lehetőségét és a mérési hibák kiküszöbölésének módját 1000 MHz-ig tanulmányozták [9].

Akár szigetelő alapú, akár monolit áramkörökről van szó, feltétlenül szükség van arra, hogy e célból a lemez hozzáférhető helyén külön létrehozzanak egyedi kontaktusokkal rendelkező áramköri elemeket. A szigetelő alapú áramkörben ezeknek a „mintaelemeknek" olyan különleges kiviteli alakot lehet adni, ami megkönnyíti a koaxiális tápvonal csatlakozását. Félvezető alapú áramkörökben azonban a mérőműszer kimenetéhez csatlakozó tápvonalról először kisméretű mikroszalagra kell átlépni és ez csatlakozhat a félvezető lemezke megfelelő kivezetéseihez. Természetesen lehet olyan különleges tápvonalat szerkeszteni, amely közvetlenül csatlakozik a kristály felületén felvitt kontaktus-fémezéshez. A tulajdonképpeni mikrohullámok tartományában mindez még meg nem oldott feladat.

IRODALOM

1. *Istvánffy E.:* Tápvonalak, antennák, hullámterjedés. Budapest, Tankönyvkiadó 1967.
2. *Allen, Y. L.—Tajt, D. R.:* Ferrite elements for hybrid microwave integrated systems. IEEE Journal of SS Circuits, SC 3. (1968) 2, 67—72.
3. *Sterzer, E.:* Microwave Solid State Power Sources. Microwave Journal, 11. (1968) 2, 67—74.
4. *Valkó I. P.* szerk.: A félvezető technika legújabb irányzatai, Budapest, OMFB 1966.
5. *Daly, D. A.:* Lumped elements in integrated microwave circuits. IEEE Trans. MTT 15 (1967) 713—721.
6. *Knight, S. P.—Daly, D. A.—Caulton, M.:* Thin-film lumped element integrated S-band amplifiers. Philadelphia, 1968. Solid State Circuits Conference Digest. 86—87.
7. *Ertel, A.:* Monolithic IC X-band switch. Electronics 40 (1967) No 2. 76—81.
8. *Mehal, E. W.—Wacker, R. W.:* GaAs integrated microwave circuits. IEEE Journal of SS Circuits, SC 3. (1968) 2, 113—116.
9. *Khemhadjan, H. A. et al.:* Measurements on microcircuits in the range 100—1000 MHz. The Radio and Electronic Engineer 38. (1968) 217—226.

LAPUNK PÉLDÁNYONKÉNT MEGVÁSÁROLHATÓ:
V., VÁCI UTCA 10,
V., BAJCSY-ZSILINSZKY ÚT 76. SZÁM ALATTI
HÍRLAPBOLTOKBAN

PÁSZTOR GYULA
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

# Monolitikus lineáris integrált áramkörök konstrukciós kérdései

ETO 621.3.049:7-111:621.382.334

A monolitikus integrált áramkörök gyors elterjedése az utóbbi évek meglepetése. A korábban elhangzott prognózisok még azt hangoztatták, hogy a monolitikus integrált áramkörök elsősorban a digitális technika területén számíthatnak elterjedésre és hangsúlyozták azokat a nehézségeket, amelyek kétségtelenül fennálltak és fennálnak ma is a lineáris áramkörök területén. Az utóbbi évek nemzetközi statisztikái azonban azt bizonyítják, hogy ezek nagymértékben előretörtek mind a gyártott darabszám, mind a típusválaszték tekintetében. Ezen intenzív fejlődés okát keresve olyan új tulajdonságokat ismerünk fel, melyek következtében a lineáris integrált áramkörök a koncentrált elemekből felépített áramköröket megelőzhetik. Az alábbiakban vizsgálat tárgyává tesszük azokat a konstrukciós sajátosságokat, amelyekből ezek az új tulajdonságok származnak, valamint azokat a korlátozó tényezőket is, amelyek szűkítik a megvalósítható megoldások körét.

A monolitikus lineáris integrált áramkörök főbb előnyös tulajdonságai a következőek:

Az áramkörben levő tranzisztorok karakterisztikáinak nagyfokú hasonlósága.

A termikus kiegyenlítettség.

A parazita elemek jó definiáltsága és ennek eredménye: kis szórás az áramkör nagyfrekvenciás paramétereiben.

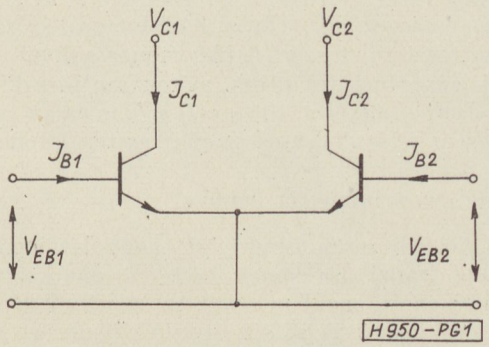
Ennek az új technikának korlátai, amelyek új megoldások keresésére ösztönzik a technológusokat és a konstruktőröket a következőek:

Nehézségek a nagy ohm-értékű ellenállások megvalósításában.

A p-n-p komplementer tranzisztorok megvalósításának problémái. Az induktivitás helyettesítésének nehézségei.

## A karakterisztika kiegyenlítettség kérdése

Hagyományos tranzisztorgyártásnál, pl. egy kétszeres diffúzióval készült tranzisztornál, mint amilyen a BFY-33, a gyártási folyamatban létrejövő kis eltérések a tranzisztor-karakterisztikák szórását eredményezik. Pl. szórás tapasztalható a bázisdiffúziónál vagy az emitterdiffúziónál, mind a rétegellenállásban, mind a behatolási mélységben. Ebből kifolyóan szórást mutat a bázis nyitófeszültség és az áramerősítési tényező, valamint az $f_T$. A bázisfelület állapotát a felületet ért kémiai kezelések, az oxidban felhalmozódott töltés mennyisége egyaránt befolyásolja. A felületet állapotának szórása ugyancsak az áramerősítési tényezőben, a bázisáram karakterisztikájának eltérésében és a visszáram eltérésekben nyilvánul meg. Szórhat a kollektor koncentrációja, amely letörési feszültségben és a kollektor kapacitásban okoz eltéréseket és végül karakterisztika szórásra vezet a tranzisztor geometria szórása is. Mindezek a szórások aszimmetriákat okoznak a hagyományosan előállított tranzisztorokból felépített áramkörökben. Ezzel szemben az integrált áramkörben az áramkör összes tranzisztorai egyszerre keletkeznek, az összes technológiai behatások egyidőben, azonos módon érik azokat. Mivel az áramkör területe a szilícium kristály felületének néhány ezreléknyi részét foglalja magában, ezért még az egyes technológiai folyamatok inhomogenitásának hatása is erősen redukálva jelentkezik. Ezek alapján érthető az a megállapítás, amelyet a tapasztalat is alátámaszt, hogy az integrált áramköri tranzisztorokat nagyfokú karakterisztika azonosság jellemzi.




*1. ábra*

Ha tranzisztorokból *(1. ábra)* differenciálpárt készítünk, akkor elsősorban két adat, a bázis nyitófeszültség és az áramerősítési tényező azonossága a legfontosabb. Ha vizsgálni akarjuk azt a kérdést, hogy milyen feltételek biztosítása szükséges a szimmetria javításához, akkor a kollektoráramot leíró tranzisztor egyenletet az ún. Moll és Ross egyenletet kell felírni.

$$I_c = A_e \frac{qD_n \cdot n_i^2}{\int\limits_{(W)} N_A dx} e^{\frac{qV_{EB}}{kT}}, \quad \text{ahol} \quad \int\limits_{(W)} N_A dx = I.$$

Ebben az egyenletben két szerkezet-függő mennyiséget találunk, az emitter területét ($A_E$) és a bázis integrált ($I$). Feltételezve mindkét mennyiség szórását, a nyitófeszültség szórását (állandó kollektoráramnál) a következő kifejezésből kaphatjuk:

$$\frac{q\Delta V_{EB}}{kT} = \frac{\Delta A_E}{A_E} - \frac{\Delta I}{I}$$

Beérkezett: 1969. I. 27.

Ha csupán az emitter-terület szórásából adódó nyitófeszültség különbséget vizsgáljuk, akkor azt az eredményt kapjuk, hogy 1 mV-os offsetfeszültségkülönbséget 4%-os területeltérés okoz. Ez a lineáris emitterméternél 2%-os toleranciának, azaz egy 20 μm-es szélesség esetén 0,4 μm-es méretpontosságnak felel meg. Ilyen pontos fotolitográfia már igen nagyfokú felkészültséget igényel.

Az offsetfeszültségek egyenlősége még nem elégséges az ideális differenciálerősítő megvalósításához, mivel az elméleti feszültséggenerátoros vezérlést nem lehet minden esetben biztosítani. Ezért a bázisáramoknak is egyenlőeknek kell lenniök, ami azonos áramerősítési tényező esetén teljesül. A planártechnika korábbi fejlesztési munkái során nagyszámú mintán végzett mérésekből azt a tapasztalatot vontuk le, hogy az áramerősítési tényező és a bázisintegrál értéke egy adott technológia esetén, reciprok összefüggésben áll egymással.

$$BI = B_0 I_0$$

A bázisintegrál szórásból adódó áramerősítési tényező szórás tehát:

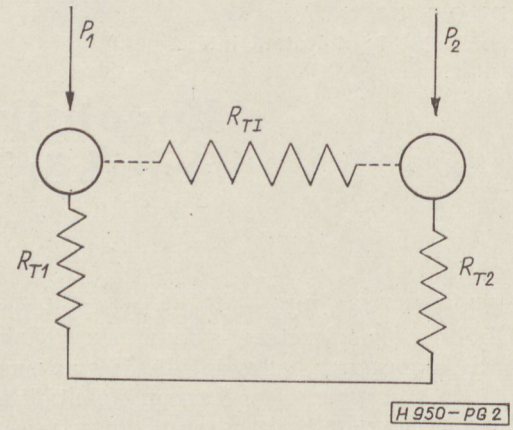
$$\frac{\Delta B}{B} = -\frac{\Delta I}{I}$$

A bázisintegrál szórása a nyitófeszültség eltérésen túlmenően tehát áramerősítési tényező különbségekre is vezet. Kedvezőtlen esetben a két szórás hatása összegeződik. Ha a bázisintegrál-szórást és az emitter terület szórást kb. azonos súllyal előforduló jelenségének tekintjük, akkor 5 mV-os differenciál offsetfeszültséget 10%-os $B$-szórás és az emitter lineáris méretének 5%-os szórása esetén kaphatunk.

### A termikus szimmetria kérdése

Az előzőek során ismertetett gondolatmenet izotermális tranzisztorelemek esetére vonatkozott. A működés során azonban a két tranzisztor hőmérséklete eltérő lehet a belső disszipáció különbsége következtében. A hőmérséklet eltérése ugyancsak nyitófeszültség különbséget idéz elő. A tranzisztor nyitófeszültségének hőfüggése 2,5 mV/C°. A probléma súlyának érzékeltetésére látnunk kell, hogy egy szokásos 5 μV/C°-os differenciál bemenőfeszültség — hőfüggés eléréséhez a két tranzisztor bázistartománya között $2 \times 10^{-3}$ C° lehet a hőkülönbség. Ebből a szempontból az integrált tranzisztorpár üzemi viszonyai lényegesen kedvezőbbek az egyedi párokénál. Erre a megállapításra vezetnek a következőek:

Helyettesítsük ellenállásokkal a hővezetési ellenállást. Ebben az esetben a hőmérsékletnek megfelelő mennyiség a feszültség, ha az ellenálláson folyó elektromos áram a termikus teljesítményt reprezentálja. Egyedi tranzisztorok párbakapcsolása esetén megfelelő kiképzéssel maximálisan azt érhetjük el, hogy a tranzisztorok házhőmérséklete azonos. A termikus helyettesítő képet a 2. ábrán láthatjuk. $P_1$ és $P_2$ a két tranzisztorban disszipált teljesítmény. Az $R_{T_1}$, $R_{T_2}$ ellenállások főképpen a félvezető-kristály hővezetési ellenállásából adódnak. Azonos kristályvastagság és geometriai méretek esetén ez az ellenállás kb. azonos értékű az integrált áramköri és az egyedi




2. ábra

tranzisztoroknál egyaránt. Csakhogy az integrált áramkörben még fellép a két tranzisztor között egy szaggatottan berajzolt $R_{TI}$-vel jelzett hővezetési ellenállás is, amely shuntölő hatásánál fogva lecsökkenti a két tranzisztor-elem közötti hőlkülönbséget. Nyilvánvaló, hogy ez az $R_{TI}$ ellenállás annál kisebb, minél közelebb van egymáshoz a két tranzisztorelem. Integrált differenciálerősítők esetén ezért a párbakapcsolt tranzisztorokat minél közelebb igyekeznek elhelyezni egymáshoz.

A hőkülönbség csökkentésének bevált módja a disszipált teljesítmény csökkentése, amely a munkaponti kollektoráram csökkentése útján valósítható meg. Ehhez az üzemmódhoz kis kollektoráramnál is megfelelő áramerősítési tényezővel rendelkező tranzisztorokra van szükség. Ezek előállítása kis bázisintegrállal rendelkező tranzisztorkonstrukciók megvalósítását kívánja. Ez értelemszerűen következik abból az észlelésből, hogy a bázisintegrál és az áramerősítési tényező között reciprok összefüggés van. A kollektoráram csökkenésével azonban a tranzisztor határfrekvenciája is csökken. Ha kisáramú munkapontban is jó nagyfrekvenciás tulajdonságú tranzisztort akarunk előállítani, akkor ezt csak az emitterméret nagyfokú csökkentése útján valósíthatjuk meg, ami a méretpontosság kérdését különösen nehézzé teszi.

### Az áramkör szórt paraméterei

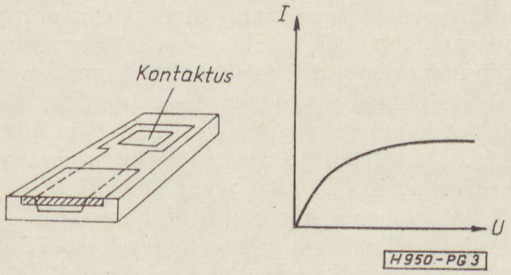
A lineáris integrált áramkörök jelentős előnyökkel rendelkeznek a nagyfrekvenciás technikában is. Itt az extrém kis méreteknek már nem csupán helytakarékosság szempontjából van jelentősége. Ennek eredménye ugyanis, hogy a parazita induktivitások, melyek koncentrált elemes áramkörökben mindig fellépnek és gerjedéseket okozhatnak, elmaradnak. Másik jelentős előny, hogy a kapacitív paraziták értéke definiált és méretezhető. Éppen a méretezhetőség miatt figyelembe is szokták venni ezeket a parazita kapacitásokat az áramköri konstrukció során, a hagyományos méretezéssel ellentétben, ahol ezt azért nem lehet végrehajtani, mert a parazita kapacitás értéke bizonytalan, a szerelés esetlegességétől függ. Nem az a helyzet tehát amit a látszat mutat, hogy az integrált áramkörökben lényegesen nagyobbak

ezek a parazita kapacitások. Pl. egy 1 kohmos diffundáltatott ellenállás földelő parazita kapacitása kb. 1 pF, ugyanekkora szórt kapacitása van egy 1/4 W-os ellenállásnak is, kb. 3 mm-rel a fémház felett szerelve. Csakhogy míg ez utóbbi bizonytalan érték, addig a diffundáltatott ellenállás parazita kapacitása kb. 10%-os eltéréssel reprodukálódik minden áramkörben és azt eredményezi, hogy az áramkör nagyfrekvenciás paraméterei definiáltak lesznek és aránylag szűk tolerancián belül megadhatóak.

Az eddigiek során lényegében áttekintettük azokat a fő előnyöket, melyeket az integrált áramköri technika nyújt. Beszélnünk kell azonban e technika korlátairól és a megoldásra váró főbb problémákról is. A bevezetőben már, pontokban foglalva, szó volt ezekről.

## Nagy ohmértékű ellenállás megvalósításának problémái

Az integrált áramköri technikában szokásosan a bázisrétegről képeznek ki keskeny, szalagalakú ellenállásokat. Ez az eljárás 10 kohm felett már nagy




3. ábra

helyigényű, hosszú ellenállásokat eredményez és 100 kohm felett valószínűleg már nem is használható. A probléma megoldásának két útja lehetséges. Az egyik kapcsolástechnikai természetű. Olyan áramköri megoldásokat fejlesztettek ki, melyekkel elkerülhető a nagy ellenállások alkalmazása, pl. a bázisosztóban. A másik technológiai jellegű. Az áramkört fedő oxidréteg tetején kialakítható párologtatott fémréteg ellenállás. Ez a módszer jelentősen megnöveli a technológiai lépések számát és ezért költséges. Megoldást jelentene, ha a bázis rétegellenállást az ellenállás kialakításának a helyén lényegesen megnövelhetnénk. Erre egy lehetőség az, hogy ezen a helyen emitter diffúziót is alkalmazunk, mert így a rétegellenállásban csak az emitter alatt maradt bázisrész vezetőképessége szerepel. Ezáltal a néhány százohmos rétegellenállás több 10 kohm-ra is megnövelhető. Ilyen megoldást látunk a 3. ábrán. Hátránya ennek a megoldásnak, hogy az emitter behatolásának kis szórása már igen nagy rétegellenállás szórásra vezet. Ezzel a módszerrel tehát nem lehet pontos ellenállást készíteni. A másik nehézség az, hogy a kapott ellenállás áram-feszültség karakterisztikája nem lineáris. Ennek oka az, hogy valójában egy szabadon hagyott „gate" elektródájú térvezérelt tranzisztort állítottunk elő, és ennek a nagy „drain" feszültség tartományban telítési jellege van.

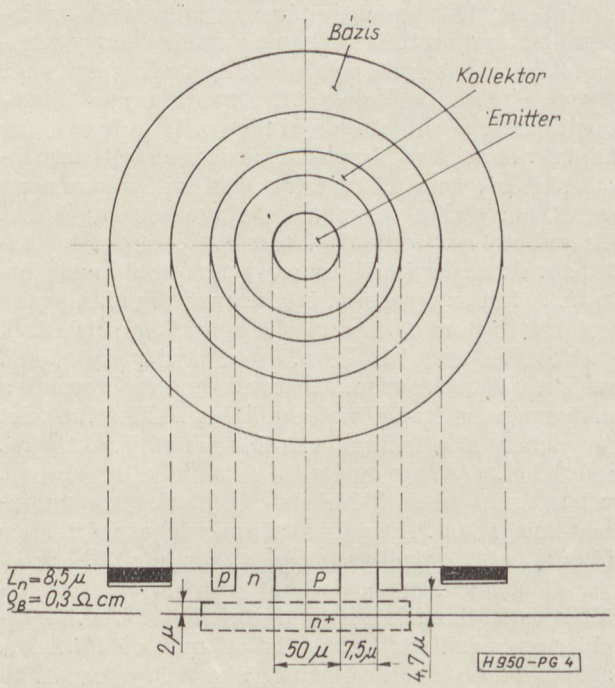
## A p-n-p komplementer tranzisztor megvalósításának problémája

DC erősítőben gyakran alkalmaznak komplementer tranzisztort szinteltolás, ellenfázisú vezérlés céljára. A komplementer tranzisztor kialakításának két lehetősége is kínálkozik az integrált áramkörben, azonban mindkét megoldási lehetőségnél problémák vannak.

Az első, egyúttal egyszerűbb megoldás a bázis-kollektor-szubsztrát rétegekből képezni ki a *p-n-p* tranzisztort. Így megfelelő áramerősítési tényezőjű, teljes értékű karakterisztikákkal rendelkező tranzisztort kapunk, csakhogy ennek a kollektora földelve van, mivel a szubsztrátnak mindig földeltnek kell lennie. Értelem szerint tehát csak földelt kollektoros kapcsolásban használható ez a tranzisztor.

A másik lehetőség a laterális tranzisztor. Ilyen szerkezetet Fulkerson nyomán a következő ábrán mutatunk be (4. ábra). Működés szempontjából ez a tranzisztor a hagyományos szerkezet ellentétének tekinthető. A hatásos emitterműködés ugyanis azokon a helyeken megy végbe, ahol a hagyományos tranzisztornál az áramerősítési tényezőt csökkentő — emitter veszteségnek minősülő — injektálás történik, és megfordítva az az injektálás, amely az emitter alatti részben megy végbe, veszteségnek számít a laterális tranzisztornál.

Az eltemetett réteg nélküli laterális tranzisztor ezért érthetően igen kis áramerősítési tényezővel rendelkezik. A már említett Fulkerson mérései szerint 1-nél kisebb $B$ értéket kapott az ábrán megadott méretek mellett. Eltemetett réteget képezve ki az emitter alatt (melyet az ábrán szaggatott vonallal tüntettünk fel) le lehet csökkenteni az emitter alsó határoló felületén végbemenő injektálást, és így az áramerősítési tényező jelentősen megnő az ábrán feltüntetett esetben $B=4$-re. Ez az érték még mindig




4. ábra

igen szegényesnek tűnik. Ilyen szerkezet azonban már használható feszültségvezérlés esetén, ha biztosítani tudjuk a vezérléshez szükséges áramot. Alkalmazzák is ezt a tranzisztor típust, pl. a Fairchild μA 709-es áramkörében.

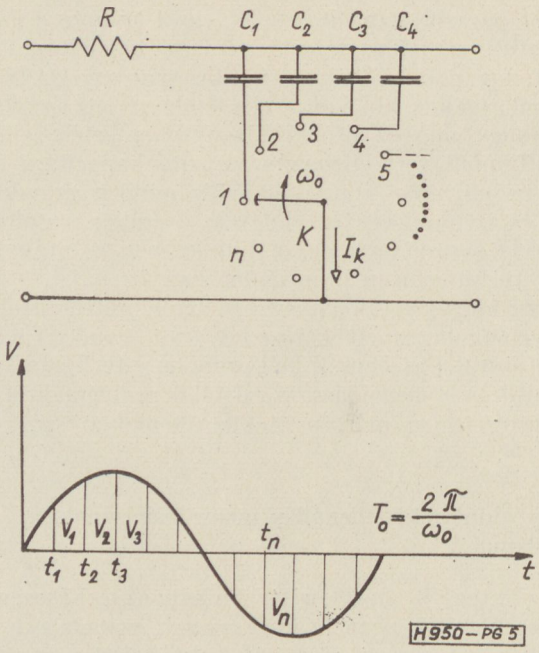
**Kondenzátor a lineáris integrált áramkörökben**

A tiszta monolitikus technika esetén a záróirányú *p-n* átmenet kapacitása szolgálhat áramköri kapacitás-elemként, pl. a bázis-kollektor átmenet eredményezhet ilyen kapacitástagot. Ennek a kapacitásnak a feszültség függése azonban a legtöbb alkalmazásnál, ahol pontos kapacitásérték megvalósítása szükséges, nehézséget okoz. Ennél a kapacitás-elemnél hátrány az is, hogy tiszta kétpólus nem valósítható meg vele, mivel szükségszerűen fellép még egy járulékos kapacitás, a példaként említett esetben a szubsztrát felé csatlakozó parazita kapacitás. Ez a hátrány természetesen nem lép fel abban az esetben, amikor az egyik pólus éppen a föld, azaz hidegítő kondenzátor esetén.

Az említett hiányosságok miatt szívesebben alkalmaznak az integrált áramkörben a $SiO_2$ réteg tetején kialakított üveg dielektrikumú kondenzátort. Ilyen megoldást pl. a MOTOROLA cég ismertet. Ezeknek értéke legfeljebb néhány nanofaradig mehet fel. Nem ismeretes ma még olyan módszer, amellyel integrált áramkörben nagy kapacitásokat lehetne kialakítani. Az említett problémák miatt az alkalmazott áramkörök javarészében még elkerülik a kapacitásos csatolásokat és a DC csatolás alkalmazása az elterjedtebb. E megoldásnál viszont előnyösen hasznosíthatjuk a tranzisztorok nagyfokú karakterisztika azonosságát, amit az előzőekben említettünk.

**Induktivitás helyettesítése lineáris integrált áramkörökben**

Megkísérelték induktivitás megvalósítását az integrált áramköri technikában oly módon, hogy párologtatási módszerrel hoztak létre helikális spirálokat. Ilyen spirálokra párologtatva ferromágneses fémréteget, már elfogadható jósági tényezőjű induktivitást kaptak. Ezzel a módszerrel csak igen korlátozott induktivitású elemeket tudtak előállítani és olyan nagy méretben, ami ugyancsak hátrányos az egyébként kis méretekhez szokott, integrált áramköri technikában. Ezért az irodalom szerint ez az út nem járható. A fejlesztő munka, tehát arra irányul, hogy az induktivitást más kapcsolási elemmel helyettesítsék ezekben az áramkörökben. Induktivitást általában szelektív elemekben pl. sávszűrőkben alkalmazunk a hagyományos áramköri technikában. Ezt a funkciót meg lehet valósítani induktivitás nélkül is, aktív RC szűrőkkel. (A hagyományos elektronikában is van példa erre; kettős T-híd az erősítő negatív visszacsatoló ágában). Ilyen áramkör már teljes mértékben integrálható. Hátránya, hogy zaj szempontjából kedvezőtlen, így bemenő fokozatban nem jöhet számításba és 1 MHz felett nem kivitelezhető. Újabb megoldások és születtek aktív RC elemek előállítására, azonban ámbár elvileg igen érdekesek, gyakorlati kivitelezésük nem jutott túl a kísérleti fázison. Ilyenek




*5. ábra*

pl. NIC (negatív immitancia converter), a girátor (amely műveleti erősítővel valósítható meg a legalkalmasabban) és a digitális szűrő. Míg az előző megoldások stabilitási, sávszélességi szempontból sok kívánnivalót hagynak maguk után, ez a legutóbbi biztató útnak látszik probléma megoldása irányában.

Alapelvét az 5. ábrával magyarázhatjuk. A $K$ kapcsoló $f_0$ frekvenciával körbe forog és a megfelelő kapacitásokat földeli. Ha $f_0$-val azonos frekvenciájú váltófeszültség érkezik a bemenetre, akkor a $C_1 - C_n$ kapacitások rendre feltöltődnek a váltófeszültség megfelelő pillanatértékeire, amint azt az ábrán láthatjuk, és így $I_K$ nulla lesz. Ha a kimenetre kapcsolt terhelő ellenállás jóval nagyobb $R$-nél, akkor a jel gyengítetlenül átjut a szűrőn. Ha azonban a jel frekvenciája nem egyezik meg a kapcsoló körfrekvenciájával, akkor a kondenzátor feszültsége, amelyben az előző érintkezéskor fennállt feszültség tárolódik, a bemenő feszültség pillanatértékétől eltérő lesz, és ezért áram folyik a kondenzátorokon, ezáltal $I_K$ már nem nulla és így a kimenő feszültség kisebb, a bemenő feszültségnél. Belátható, hogy minél nagyobb a két frekvencia különbsége, annál nagyobb lesz $I_K$ és így ennek megfelelően csökken a kimenő feszültség szintje. Ezzel a módszerrel tehát sávszűrőt készíthetünk, melynek jósági tényezője

$$Q = \pi f_0 \cdot N \cdot R \cdot C$$

ahol $N$ a kontaktusok száma, $R$ a soros ellenállás, és $C = C_1 = \ldots = C_n$. A körforgó kapcsolót diódás kapukkal helyettesíthetjük a tényleges megoldásban és ezzel megfelelő időben történő működtetéséről egy $f_0$ frekvenciájú generátor gondoskodik, melynek $N$ számú, fázisban eltolt jelfeszültségét szolgáltató kimenete van. Ezzel a megoldással 2—3 MHz frekvencia tartományig használható, igen kiváló szelektivitású sávszűrő valósítható meg. Egy kísérleti áramkör 10 tranzisztorral, 13 ellenállással, 21 diódával és 3 kapacitással működik és az alapfrekvenciától függetlenül

100 Hz sávszélességet valósít meg. A módszer egyetlen hátránya az, hogy komplikált.

Kísérletek folynak mechanikus szűrőkkel is, ahol egy kerámiából vagy kvarcból kialakított elem mechanikai saját-rezgéseit használjuk fel sávszűrés céljára. Erre egy külön eszközt fejlesztettek ki, a rezgő térelektródás FET tranzisztort. Ezek a módszerek is még kísérleti stádiumban vannak.

*

Fentiekben áttekintettük a monolitikus lineáris integrált áramköri technika alkalmazásának előnyeit és a korlátozó tényezőket, melyek egyaránt e technika konstrukciós sajátosságaiból adódnak. Célunk volt megmutatni, hogy egy meghatározott területen, a DC csatolású differenciál erősítők és nagyfrekvenciás erősítők területén, új megoldási lehetőségeket és jelentős előrehaladást jelent e technika alkalmazása. Ezért a hazai elektronikus iparnak hasznára válik, ha konstruktőreink minél jobban megismerik ezt a területet és mind szélesebb körben alkalmazzák új konstrukcióikban.

IRODALOM

1. *Pásztor Gy.:* Új irányzatok a tranzisztor dinamikus működésének elméletében. Híradástechnika XIX. évf. 4. sz. (1968. április) 97—105. old.
2. *Simonics Gy.:* Kettős diffúzióval előállított *n-p-n* szilícium, planáris tranzisztorok áramerősítési tényezői szórásának vizsgálata. HIKI Közlemények VII. évf. 4. sz. 1967.
3. *Lynn D. K.—Meyer C. S.—Hamilton D. J.:* Analysis and Design of Integrated Circuits. Motorola Series in Solid State Electronics. McGraw-Hill. N. Y.
4. *Middlebrook R. D.:* Differential Amplifier. John Wiley and Sons, Inc. N. Y. 1963.
5. Fairchild Semiconductor Linear Integrated Circuits Application Handbook. 1967.
6. *Fulkerson D. E.:* A Two Dimensional Modell for the Calculation of Common Emitter Current Gains of Lateral *p—n—p* Transistors. Solid-State Electronics Vol. 11. No. 9. pp. 821—826. 1968. Sept.

# MAGYAR KÁBEL MŰVEK

VEZÉRIGAZGATÓSÁGA

Budapest, XI., Budafoki út 60 • Telefon: 453-590

## GYÁRTMÁNYOK:

Jelző-, mérő-, működtetőkábelek

Erősáramú szigetelt vezetékek

Erősáramú kábelek 1—35 kV-ig

Alumínium és acél-alumínium szabadvezetékek

Tekercselőhuzalok

Switch-kábelek

Gumitömlő vezetékek

Híradástechnikai vezetékek

Távkábelek

Hírközlő kábelek

Hajókábelek

Zománchuzalok

Zárt-acélkötelek

Több, mint 3000 villamostermék jóváhagyásáról tájékoztat

## a MAGYAR ELEKTROTECHNIKAI ELLENŐRZŐ INTÉZET

most megjelent

# JOGOSÍTVÁNYJEGYZÉKE

amely tartalmazza az 1969. január 1-én érvényben levő összes MEEI és összes „B" jogosítvány jegyzékét, valamint az import-nyilatkozatok jegyzékét.

Beszerezhető, illetve megrendelhető a MEEI központi székházában (B. XIII., Váci út 48/a-b., *Telefon:* 203-010, vagy 494-700 64-es mellékállomás).

A jegyzék negyedévenként kiegészítésre kerül, példányonkénti *ára 90,— Ft.*

ÚGRAY LÁSZLÓ
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

# Integrálható lineáris áramkörtípusok, lineáris integrált áramkörök alkalmazásai

ETO 621.3.049.7-111.001.2

Az utóbbi évtizedben az elektronikus ipar legmarkánsabb jellemzője világszerte a berendezések méreteinek és súlyának igen intenzív csökkenése és ezzel egyidejűleg a megbízhatóság jelentős javulása. Mindkét tény döntően az integrált áramkörök megjelenésének köszönhető, melyek a fejlett országokban a 60-as évek második felétől már polgári berendezésekben is egyre nagyobb arányban kerülnek alkalmazásra. A hazai elektronikus ipar sem nélkülözheti az integrált áramkörök felhasználását. Vita tárgyát az képezheti, hogy lehetőségeinket figyelembe véve az integrálással meddig szükséges, illetve észszerű elmenni. Ilyen szempontból a lineáris és a digitális áramkörök területén lényegesen különböző helyzetet találunk.

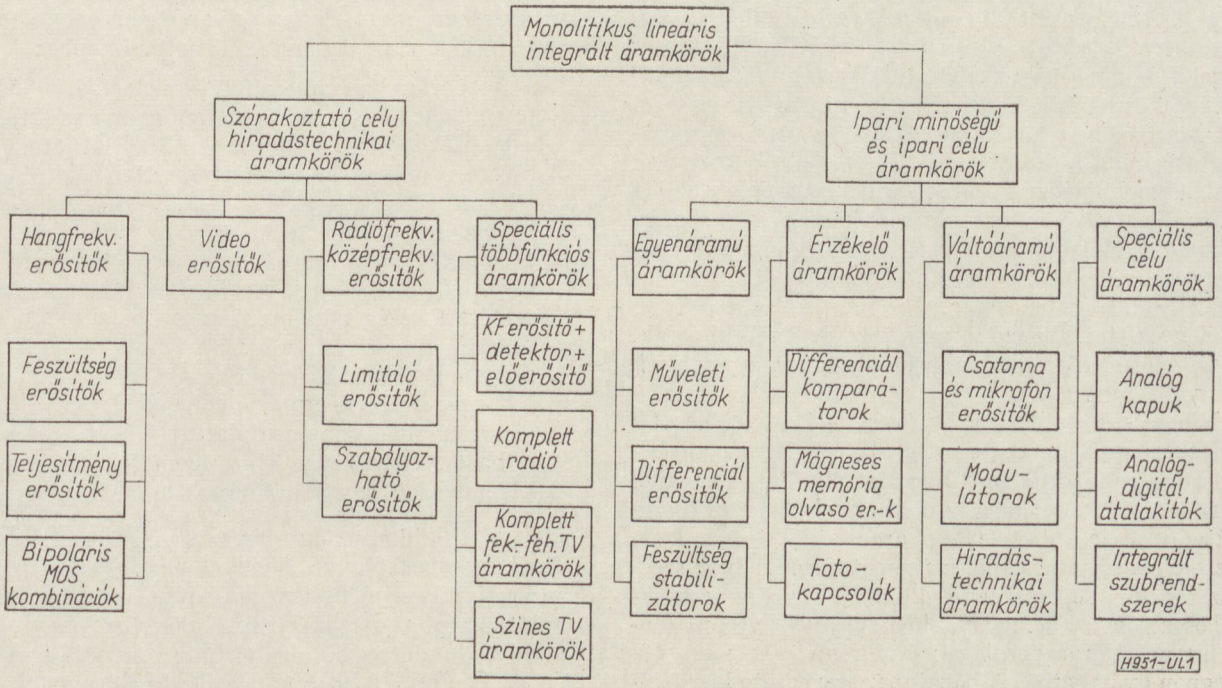
Ebben a dolgozatban a monolitikus lineáris integrált áramkörökkel foglalkozunk, elsősorban külföldi adatokra támaszkodunk. A világpiac felmérésének eredményeként megpróbáljuk a lineáris integrált áramköröket rendszerbe foglalni.

A hazai elektronikus ipar struktúráját, gazdasági és műszaki felkészültségét figyelembe véve keressük azt a szűkebb területet, amely a kezdeti lépések megtételére optimális. Összefoglaljuk azokat a technológiai és kapcsolástechnikai korlátozásokat, melyeket az integrálásra kerülő áramkörök elvi kapcsolásának meghatározása előtt figyelembe kell venni. Felvetjük egy egységes kapcsolástechnikai elven alapuló lineáris integrált áramkörcsalád kialakításának gondolatát, ami mind az áramkörtervezők, mind a felhasználók munkáját megkönnyítheti. Vázlatosan bemutatjuk a lineáris integrált áramkörök tervezésének általános módszerét. Végül néhány alkalmazástechnikai elvre szeretnénk felhívni az elektronikus berendezések tervezőinek figyelmét.

## 1. A lineáris integrált áramkörök rendszerezése

A lineáris integrált áramköröknél a lineáris jelzőt inkább csak a digitális áramköröktől való megkülönböztetésre használjuk, mert a valóságban ebbe a gyűjtő fogalomba tartozik sok nonlineáris vagy időfüggő átviteli karakterisztikával rendelkező elem is. A lineáris integrált áramkörökre általánosan érvényes, hogy a kimenő jelük valamilyen formában arányos a bemenő jelekkel, folytonos bemenő jel esetén a kimenő jel is folytonos, nem tartalmaz szakadást. Általánosan fogalmazva: lineáris integrált áramkörök analóg műveletek elvégzésére alkalmasak.

A híradástechnika és ipari elektronika területén az elvégzendő analóg műveletek rendkívül sokfélék és azonos típusú műveletek esetén is a jellemzők értékei (pl. a frekvencia sáv, jelszint, erősítés) az adott problémának megfelelően nagy tartományban változhatnak.




*1. ábra*

A különböző műveletek elvégzésére rendszerint más-más elvi kapcsolású áramkör alkalmas. Egy meghatározott művelet esetén pedig több áramköri megoldás közül választhatunk. Adott kapcsolással az elemek nem lesznek egyformák, ha a jellemzők értékei eltérőek. A lineáris integrált áramkörök területén tehát nem lehet olyan mértékű szabványosítást végrehajtani, mint amilyet a digitális integrált áramköröknél találunk. Még a rendszerezést is bonyolítja a nagyszámú funkcionális és áramköri változat, mert a rendszerezés mindig valamilyen szempont alapján történik és a lineáris integrált áramkörök területén nehéz olyan szempontokat találni, mint amilyenek pl. a digitális integrált áramköröknél a kapcsolástechnika (ami szerint vannak DCTL, RTL, DTL, TTL, ECL-rendszerek) vagy az áramkör funkciója (ami szerint vannak ÉS és VAGY kapuk, INVERTER-ek, FLIP-FLOP-ok stb.).

Az általunk választott rendszerezés önkényes. Tárgyi alapját az [1—7] irodalomban megadott világpiaci választék képezi. A problémát alkalmazástechnikai oldalról közelítettük meg. A felhasználók jellege szerint két nagy csoportot képeztünk, ezek a szórakoztató célú híradástechnikai készülékek áramkörei és az ipari célú elektronikus berendezések áramkörei. A híradástechnikai áramköröket a frekvenciatartomány és bonyolultság, az ipari elektronikus áramköröket pedig funkciójuk jellege szerint bontottuk tovább. A rendszerezés részletesen az 1. ábrán látható.

## 2. A lineáris integrált áramkörök fejlődési tendenciái

A fentiekben az előttünk álló terület körvonalai már durván kirajzolódtak. A kérdés az, hol induljunk el? Ha megvizsgáljuk a lineáris integrált áramkörök fejlődését az Egyesült Államokban és Nyugat-Európában, akkor azt találjuk, hogy eltérő úton jártak. Az Egyesült Államokban az ipari elektronika áramkörei, elsősorban a műveleti erősítők és differenciál komparátorok nyitották meg az utat, majd ezeket követték a katonai és űrkutatási berendezések híradástechnikai és speciális áramkörei. A szórakoztató célú híradástechnikai áramkörök gyártása csak a technológia kiforrott szakaszában kezdődött el, amikor a lecsökkent gyártási költségek és a nagy kihozatal miatt az áramkörök ára elfogadhatóan alacsony színvonalra került. Fokozatosan nőtt az áramkörök alkatrész sűrűsége. Ma már a 100-nál több alkatrészt tartalmazó áramkörök is gazdaságosak. A fejlődés a minél nagyobb integrált szubrendszerek irányába mutat.

Nyugat-Európában a fejlődés 2—3 évvel később indult meg és az egyszerűbb, 5—10 elemet tartalmazó szórakoztató célú híradástechnikai elemekkel kezdődött. A tendencia minél bonyolultabb és összetettebb rádió, ill. televízió áramkörök integrálása. Az eltérés az amerikai és nyugat-európai ipar szerkezetének és fejlettségének különbségével és az ezekkel összefüggő piaci igényekkel magyarázható, ugyanis integrált áramkörök gazdaságosan csak nagy tömegben gyárthatók. A hazai ipar szerkezete közelebb áll a nyugat-európaihoz, mint az amerikaihoz, legnagyobb volumenű igény tehát a szórakoztató célú híradástechnikai áramkörök iránt merülhet fel.

További kérdés a gyártandó áramkör bonyolultsági foka, mert minél bonyolultabb egy áramkör, annál szűkebb területen használható, viszont minél több funkciót teljesít, annál kevesebb az egy funkcióra eső költség. A jelenlegi stádiumban gazdasági okok miatt nagy darabszámra, technológiai okok miatt pedig egyszerű áramkörre kell törekedni. Szerencsére a két kényszerítő erő azonos irányba hat.

A típus kiválasztásánál tehát döntő tényező, hogy azt minél szélesebb körben lehessen felhasználni, a specifikálásánál pedig figyelembe kell venni a várható alkalmazási területek rendszertechnikai követelményeit, bár a felhasználó az ilyen egyszerű integrált áramkört még alkatrésznek tekintheti, nem szubrendszernek.

## 3. Az integrálhatóság technológiai és kapcsolástechnikai feltételei

Eddigi fejtegetéseinkben a marketing és a rendszertechnika területén végzendő kutatásokkal foglalkoztunk, melyek végén megjelenik egy részletesen specifikált kiválasztott típus. A következőkben összefoglaljuk azokat a gyártási folyamat sajátosságaiból fakadó feltételeket, melyeket az áramkör konkrét tervezése során figyelembe kell venni [8].

Diszkrét elemes áramköri szemléletből kiindulva a lineáris integrált áramkörök legjelentősebb korlátja az, hogy a monolitikus technológiával megbízható induktivitások és kapacitások gazdaságosan nem készíthetők. Az ellenállások abszolút értéke nem pontos (kb. ±20% a tolarencia) és nagy a hőmérsékleti együtthatójuk. Az integrált tranzisztorok erősítési tényezője közepes, a letörési feszültsége és maximális árama kicsi, valamint a korlátozott hűtési lehetőség miatt alacsony a megengedhető disszipáció.

Szerencsére a precízen szabályozott technológia következtében van néhány olyan komponens jellemző, ami előre pontosan beállítható. Ilyenek:

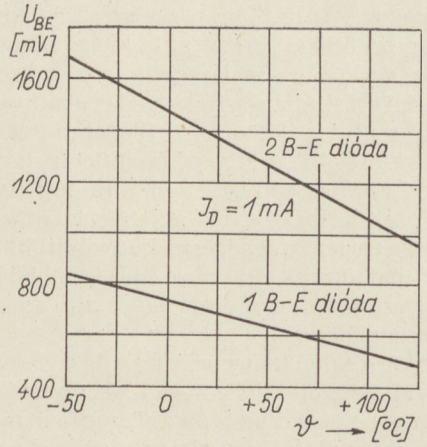
1. a nyitó irányban előfeszített emitter-bázisdióda feszültsége; $U_{BE}$, melynek hőfüggése és értéke egy, ill. két dióda esetén a 2. ábrán látható,
2. a záró irányban előfeszített emitter-bázisdióda letörési feszültsége: $U_{EBL}$, melynek értéke és hőfüggése a 3. ábrán látható,
3. a telített tranzisztor kollektor-emitter feszültsége: $U_{CES}$, melynek értéke és hőfüggése eltemetett réteg alkalmazása esetén a 4. ábrán látható,
4. a diffúziós ellenállások viszonya,
5. két egymás melletti, azonos geometriájú diffúziós ellenállás szimmetriája,
6. a hasonló struktúrájú és geometriájú elemek hőmérsékleti együtthatójának egyformasága.

Ezekre a tulajdonságokra építve kialakítható egy olyan kapcsolástechnika, mellyel nagy kapacitások és induktivitások nélkül megoldhatók az előfeszítési és szinteltolási problémák [9]. Különböző nagyságú referencia feszültségek előállításának módjait mutatja az 5. ábra. A 6. ábrán különféle áramstabilizátor megoldásokat láthatunk, melyek közül né-

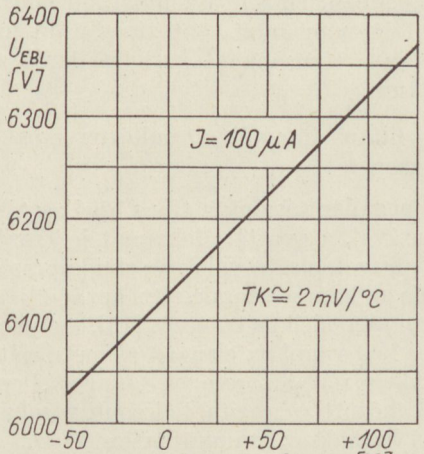
hánynak részletes leírása és számítása a [10—11] irodalomban található.

Az adott problémák megoldására célszerű olyan elvi kapcsolást választani, melyekben az áramkör teljesítését nem az ellenállások abszolút értéke, hanem azok viszonya határozza meg. Ennek kettős jelentősége van. Mint láttuk, az ellenállások viszonya jól kézben tartható, továbbá a 7. ábra szerint az ellenállások viszonyának hőfüggése sokkal kisebb, mint az abszolút értékek hőfüggése.

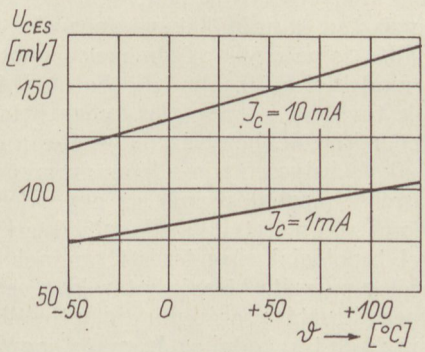
Egy szélessávú video típusú erősítő pl. többféle elvi kapcsolással is megvalósítható. A 8. ábrán négyféle változatot tüntettünk fel, és azokat elektromos teljesítésük szempontjából (erősítés, be- és kimenő



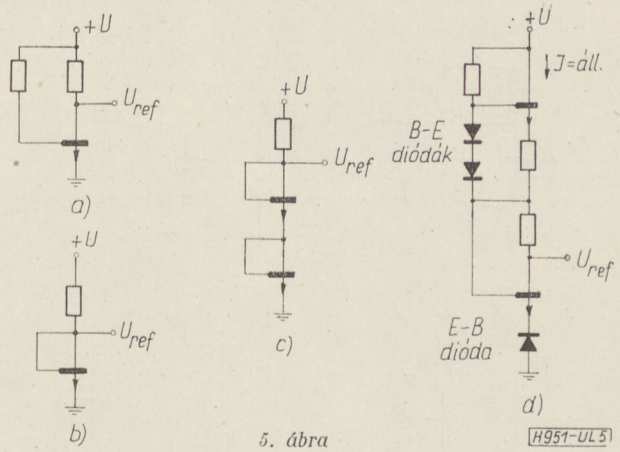

2. ábra



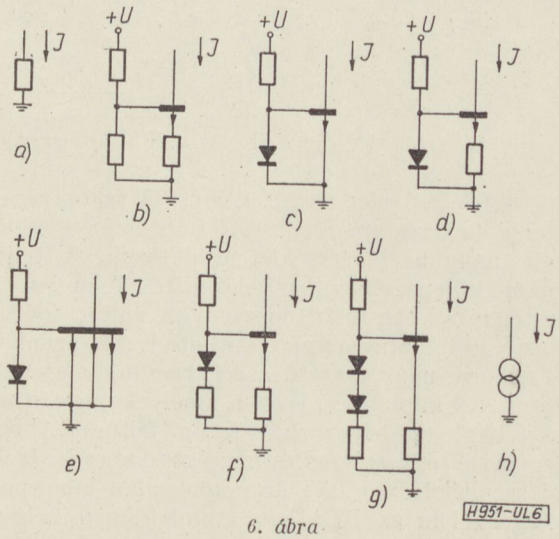

3. ábra



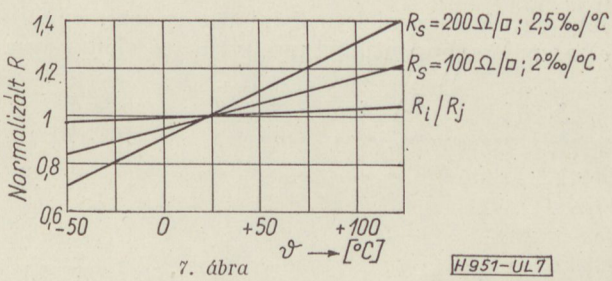

4. ábra




5. ábra




6. ábra

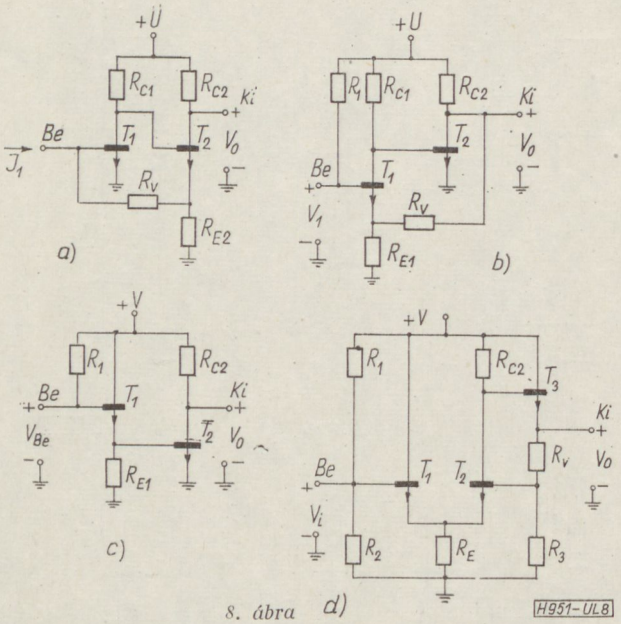



7. ábra

impedancia, átvitt sáv) a [12, 13] irodalom alapján előzetesen megvizsgáltuk. A vizsgálat szerint legszélesebb körű felhasználásra a 8*b* és 8*d* ábrák alkalmasak. A fent említett technológiai és kapcsolástechnikai követelményeknek a 8*d* ábra felel meg legjobban, végeredményül tehát ezt a változatot lenne célszerű integrálni. A gyakorlatban azonban nem mindig ez történik [1...7]. Előfordulnak olyan esetek, amikor az itt említettektől eltérő szempontok dominálnak, mint pl. a szabadalmi védettség vagy a piaci verseny néhány dB erősítés-növekedésért, nagyobb sávszélességért, kisebb torzításért vagy zajért stb.

## 4. Áramkör-család koncepció

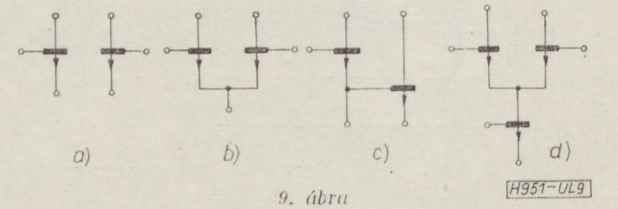
A világpiacon létező lineáris integrált áramkörök túlnyomó többségének alapját a differenciál erősítők képezik, mert az integrálhatóság feltételeit a differenciál erősítők elégítik ki a legjobban és rend-



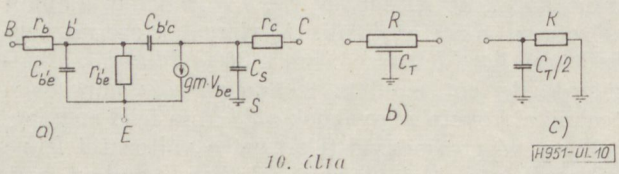

8. ábra

kívül sokféle művelet (erősítés, erősítés szabályozás, limitálás, keverés, modulálás stb.) elvégzésére alkalmasak, nagy a hőmérséklet-stabilitásuk. A teljes áramkör kiképzésében, az előfeszítésekben és kiegészítő részekben már nagyobb a változatosság, ami az 5. és 6. ábrák alapján várható is. Ha azonban csak néhány nagy, vezető céget veszünk alapul, a Motorola-t, Fairchild-et, RCA-t, amelyek nagy típusválasztékkal rendelkeznek, rögtön feltűnik, hogy midegyiknek egy sajátos és egységes kapcsolástechnikai szemlélete van. Az áramkör-család koncepció legvilágosabban az RCA cég áramköreiben valósul meg.

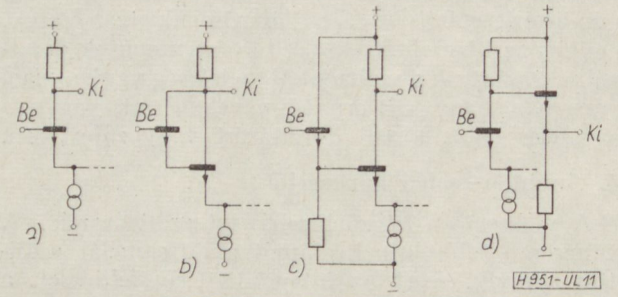
Az egységes szemléletnek mind a gyártó, mind a felhasználó szempontjából rendkívül sok előnye van.



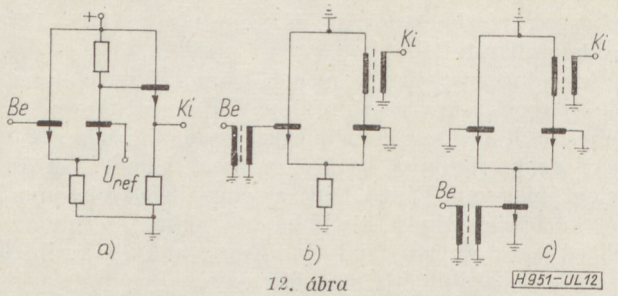

9. ábra




10. ábra




11. ábra




12. ábra

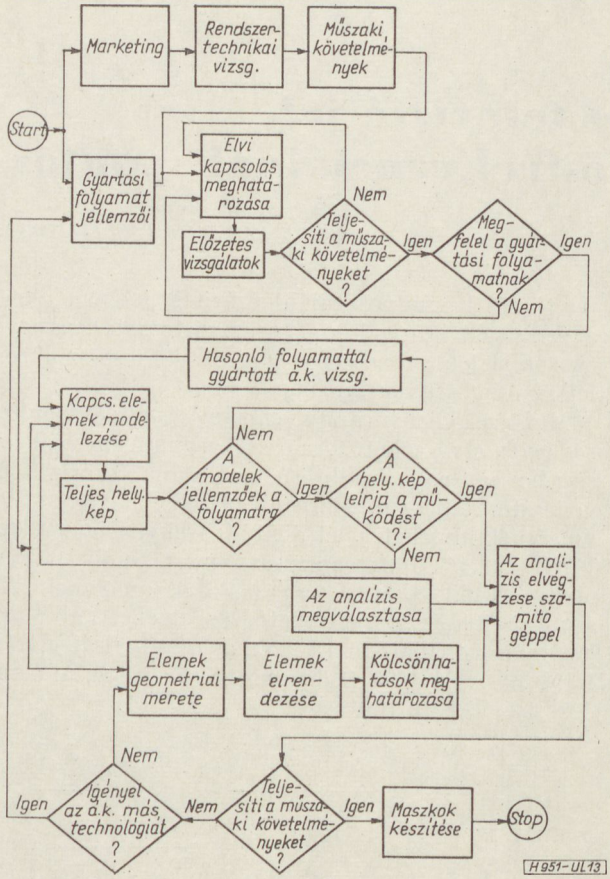
Az áramkörtervezés a tranzisztor elrendezésekig lebontható, ahogy a 9. ábrán látható. A tranzisztor elrendezésekből további elemek hozzáadásával elkészíthetők a 11. ábra szerinti különféle differenciál erősítő típusok. A 11. ábrán egyszerűség kedvéért csak fél áramköröket rajzoltunk ki, a szimbolikus áramforrás a 6. ábra valamelyik változata lehet. A differenciál erősítők nagyfrekvenciás alkalmazására a 12. ábra mutat példákat. A 12*a* ábra szélessávú video típusú erősítőt, a 12*b* ábra differenciál üzemmódú, a 12*c* ábra cascód üzemmódú rádiófrekvenciás szelektív erősítőt ábrázol. Ha a kettős tranzisztoroktól indulunk és lépésről lépésre bonyolultabb áramkörök felé haladunk, akkor az ábrákból is jól látható, hogy szinte minden lépés egy újabb típus megjelenését eredményezi.

Az áramkör-család koncepció a gazdaságosság területén sokkal nagyobb jelentőségű. Előrelátó tervezéssel ugyanis megoldható olyan gyártási módszer, melyben csak az utolsó műveletek döntik el az áramkör típusát, aminek következtében a költségek jelentősen csökkennek. Hazai viszonylatban ennek különös jelentősége van, mert több típus iránt merülhet fel igény, de a típusonként várható darabszám viszonylag kicsi.

## 5. A monolitikus integrált áramkörtervezés általános menete

Eddigi megállapításaink a típus kiválasztásával és specifikálásával, a gyártási folyamat jellemző korlátozásainak összefoglalásával és az elvi kapcsolás meghatározásával kapcsolatosak. Itt kezdődik a tulajdonképpeni monolitikus tervezés [15], melynek során figyelembe kell venni az elemek geometriáját, az átmenetek jellemzőit, az anyagok fajlagos ellenállását, az elemek közötti parazita kölcsönhatásokat, mert ezek mind hatnak az áramkör teljesítésére.

A tervezés két úton indul. Egyrészt meghatározzuk a hasonló gyártási folyamattal készült aktív és passzív elemek helyettesítő képeit, melyek közül az n-p-n tranzisztor, a mindkét végén meleg ponton levő ellenállás és az egyik végén meleg ponton levő ellenállás modelljei a 10. ábrán láthatók [14]. Meghatározzuk továbbá a kapcsolás teljes helyettesítő képét és ellenőrizzük, hogy az megfelel-e a gyártási folyamatnak és helyesen írja-e le az áramkör működését. Másrészt meghatározzuk az egyes kapcsolási elemek geometriai méreteit és elkészítjük a monolitikus kivitel topológiai elrendezését, aminek alapján számolhatók a parazita kölcsönhatások. A geometriai méretek megválasztása során mindig optimális kompromisszumra kell törekedni az áramkör nagyfrekvenciás teljesítése és a könnyű gyárthatóság között.




*13. ábra*

Kiválasztjuk az áramkör típusának és a követelményeknek legjobban megfelelő analízist, ami a teljes helyettesítő kép és a topológiai elrendezés ismeretében rendszerint digitális számítógép segítségével elvégezhető. Ha az eredmény nem kielégítő, akkor meg kell határozni, hogy melyik elem okozza a romlást. Ennek érdekében elemérzékenység vizsgálatot végezünk úgy, hogy lépésről lépésre megváltoztatott elemértékekkel újra számoljuk az áramkör teljesítését, ami lényegében numerikus parciális differenciálás minden elem szerint. A végső elemértékek meghatározása után a gyártási folyamatra jellemző toleranciák ismeretében Monte-Carlo módszerrel számítható a várható kihozatal. Ha minden eredmény kedvező, akkor a topológiai elrendezés alapján a gyártási maszkok elkészíthetők. A lineáris integrált áramkörök kialakításával kapcsolatos felmérési és tervezési munkák folyamatát szemléletesen mutatja be a 13. ábra. Meg kell jegyezni, hogy az elmondottak a lineáris integrált áramkörök készítésének csak egy szűk területére, a villamosmérnökökre jutó munka tervezési részére vonatkoztak. Nem esett szó az ugyancsak villamosmérnöki feladatot jelentő méréstechnikáról, valamint a témakörét is és volumenét is tekintve lényegesen nagyobb területű technológiáról.

## 6. Néhány alkalmazástechnikai elv

A lineáris integrált áramkörök alkalmazásának három döntő indítéka lehet:

1. a gazdaságosság,
2. a műszaki jellemzők és a megbízhatóság jelentős javulása,
3. a piaci követelmények.

Ha a három tényező közül valamelyik erőteljesen jelentkezik, akkor a választás egyértelmű, ellenkező esetben a döntést egy optimumkeresési folyamatnak kell megelőzni.

Ha egy készülékben vagy berendezésben az integrált áramkörök alkalmazása indokolt, akkor meg kell határozni az integrálás legkedvezőbb mértékét az áramköri, rendszertechnikai és gazdasági tényezők figyelembevételével. Durván három fokozatot különböztetünk meg:

1. egyszerű művelet elvégzésére szolgáló, a felhasználó szempontjából alkatrésznek tekinthető integrált áramkörök alkalmazása,
2. bonyolultabb művelet (pl. nagy erősítés) elvégzésére szolgáló, a felhasználó szempontjából áramköri egységnek tekinthető integrált áramkörök alkalmazása,
3. több különböző bonyolultságú művelet elvégzésére szolgáló, a felhasználó szempontjából szubrendszernek vagy teljes rendszernek tekinthető integrált áramkörök alkalmazása.

Az egyszerűbb integrált áramkörök alkalmazása már évi néhányszor tízezres darabszámnál szóba jöhet, míg a bonyolultabb és az összetett integrált áramkörök csak többszázezres sorozatok esetén gazdaságosak. Nincs értelme nagymértékű integrálásnak akkor sem, ha a készülék mechanikus konstrukciója és elektromechanikus alkatrészei nagyok, korszerűtlenek.

Véleményünk szerint hazai viszonylatban mind az integrált áramkörök, mind a készülékek és berendezések fejlesztésének és gyártásának színvonala, valamint a várható darabszámok miatt az egyszerű, sokoldalúan felhasználható, alkatrésznek tekinthető integrált áramkörök elterjedése várható.

IRODALOM


1. *Motorola:* Integrated Circuit Data Book. Motorola. 1968.
2. *Texas Instruments:* Semiconductor and Components Data Book 1. Texas Instr., Inc. 1968.
3. SGS-Fairchild Planar Integrated Circuits Manual.
4. *RCA:* Semiconductor Products Databook SPD-100.
5. *Dummer, G. W. A.:* American Microelectronics Data, 1966—67. Pergamon Pres, N. Y. 1966.
6. *Valvo:* Integrierte Schaltungen. VALVO, 1968.
7. Amphenol, National Semiconductor, Philco Ford, Philips, Plessy, Sylvania, Union Carbide katalógus lapok.
8. *Warner R. M.—J. N. Fordemwalt* (eds.): Integrated Circuits: Design Principles and Fabrication McGraw-Hill N. Y. 1965.
9. *Widlar, R. J.:* Some Circuit Design Techniques for Linear Integrated Circuits. IEEE Trans. on Circuit Theory. *12*-4. p. 586. 1965. Dec.
10. *SGS-Fairchild:* The Application of Linear Microcircuits. 1967.
11. *RCA:* Technical Series IC-41: Linear Integrated Circuits. 1968.
12. *Middlebrook, R. D.:* Differenciál erősítők. Műszaki Könyvkiadó, Bp. 1968.
13. *Ghausi, M. S.:* Principles and Design of Linear Active Circuits. McGraw-Hill, N. Y. 1965.
14. *Lynn, D. K., Ch. S. Meyer, D. J. Hamilton* (eds.): Analysis and Design of Integrated Circuits. McGraw-Hill, N. Y. 1967.
15. *Mammano, R.:* Computer-aided Design. Part 14. Electronics March 4. p. 94. 1968.

DR. FERENCZY PÁL
BME Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszék

# SECAM színes televízió jel színsegédvivő-frekvenciáinak pontos mérése

ETO 621.317.361:621.397.132 SECAM

A hazánkban is bevezetésre kerülő SECAM-rendszerű színes televízió jelében a színinformáció átvitelére frekvenciában modulált színsegédvivő szolgál. Így a helyes színátvitel egyik legfontosabb paramétere a színsegédvivő pillanatnyi frekvenciája, amelynek változása a moduláló jelek függvényében szigorú követelményeket kell, hogy kielégítsen.

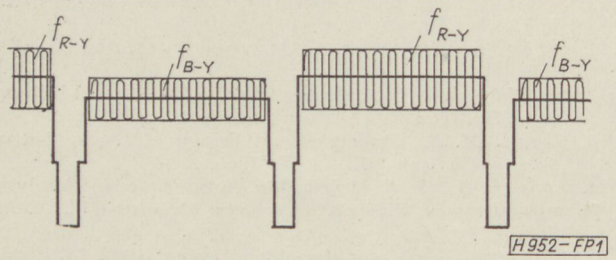
Az ellenőrzés legegyszerűbben FM detektor felhasználásával oldható meg, amelynek kimeneti jelét oszcilloszkópra vezetjük. A detektált jel egyenszintje így közvetlenül hitelesíthető a színsegédvivő pillanatnyi frekvenciájára. Ennek a módszernek a pontossága azonban nem minden esetben elegendő és különösen egészen kicsiny, illetve egészen nagy frekvencialöketek esetén a mérési hiba jelentős lehet.

Több olyan mérési módszer is ismert, amely a jel demodulálásának módszerét megtartva tovább finomítja a fenti alapgondolatot, ezekhez azonban különleges berendezések szükségesek pl. mérődekóder, jelbekeverő. Az alábbiakban olyan új mérési módszert ismertetünk, amelyhez nem kell demodulálni a színes tv jelet, és a méréshez nincs szükség különleges célműszerekre vagy egyéb kiegészítő áramkörökre.

## Az új mérési módszer leírása

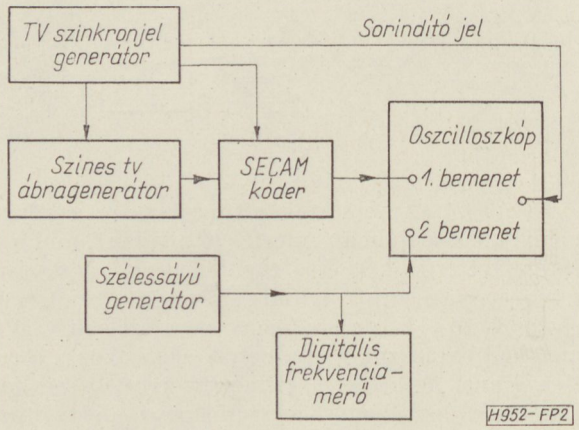
E mérés véghezviteléhez is természetesen szükséges valamilyen periodikus moduláló jel. Legcélszerűbb, ha színminta generátorból az egész vevőkészülék ernyőjét azonos színűre, ill. „színtelenre" színező jelet adunk a kódoló áramkör bemenetére. Így a színsegédvivő frekvenciája egy-egy televízió sor ideje alatt nem változik, de két egymás utáni sorban általában különbözni fog, a SECAM kódolási módnak megfelelően. A feladat éppen az, hogy meghatározzuk, mekkora a vörös és kék színkülönbségi jeleket továbbító tv sorokban a színsegédvivő frekvenciája ($f_{R-Y}$ és $f_{B-Y}$ az 1. ábrán).

A frekvenciamérés fő problémája az, hogy nem állnak rendelkezésre folyamatosan a mérendő jelek, és ezért a megfelelő pontosságot biztosító digitális frekvenciamérők nem alkalmazhatók. A SECAM-rendszerű színes jelnek emellett még az a mérés szempontjából hátrányos tulajdonsága is megvan, hogy a színsegédvivő induló fázishelyzete minden egyes tv sor elején azonos (0° vagy 180°) a sorszinkronjelhez mint referenciajelhez képest.




*1. ábra*

Mindezek ellenére a frekvenciamérés összehasonlításos elven elvégezhető. Az összehasonlítás alapját célszerűen egy nagystabilitású, szélessávú színuszos jelgenerátor adja (pl. Marconi TF 885A, R&S SBF), amelynek kimeneti jelét digitális frekvenciamérő (pl. EMG TR 5250) folyamatosan méri. Indikátorként olyan oszcilloszkópra van szükség, amelynek vízszintes eltérése késleltethető, és emellett alkalmas két nyomvonallal két jel egymás utáni felrajzolására (pl. EMG: TR-4401, Tektronix: 545). A mérési elrendezést a 2. ábra tünteti fel.




*2. ábra*

Az RGB jelet szolgáltató színes tv ábragenerátorból (pl. HTSz: C-04-002, Philips: PM 5552) kapja a SECAM kóder (pl. GS 11, CT 40) a moduláló jelhármast. Mindkét egységet a kvarcvezérlésű tv szinkronjel-generátor (pl. HTSz: S-02-001, Pye 2517) látja el a szükséges indító jelekkel. Az összetett színes tv jel az oszcilloszkóp függőleges erősítőjének egyik csatornájára kerül, míg a másik bemenetre a szélessávú színuszos generátor csatlakozik. Ez utóbbi frekvenciáját méri folyamatosan a digitális frekvenciamérő.

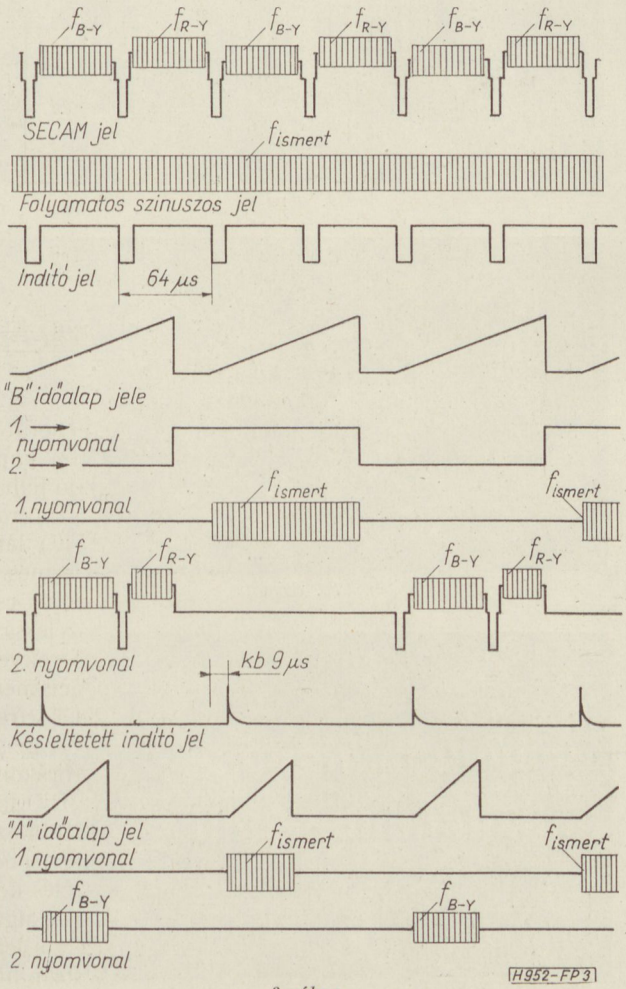
Az oszcilloszkóp a szinkron-generátorból sorfrekvenciás külső indítójelet kap. Ezt, valamint a másik két jelet a 3. ábra első három diagramja ábrázolja. A sorfrekvenciás indítójel az oszcilloszkóp „B" időalap-eltérítését indítja, amely most a késleltető szerepét tölti be. Ennek az időalapnak a lefutási sebessége 10 μs/cm-re van állítva, így a 10 cm széles képernyőn 100/μs idő alatt fut végig az elektronsugár. Ez az idő kb. 1,5 tv soridőnek felel meg, ezért a lefutás után a „B" fűrészgenerátor a következő sorindítójel beérkeztéig (kb. 30 μs) nyugalomban marad.

Ekkor a „B" időalap ismét lefut, és minden ismétlődik elölről. Ezzel a beállítással 1 : 2 frekvenciaosztást valósítottuk meg a sorindító jelhez képest, amely szükséges ahhoz, hogy a SECAM színes tv jel egyszeresen rajzolt képként álljon az oszcilloszkóp ernyőjén.

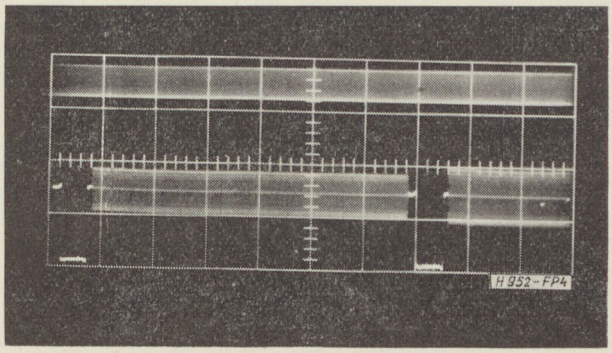
A függőleges erősítőt két-nyomvonalas dugaszolható egységgel használva, azon beállítható az ún. „alternatív" (=váltakozó) üzemmód. Ez azt jelenti, hogy a bemenetekre adott két vizsgálandó jelet az oszcilloszkóp váltakozva rajzolja fel, a váltás saját fűrészgenerátorának minden egyes lefutása után következik be. Ezt a 3. ábra ötödik sora ábrázolja, míg a hatodik és hetedik sorban a két nyomvonalon megjelenő kép látható az idő függvényében. Ha a két nyomvonalat a képernyőn egymás alá toljuk, akkor az oszcilloszkópról a 4. ábrán látható fényképfelvétel készíthető.

A tényleges mérésnél azonban nem a „B" időalap adja az eltérítést. Ha most ui. megpróbálnók a két nyomvonalat egymásra húzni és elektronikusan kinagyítani, úgy a színes tv jel színsegédvivőjének hullámalakja állóképet, a generátoré viszont futó (nem szinkronozott) fénysávot adna csupán. Az összehasonlításos frekvenciamérés így tehát nem végezhető el, ahhoz mindkét színuszjelet meg kell állítani az oszcilloszkóp ernyőjén.

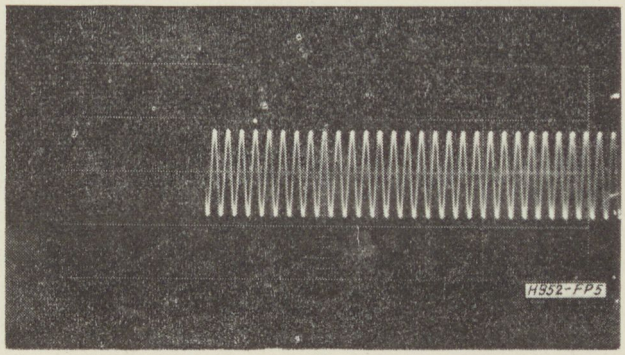
A két időalappal (késleltetővel) rendelkező oszcilloszkópot azonban be lehet úgy állítani, hogy mind-



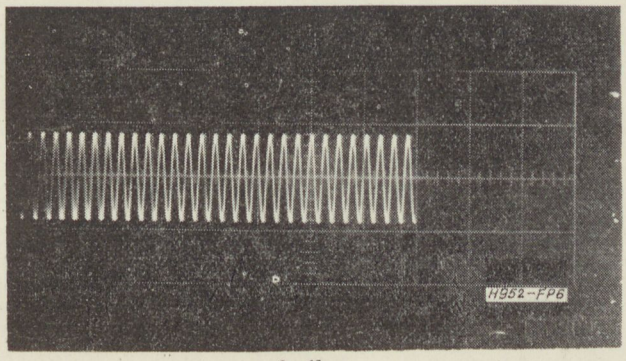

3. ábra




4. ábra



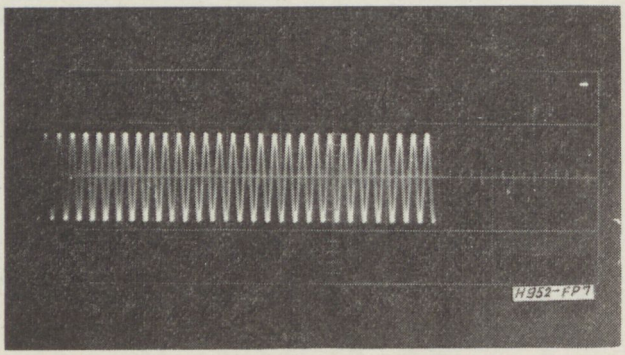

5. ábra



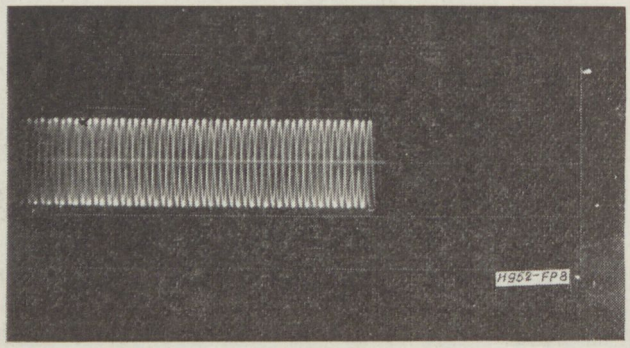

6. ábra

két jel jól látható állóképet eredményezzen az ernyőn. Ehhez az kell, hogy az eddig fel nem használt „A" időalap mindig a vizsgált jel negatívra futó hullámmenetekor induljon. Ha pedig a lefutás ideje akkora, hogy a modulált színsegédvivő éppen a tv sor végéig látható, akkor a célt már elértük, mert a két jel közvetlenül összehasonlítható.

A fentiek eléréséhez tehát az szükséges, hogy egyrészt késleltessük a jeleket ténylegesen felrajzoló „A" időalap indulását kb. 8...10 µs-mal (l. 3. ábra nyolcadik sorát), másrészt a pontos indítást mindig az éppen felrajzolásra kerülő jel negatív nullátmenete vezérelje. E kettős követelmény egyszerűen teljesíthető úgy, hogy beállítunk kb. 8...10 µs késleltetést a „B" időalap indulásához, azaz a külső indítójelhez képest („A delayed by B"), de az „A" időalap lefutását nem közvetlenül e jellel oldjuk meg, hanem azt csupán az „A" időalap „élesítésére" üzemkész állapotba hozására) használjuk fel. Így teljesül az, hogy akár a SECAM színes tv jel, akár a folyamatos mérőjel kerül az oszcilloszkóp függőleges erősítőjére, az „A" időalap pontos indítását maguk a vizsgált jelek




*7. ábra*




*8. ábra*

kezdeményezik, tehát az ernyőn stabilan álló képet kapunk. Ezt azáltal érhetjük el, hogy az „A" időalap lefutását szabályozó „stability" jelű gombot úgy állítjuk be, mintha egyszerű belső indítással akarnók az oszcilloszkópot üzemeltetni.

A 3. ábra utolsó soraiban — változatlan időléptékben — feltüntettük a késleltetett indítójelet, az „A" időalap fűrészjelét, valamint a két nyomvonal által felrajzolt jeleket is. Természetesen annak ellenére, hogy a két színuszos jel egymás után rajzolódik fel, az ismétlődési frekvencia bőségesen elég ahhoz, hogy mindkettőt egyidejűleg, villogásmentesen láthassuk.

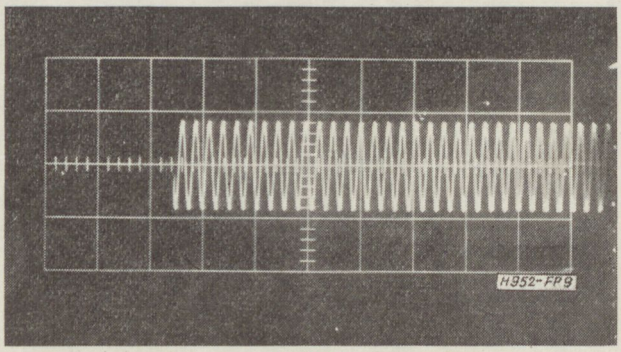
**A mérés gyakorlati végrehajtása**

Ha a fent leírt mérést összeállítottuk és a beállításokat elvégeztük, akkor következhet a tényleges frekvenciamérés végrehajtása. A két nyomvonalon megjelenő színuszos jelek amplitúdóit erősítés-szabályozással egyformára állítjuk, majd a kettőt függőleges eltolással pontosan fedésbe hozzuk. Ha most bekapcsoljuk a vízszintes erősítő tartalék erősítését, azzal annyira megnyújthatjuk az ábrát, hogy a színsegédvivő és az ismert frekvenciájú összehasonlító jel nyomvonalai élesen, jól láthatók. Ezután a teendő már csupán az, hogy a szélessávú generátor frekvenciáját úgy változtassuk, hogy a két színuszos jel periódusról periódusra pontosan fedje egymást. Amikor ez bekövetkezik, akkor a digitális frekvenciamérőről leolvasható a kérdéses színsegédvivő frekvenciája.

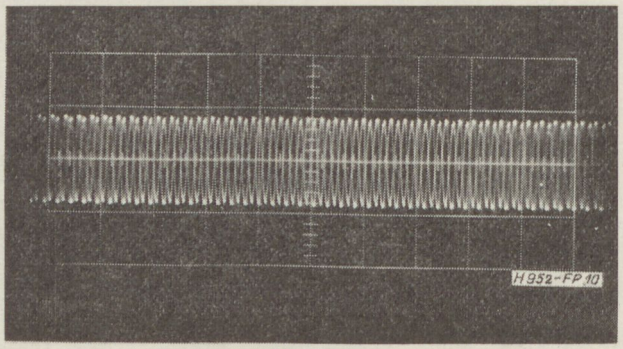
A következő fényképfelvételek illusztrálják a mérés egyes fázisait. Az 5. ábrán látható az elektronikusan ötszörösre kinagyított, egymásra rajzolt két színuszos jel induló (soreleji) szakasza. A SECAM kóder modulálatlan, a vizsgált tv sorban a két színkülönbségi jelnek megfelelő modulálatlan színsegédvivő van jelen. A vízszintes lépték ennél és valamennyi további felvételnél kb. 1 μs/osztás;

A 6. ábra ugyanennek a képnek a jobb oldalát mutatja hasonló nagyításban. Megfigyelhető, hogy a két jel vonalvastagságon belül fedi egymást. A frekvenciamérőről leolvasott érték 4251,0 kHz volt a névleges 4250,0 kHz helyett. A 7. ábrán a két jel kifutását láthatjuk abban az esetben, ha az összehasonlító generátort szándékosan +2 kHz-cel elhangoltuk. A megvastagodott, ill. kettős vonalak még a fényképfelvételeken is mutatják az eltérést, a valóságban a viszonyok lényegesen jobbak. Összehasonlításul a +10 kHz elhangolásra mutatkozó képet a 8. ábra tünteti fel. Itt — bár induláskor, a tv sor elején a kép pontosan olyan, mint amilyen az 5. ábrán látható — a két jel ellenfázisúvá válik a tv sor végére érve.

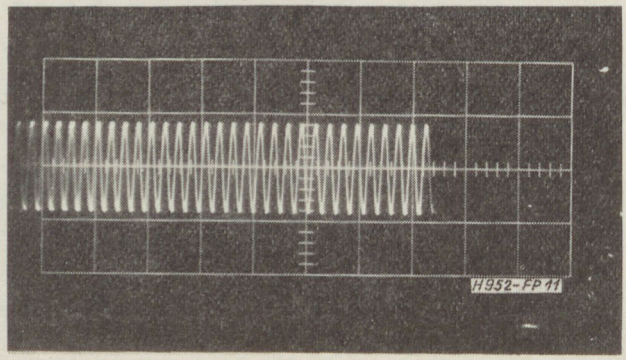
Az egyértelműség biztosítására célszerű a mérést úgy végezni, hogy először mindig az indulás azonos fázisát ellenőrizzük, majd a vízszintesen kinyújtott képet folyamatosan balra eltolva, végig a sor mentén ellenőrizzük, hogy a két jel fedésben van-e. A pontos




*9. ábra*




*10. ábra*




*11. ábra*

frekvenciaegyeztetést a balra eltolt jel végén állítjuk be. Ha ezt nem így csináljuk, akkor durva hibát lehet elkövetni, amelyre példát a 9., 10. és 11. ábra felvétele mutat. Itt az összehasonlító jel frekvenciája 22 kHz-cel nagyobb a színsegédvivő frekvenciájánál, de ez csak a tv sor középső részén szembetűnő (10. ábra), két végén gyakorlatilag fedésben van a két jel. Ha tehát csupán a sorkifutás végét nézve állítjuk a frekvenciát, könnyen hamis értéket lehet mérni.

### A mérési módszerrel elérhető pontosság

A mérés pontosságát legfőképpen az befolyásolja, hogy mekkora minimális frekvenciakülönbséget lehet már egyértelműen kimutatni az oszcilloszkóp ernyőjén. Mivel végeredményben periódusidőket hasonlítunk össze, az eltérés periódusról periódusra összeadódik és annál nagyobb, minél több teljes periódus következik egymás után. Ez azt jelenti, hogy a pontosság növekszik, ha a tv sor teljes idején rendelkezésre áll a mérendő jel, vagyis ha nem változik a moduláló jel a tv sor teljes hosszában. Ezért célszerű olyan mérőjelet alkalmazni, amely az egész tv képet azonos színűre festi, mert így amellett, hogy a tv sorok teljes hosszukban állandó moduláló jelet kapnak, ráadásul valamennyi sor azonos, és nincs szükség a mérést tovább bonyolító sorszelektorra.

A leolvasási pontosságot viszont végső soron a nyomvonal vastagsága határozza meg. Optimális eredményt az ad, a minimális látható fényerő mellett — a képernyő középső részén — kifókuszoljuk a sugarat. Ekkor kb. 0,1 mm az a minimális távolság, amely már egyértelműen felismerhető két egymáson elcsúszott színuszgörbe között. Mivel pedig a vízszintes képméret ötszörös nyújtással 500 mm-es ekvivalens képnek felel meg, az 0,1 mm pontossága $2 \cdot 10^{-4}$. Frekvenciaértékben ez kb. $4 \cdot 10^{6} \cdot 2 \cdot 10^{-4} = 800$ Hz. Vagyis kb. $\pm 1$ kHz frekvenciapontossággal lehet az ismertetett módszerrel a színsegédvivő frekvenciáját meghatározni.

### Alkalmazási területek

Az ismertetett mérési módszerrel a SECAM kódoló áramkörnek az alábbi paraméterei ellenőrizhetők:

1. A színsegédvivők modulálatlan frekvenciái (AFC áramkörök helyes működése, szintrögzítés);
2. Modulációs karakterisztika (linearitás, határolás);
3. Színáthallások (kóder színtisztasága).

A fenti paraméterek megbízható, de amellett gyors és egyszerű mérésére kiválóan alkalmas az ismertetett eljárás, de ezeken kívül még számos más célra is továbbfejleszthető (pl. automatikus riasztó áramkör vezérlésére, ha a modulálatlan színsegédvivők frekvenciája kilép a toleranciamezőből).

Végezetül ezúttal is szeretnék köszönetet mondani tanszéki munkatársaimnak, akik sok segítséget nyújtottak e mérés kidolgozásához.

## KÖNYVISMERTETÉSEK

**Dr. Valkó Iván Péter:** *Elektroncsövek és félvezetők*, Tankönyvkiadó, Budapest, 1968., 766 oldal, ára: 83,— Ft

A szerző és a két bíráló — dr. Simonyi Károly és dr. Rédl Endre — neve önmagában is fémjelzi már a könyvet. Egyetemi tankönyv, jelentőségében azonban ezen kategórián messze túlnő.

A könyv egységes szempontok szerint ismerteti és tárgyalja igen magas színvonalon az elektroncsöveket és a félvezetőket. Az elméleti fizikai alapok tömör összefoglalásával indul a mű. A vezetők és félvezetők elméletének tárgyalása az emissziós és felületi jelenségek magyarázatával zárul. Ezen teljességében már ezt az anyagot sem lehet másutt 120 oldalon fellelni. A következő fejezetek az eszközöket ismertetik: a félvezető diódákat, a vákuumdiódát, a triódát, a többrácsos csöveket, a rétegtranzisztort, a térvezérlésű tranzisztort. Mindegyik fejezet elvi felépítése azonos: az eszköz rövid leírása és a fizikai működés alapelve, majd ez utóbbi részletes elméleti taglalása, ennek alapján a jellemzők meghatározása következik, ezután az alkalmazással kapcsolatos áramköri kérdéseket ismerteti, végül a tényleges ipari kivitelt és konstrukciót mutatja be a szerző.

Továbbiakban egy-egy gyakorlatilag fontos és elméletileg egységesen tárgyalt fejezet következik: elektroncsövek és tranzisztorok viselkedése igen nagy frekvencián, elektronikus eszközök tranziens jelenségei, zavaró jelenségek (zaj, zörej), kivitelezési elvek (konstrukció és gyártástechnológia), megbízhatóság.

A 15. fejezet a megbízhatóság kérdésével foglalkozik, alfejezetei: a megbízhatóság fogalma, a megbízhatóság mint időfüggvény, elektroncsövek és félvezetők meghibásodása, megbízhatóság és alkalmazás, vizsgálatok.

A könyv további fejezetei: fényelektromos és hőelektromos eszközök, elektronsugárcsövek, mikrohullámú elektroncsövek és félvezető eszközök, kvantumelektronikai aktív eszközök, gáztöltésű csövek. Sajnos, e helyen a tartalom gazdagságát nem lehet teljes mértékben érzékeltetni.

Ilyen átfogó képet egyetlen általunk ismert könyv sem nyújt a témakörről. Külön ki kell emelni dr. Valkó Iván Péter könnyen érthető világos fogalmazásmódját és következetesen „mérnöki" gondolkodását. Ez a könyv alkalmas arra, hogy kiváló híradástechnikai mérnököket neveljen, felkeltse a tárgykör szeretetét, és a további tanulmányok szilárd elméleti alapját megadja. Alkalmas arra is, hogy gyakorló mérnökök ismereteik hiányait e műből könnyen pótolhassák, ismereteiket pontosítsák. Úgy véljük e könyv egyetlen híradástechnikai szakember könyvtárából sem hiányozhat.

A könyvterjesztésben kevéssé propagálják e művet. Valószínűleg, mert „tankönyv" és így a legtöbb üzemi könyvterjesztőnél sem kapható, ennek ellenére rövidesen hiánycikk lesz. Mi olvasóinknak melegen ajánljuk.

B. Gy.

**T. D. Towers:** *Tranzisztoros impulzustechnikai áramkörök*, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1968. 136 oldal, ára: 13,— Ft

A könyv technikusi szinten ad leírójellegű ismereteket. A következő fejezetekre tagozódik: impulzusáramkörök családja, lineáris impulzuserősítők, astabil multivibrátorok, monostabil multivibrátorok, bistabil multivibrátorok, hullámalak-formálás, töltőáramkörök és Schmitt-triggerek, blocking-oszcillátorok, kapuáramkörök, időzítős számlálók időalap-generátorok.

A könyv igen tömör és világos, jól áttekinthető összeállítás. Minden felhasznált fogalmat röviden megmagyaráz és így önmagában is érthető. Legnagyobb hibája, hogy az összes kapcsolás Ge-tranzisztorokat tartalmaz. A feltüntetett típusok nálunk teljesen ismeretlenek, ezeket hazaiakkal kellett volna helyettesíteni, de legalább meg kellett volna adni az az egyenértékű hazai típust.

Fenti észrevételek ellenére a könyv a maga nemében követendő példakép.

B. Gy.

## EGYESÜLETI HÍR

*Antennák és hullámterjedés munkacsoport* alakult a Rádió és Televízió Szakosztály keretében március 17-én. A munkacsoport főként fiatal szakemberekből áll és elsőrendű céljának a szervezett továbbképzést és a klubszerű tapasztalatcserét tekinti. A munkacsoport elnöke dr. Tófalvi Gyula, Kossuth-díjas főmérnök (EMV), titkára Szekeres Béla adjunktus (BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék).

BERNHARDT RICHÁRD
Elektromechanikai Vállalat

# A differenciális fázishiba mérési problémái a színes tv jel átvitelénél

ETO 621.317.77:621.391.837:621.397.132

A színes tv technika néhány teljesen új, vagy a fekete-fehér jelátvitelnél figyelmen kívül hagyott műszaki paramétert vezetett be, mint a jelátvitel minőségét meghatározó jellemzőt.

A tv jel átvitele három fő szakaszra: a stúdióra, az adóberendezésekre és a vevőkészülékekre bontható. Ez a cikk a tv adástechnikában jelentkező differenciális fázishibák ismertetésével, azok megszüntetésének, korrigálásának és mérésének módjaival foglalkozik.

A színárnyalati, színtelítettségi és az átmeneteknél jelentkező színtorzulási problémák minden jelenleg használatos színesjel átviteli rendszernél visszavezethetők csoportfutási idő hibára, kivezérlésfüggő fázishibára, elterjedtebb nevén differenciális fázishibára és kimodulálhatósági hibákra.

A csoportfutási idő hibákra az NTSC rendszer különösen érzékeny, de a késleltető művonal nélküli, PAL rendszerben működő vevőkészülékek is elég érzékenyek. Mivel az NTSC rendszer és lényegében a PAL is kvadratúra-modulációval dolgozik, a csoportfutási idő hibák színárnyalat torzulást okozhatnak. Meg kell azonban jegyezni, hogy amennyiben a csoportfutási idő hiba állandó, akkor ez a vevőkészülékekben kihangolható. A differenciális amplitúdó, vagy az ismertebb nevén linearitási és a modulálhatósági hibák színtelítettségi torzulást okoznak a PAL és az NTSC rendszereknél. Az itt említett kimodulálhatósági hiba speciálisan adástechnikai gond. Ezalatt azt értjük, hogy az adóberendezés amplitúdó-frekvencia karakterisztikája megváltozik a vizsgálójel amplitúdójának függvényében. Ez a gyakorlatban úgy jelentkezik, hogy kis jellel vizsgálva az adóberendezést az amplitúdó-frekvencia karakterisztika egészen a felső határfrekvenciáig (5—6 MHz-ig) gyakorlatilag egyenletesnek tekinthető, teljes kivezérlés esetén azonban a magasabb frekvenciáknál számottevő, 5—10 dB-es esés tapasztalható. A stúdió- és vevőtechnikában általában nem okoz gondot — az alkalmazott kis jelszintek miatt — a frekvenciafüggő impedanciák vezérlése. Már csak azért sem, mivel az esetek nagy többségében hullámellenállással lezárt vonalakkal, illetve erősítőkkel dolgoznak. Az adóberendezések modulálásánál, hogy minél kevesebb szélessávú fokozat legyen szükséges, általában nagyszintű modulációt alkalmaznak. A videomodulátort terhelő impedancia 4—500 pF és a szükséges videojel értéke 100—150 $V_{cs\text{-}cs}$. Ezeknél a fokozatoknál már előfordul, hogy a modulátor nem képes a nagy vezérlőáram leadására és az amplitúdó-frekvenciamenet változik a kisszintű vezérlésnél mért értékhez képest.

Beérkezett: 1969. I. 27.

Ez a terhelés azon túlmenően, hogy a vezérlőjel részére frekvenciafüggő változást jelent, változtatja értékét a kivezérlési egyenszint függvényében is. Ezalatt azt kell érteni, hogy más impedanciával terheli a videomodulátort abban az esetben, ha a vezérlőjel fekete szinten, vagy ha fehér szinten helyezkedik el. Ennek a terhelésnek a modulációszinttől való függése, valamint a végfokozatok modulációs karakterisztikájának görbültsége és az azt kiegyenlítő amplitúdó-korrektorok okozzák nagyrészben az adóberendezésekben keletkező differenciális fázishibát.

Az átviteli láncban keletkező differenciális fázishiba az NTSC rendszerben színárnyalathibát okoz, hasonlóképpen mint a csoportfutási idő hiba, de ez nem egyenlíthető ki a vevőkészülékben egyszerű módon. A PAL rendszerben a fázisváltásos megoldások miatt még művonalas átlagolás nélkül sem olyan zavaró, de nagyobbmértékű fázishiba már a soronkénti elszíneződés miatt esetleg látható lehet. A művonallal megvalósított PAL készülékeknél éppen a művonalas átlagolás miatt az elszíneződési hiba nem látható, de ez a fázishiba amplitúdó hibát, azaz színtelítettségi hibát fog okozni. A SECAM rendszer jelenleg elfogadott III b, vagy SECAM optimum megoldása a három ismert és jelenleg használatos rendszer közül a legkevésbé kényes a fent említett átviteli hibákra. Ennek oka az alkalmazott modulációs rendszerben található, ismertetésére jelen cikkben nem kívánunk részletesebben kitérni.

Az adóberendezések műszaki paramétereit azonban úgy állapították meg, hogy a legkényesebb rendszer (NTSC) átvitelére is alkalmasak legyenek. Ennek értelmében az egész átviteli láncra megadott differenciális fázistorzítási értékekből az adóberendezés részére megengedett érték maximálisan $\pm 3°$ a színsegédvivő fázishelyzetéhez viszonyítva. Adóberendezéseknél differenciális fázishibát, amint már az előbb említettük az amplitúdó-korrektorok és a végfokozatnak a videomodulátort terhelő változó bemenő impedanciája, illetve karakterisztikája okoz. Természetesen a többi erősítő fokozat is tud differenciális fázishibát okozni, azonban ezeknek a hatása jó méretezés mellett elenyésző az előzőekhez képest.

A tv adóberendezések végfokozatai a szükséges modulációs mélység miatt a vezérlési karakterisztika nagy tartományában vannak használva a lezárástól egészen a pozitív rácsfeszültségig. Eközben bemenő impedanciájuk változik és ezen impedanciának a modulátor kimenő ellenállásával alkotott osztótagja képes differenciális fázishibát okozni. A nagy kivezérlési tartományban a végfokozat karakterisztikája már nem tekinthető lineárisnak, és ez linearitási hibát okoz. Ahhoz, hogy az adóberendezésekre megadott linearitási értékek teljesíthetők legyenek, amp-

litúdó-korrektor fokozatok beépítése válik szükségessé. Ezek a korrektorfokozatok többnyire olyan felépítésűek, hogy egy erősítő negatív visszacsatolását változtatjuk a bemenőjel szintjének függvényében. A negatív visszacsatolás változtatása egy szintfüggő elem pl. dióda és vele soros ellenállás segítségével történik. Mivel egy ilyen fokozat felépítése nem képzelhető el szórt kapacitások nélkül, rossz elrendezés, vagy az alkatrészek értékének helytelen megválasztása esetén számottevő, 5—10°-os differenciális fázishibát tud okozni. Régebbi konstrukciójú berendezéseknél előfordul, hogy amplitúdó-frekvenciamenet korrekció céljára szándékosan beépítettek ilyen kondenzátorokat, természetesen akkor még nem kellett figyelembe venni a differenciális fázishibát.

Az elmondottak szemléltetésére vizsgáljuk meg a következő nagyon leegyszerűsített felépítésű amplitúdó-korrektor fokozat hatását a differenciális fázisra. Az 1. ábrán részletesen feltüntetett jelet a 2. ábrán látható korrektorfokozat bemenetére adjuk és a báziskörben alkalmazott szintfogó áramkörrel a bemenőjel szinkroncsúcs szintjét rögzítjük a földpotenciálra. Az ábra szerinti beállításban látható, hogy a tranzisztor emitterkörében levő $D_1R_2C$ elemek a fűrészjel első harmadában (fekete szintnél) nem működnek, mert a $D_1$ dióda le van zárva. A jel további növekedésével a dióda fokozatosan kinyit és a jel utolsó harmadában (fehér szintnél) a dióda az alkalmazott $RC$-elemek mellett rövidzárnak tekinthető. A kapcsolás tehát a 3*a* és 3*b* ábra szerint egyszerűsödik fekete, illetve fehér szintnél. A feszültség erősítés:

$$A_u = -\frac{h_{21} \cdot R_c}{h_{11} + Z_e(1+h_{21}) + R_g} \qquad (1)$$

Az alkalmazott beállításban $h_{21}$ értéke 100, $h_{11}$ azonos nagyságrendű $R_1$-gyel és a meghajtó generátor impedanciája közel zérus, mivel általában emitterkövetőről hajtjuk meg. Tovább egyszerűsíthető a képlet a fentiek figyelembevételével az ismert formára

$$A_u = -\frac{R_c}{Z_e} \qquad (2)$$

vagyis csak a kollektorköri és emitterköri elemek viszonya befolyásolja lényegében a fokozat erősítését. Ha $Z_e = R_1$, akkor a fokozat járulékos fázishibát nem okozhat. Ha azonban $Z_e = R_1 x\, R_2 x \frac{1}{j\omega C}$, akkor

$$A_u \simeq -\frac{R_c}{R_1 x R_2 x \frac{1}{j\omega C}} = -\frac{2R_c + j\omega C \cdot R \cdot R_1}{R_1} \qquad (3)$$

mivel $R_1 x R_2 = \frac{R_1}{2}$ a példa adataival.

Ebből a fázistolás értéke

$$\text{arc tg}\, \varphi = -\frac{\omega R_c \cdot C \cdot R_1}{2Rc} = -\frac{\omega C \cdot R_1}{2} \qquad (4)$$

4,43 MHz frekvencián az értékeket behelyettesítve és vissza keresve a fázisszöget a kapott differenciális fázishiba értéke $\varphi = 7° 55'$.

## 1. A differenciális fázishibák korrigálási módszerei

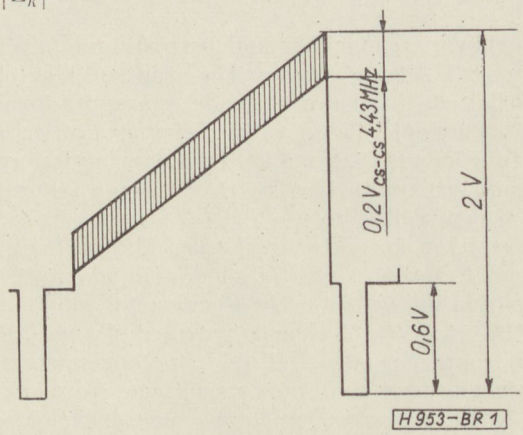
A differenciális fázishibák korrigálására kialakított áramköröktől természetesen megkívánjuk, hogy a berendezés egyéb jellemzőit (amplitúdó-frekvenciamenet, linearitás) ne befolyásolják, vagy a hatás csak olyan kismértékű legyen, hogy a specifikációs értékek teljesítését ne akadályozza.

### 1.1. *Egy csatornás differenciális fáziskorrektor*

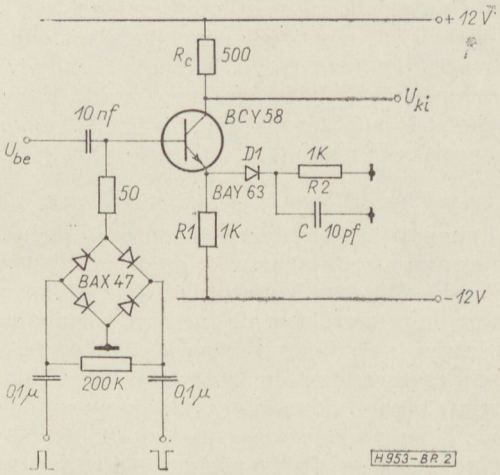
Ha egy erősítőfokozat katódkörébe olyan impedanciát teszünk, hogy teljesüljön ez a feltétel:

$$1 \ll S|Z_k|, \qquad (5)$$

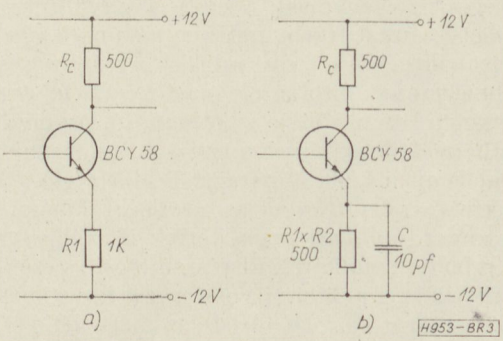
akkor a fokozat erősítését az előbb már tárgyalt módon $\left|\frac{Z_a}{Z_k}\right|$ határozza meg. Ezeket az impedanciákat



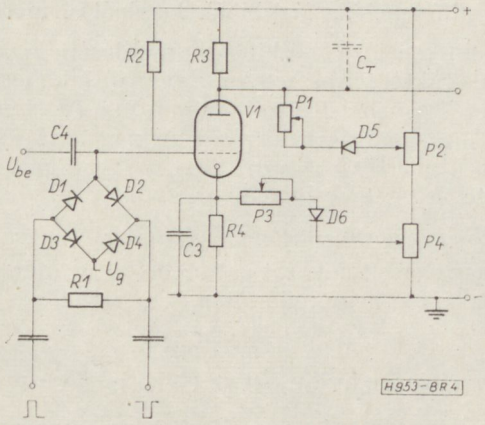

*1. ábra.* Korrektor bemenőjel




*2. ábra.* Gamma-korrektor




*3. ábra.* A korrektor fokozat emitter körének alakulása: *a)* fekete szintnél; *b)* fehér szintnél




*1. ábra.* Egycsatornás differenciális fáziskorrektor

nem lineáris elemekből kell összeállítani úgy, hogy viszonyuk állandó legyen. Ha azonban a két impedancia nem lineárisan változik az amplitúdóval, akkor a kimenőjel fázisa változni fog a vezérlési szinttől függően, miközben a két impedancia viszonyának állandó értéken tartása következtében a fokozat erősítése nem változik.

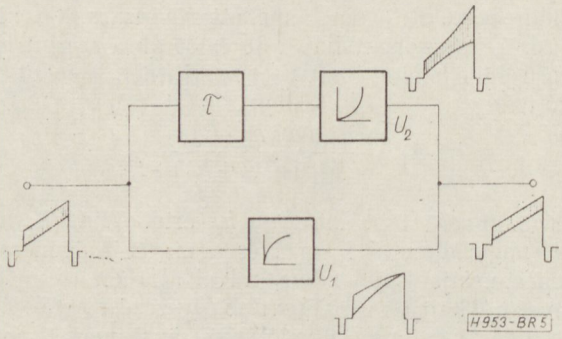
Egy ilyen korrektor gyakorlati kiviteli módja látható a 4. ábrán. A $D_1-D_4$ diódákból felépített szintrögzítő áramkör biztosítja a bemenőjel állandó szintjét. $R_3$, $C_l$ és $R_4$, $C_3$ elemek a nyugalmi anód-, illetve katód-impedanciák. A $P_2$ és $P_4$ potenciométerek segítségével lehet beállítani a szükséges korrekciószintet, a $P_1$, $P_3$ potenciométerek segítségével pedig a korrekció mértékét. Ez a korrektor típus nehéz beállíthatósága és korlátozott állítási lehetősége miatt nem terjedt el, annak ellenére, hogy nagyon kevés alkatrészt tartalmaz. Egyik legnagyobb hibája, hogy a fáziskorrekciók állításával az amplitúdó-frekvenciamenetet is befolyásolja, tehát a beállításához mindenkor szükséges mindkét jellemző vizsgálata.

### 1.2. *Fázistolós differenciális fáziskorrektor*

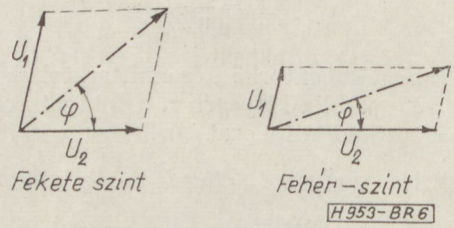
A kimenőjel a két független csatorna jelének összege és amplitúdó menete — differenciális erősítése — állandó. Mindegyik csatorna külön külön rendelkezik gamma-korrektorral, melyek azonban ellentétes irányú korrekciót végeznek. Ezeken felül még az egyik csatorna tartalmaz egy frekvencia-független késleltető tagot (művonalat). Ha az ily módon egymáshoz képest néhány nsec-mal eltolt két jelet összeadjuk, alacsony frekvencián semmi torzítás nem észlelhető, mivel a két gamma-korrektor éppen lineárisra egészíti ki egymást. A színsegédvivő frekvenciánál, illetve annak környezetében már más a helyzet. Fekete szintnél a két csatorna jele egyforma és csak fázisban vannak eltolva egymástól, míg fehér szintnél a két jel amplitúdója is különböző. Az eredmény a 6. ábrán látható. Mivel ennek a megoldásnak az az alapja, hogy a két jel összegéből állítja elő a korrigált jel alacsonyfrekvenciás részét is, hibája, hogy utána amplitúdó-frekvencia korrekciót kell végrehajtani, mivel a nem korrigált részen erősítés csökkenés következik be a vektoriális összegezés következtében. A két csatorna közötti fázistolás mértékét két egymásnak ellentmondó feltétel figyelembevételével kell megállapítani. Minél kisebb a fázistolás, annál kisebb amplitúdó utánkorrigálás szükséges, viszont annál kisebb az elérhető differenciális fázistolás.

### 1.3. *Sávszűrős differenciális fáziskorrektor*

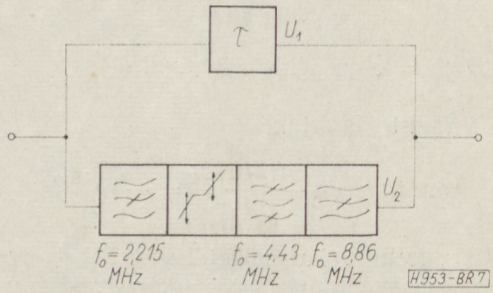
A 7. ábrán látható a korrektor blokk-vázlata. Az előzőekben tárgyalt megoldáshoz hasonlóan itt is két csatornán történik a jelátvitel. Itt azonban csak az egyik — a sávszűrős — csatornában szükséges a jel gamma-korrekciója. A főcsatornán minden külön formálás nélkül egyszerű, szélessávú késleltető tagon keresztül történik a jelátvitel. A másik út egy színsegédvivő ($f_{sv}$) frekvencia felére — $f_{sv}/2$ — hangolt sávzáró szűrővel kezdődik, így biztosítva, hogy a videojel harmonikusai ne zavarhassák a további rész működését. Utána egy hagyományos gamma-korrektor fokozat következik. A korrektor beállítása abban különbözik a megszokottól, hogy azokon a szinteken, ahol nem működnek a korrektor fokozatok, a nagy negatív visszacsatolás következtében a kimenőjel értéke gyakorlatilag zérus. Az előtorzított jel az $f_{sv}$ frekvenciára hangolt sáváteresztő és a $2f_{sv}$-re hangolt sávzáró szűrőkön keresztül jut az összegező fokozatba. A sávszűrős út kimenetén tehát az egyenáramú jeltartalomról leválasztott, gamma-korrigált színsegédvivőjel áll rendelkezésre. Ha az ily módon előállított két jelet megfelelő fázisban összeadjuk, a 8. ábra szerinti eredményeket kapjuk a jel különböző



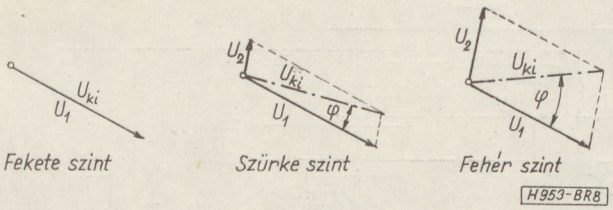

*5. ábra.* Fázistolós differenciális fáziskorrektor blokkvázlata



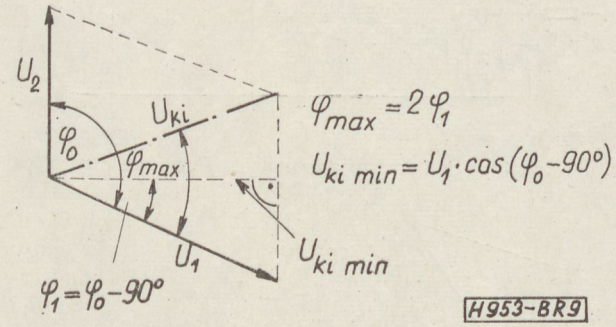

*6. ábra.* Az 5. ábra szerinti korrektor kimenőjelének alakulása fekete, illetve fehér szintnél




*7. ábra.* Sávszűrős differenciális fáziskorrektor blokkvázlata




*8. ábra.* A 7. ábra szerinti korrektor kimenőjelének alakulása különböző szinteknél




*9. ábra.* A 7. ábra szerinti korrektor fázisszögeinek számítása

szintjeinél. Mivel itt nem kell a két jelet minden szinten és minden frekvencián összegezni, értelemszerűen elmarad a szintcsökkenés, tehát ez a módszer nem kíván külön amplitúdó-korrekciót. A két csatorna közötti fázistolás megfelelő megválasztásával biztosítható, hogy a korrekció közben az előírt értéken belül maradjon az amplitúdó ingadozás. A 9. ábra alapján az egyik feszültség-vektor konstans értéke mellett érthető, hogy a két vektor által bezárt szögnek $\varphi_0$-nak 90°-nál nagyobbnak kell lennie, ha biztosítani akarjuk, hogy az eredő vektor $U_{ki}$ hossza mégegyszer megegyezhessen a kiindulási értékkel. Ez teszi lehetővé, hogy az $U_{ki}$ vektor változása minimális legyen a teljes fázistolási tartományban. A megengedett maximális szintingadozás ismeretében kiszámítható a szükséges fázistolás és az elérhető maximális korrekciók értéke is. A korrektor 0,5 dB-es amplitúdó-frekvenciamenet ingadozás esetén

$$\frac{1}{1{,}059} = 0{,}944 = \cos(\varphi_0 - 90°) = \cos\varphi_1 \qquad (6)$$

$$\varphi_1 = 20°, \qquad \varphi_0 = 110°, \qquad \varphi_{max} = 2\varphi_1 = 40° \qquad (7)$$

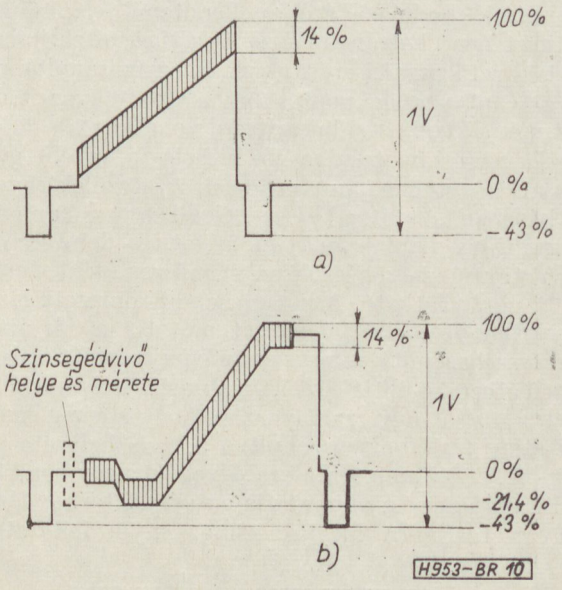
40° fáziskorrekciót képes elvégezni. Amint ez a példából is látható, ez a megoldás szolgáltatja a legegyszerűbb módon a legkönnyebben kezelhető kapcsolást. Meg kell azonban jegyezni, hogy a sávszűrő teljes áteresztési tartományában gyakorlatilag megvalósíthatatlan a számított fázisszög állandó értéken tartása, éppen a sávszűrő fázisingadozása miatt. Ezért a számított értéknél kisebb mértékű korrekciót lehet csak elvégezni. Gondos méretezés és mindentáteresztő fáziskorrektor tagok alkalmazásával kb. 25°-os korrekciót lehet elérni. A korrektor természetesen tranzisztoros felépítésben is megvalósítható.

## 2. Differenciális fázismérő műszerek elvi felépítési módjai

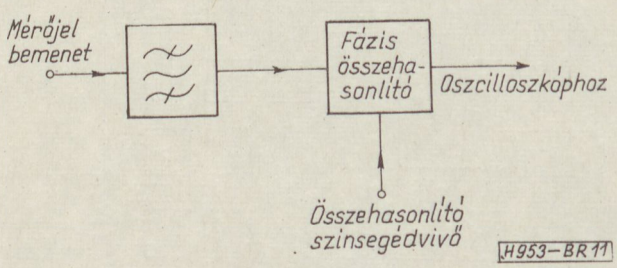
A differenciális fázishibák mérésére vizsgálójelként sorfrekvenciás fűrészfog-jelet alkalmaznak, amelyre a színsegédvivő frekvencia kis amplitúdóval van szuperponálva (10*a* ábra). Mivel a színsegédvivő frekvencia (burst) a szinkronjel utáni kioltóvállon helyezkedik el a színes tv jelben, a mérőjelet módosítani kellett, hogy ne csak a kioltó válltól a fehér szintig terjedő szakaszt lehessen vizsgálni. A módosított jel a 10*b* ábrán látható. Ezen jel segítségével már vizsgálható az a teljes kivezérlési tartomány, amelyben a színinformáció átviteléhez szükséges jelek előfordulnak.

A jelenleg ismert összes mérőműszer a 11. ábrán látható mérési alapelv szerint működik. A vizsgált berendezésből jövő jel áthalad egy sávszűrőn, amely a színsegédvivő frekvenciát — melyet a torzítást okozó átviteli tag fázisban modulált — elválasztja a fűrészfog-jeltől. Az ily módon modulált színsegédvivőt és az összehasonlító színsegédvivő frekvenciát egy fázis-összehasonlító kapcsoláshoz vezetjük. A fázis-összehasonlító kapcsolás kimenő jelével — kiértékelés végett — egy oszcilloszkóp függőleges eltérítését vezéreljük. A vízszintes eltérítéshez a vizsgálójelből leválasztott fűrészfogjel használható. Az ismert készülék-típusok a fázis-összehasonlító áramkör kialakításában és az összehasonlításhoz szükséges színsegédvivőjel előállításának, illetőleg biztosításának módjaiban különböznek egymástól.

A legtöbb műszert teljes átviteli láncok vizsgálatára fejlesztették ki, ami azt jelenti, hogy a mérés helyén nem áll rendelkezésre a színsegédvivő frekvenciás generátor referencia-jelként. Ezeknél a műszereknél a vizsgálójel által szinkronizált oszcillátorokat alkalmaznak. A szinkronizáló áramkört úgy




*10. ábra.* Differenciális fázisméréshez alkalmazott mérőjelek



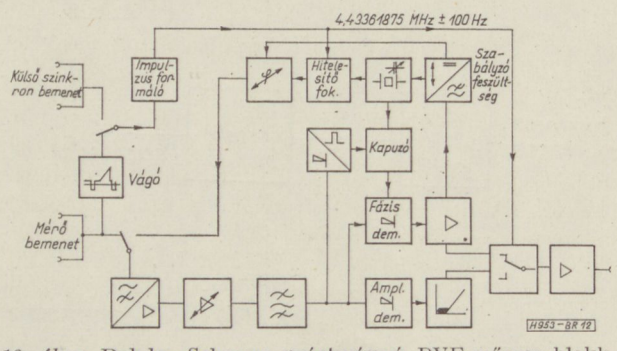

*11. ábra.* A differenciális fázishiba mérésére alkalmas műszerek elvi felépítése

alakítják ki, hogy az egy soridőn belül bekövetkező fázisváltozás ne tudja az oszcillátor frekvenciát modulálni, elhúzni. Ezeknek a műszereknek a használhatóságát — különösen fejlesztési munkáknál — korlátozza az a tény, hogy csak egy szűk frekvenciatartományon belül végezhető el a mérés. Ez általában ±50, ±100 Hz a színsegédvivő frekvencia-környezetében. Fázis-összehasonlítás céljára az áramkörök széles skáláját alkalmazzák a tervezők. A következőkben néhány elterjedtebb áramkör felépítését és működési módját ismertetjük.

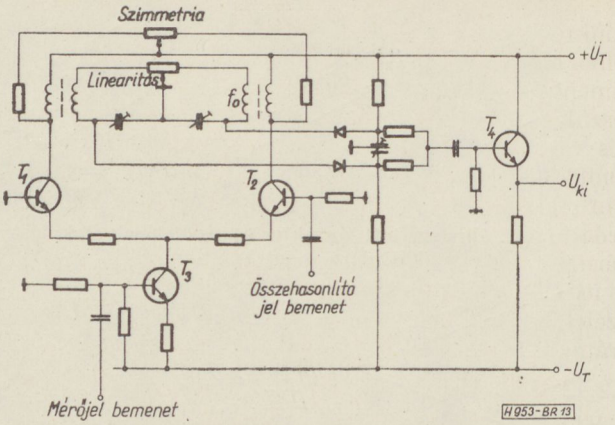
2.1. *Fázisdiszkriminátoros mérőműszerek*

Az 1950-es évek vége felé fejlesztettek ki egy műszert Nyugat-Németországban a braunschweigi Technische Hochschule-ban. Ennél a műszernél az ismertetett mérési elvet a következőképpen alkalmazzák:

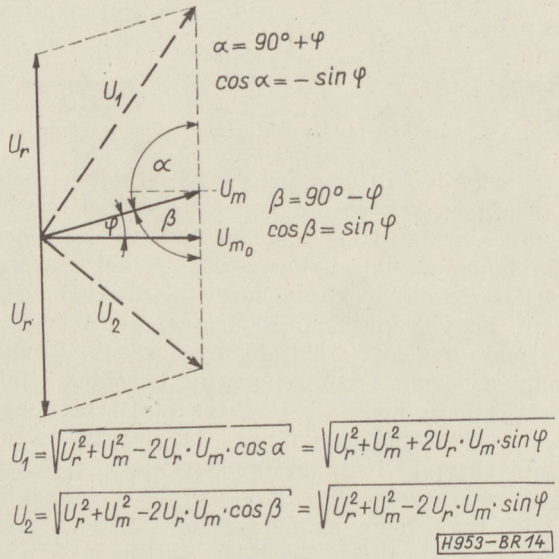
A készülék bemenetén a színes vivőt a fűrészfogjeltől elválasztják. Azután a segéd színes vivővel együtt, amelyet ebben a készülékben egy kvarcszűrővel állítottak elő, egy fázisdiszkriminátorra adják. Ez a fázismodulációt a színes vivő ellenfázisú amplitúdó modulációjává alakítja át és a diszkriminátor kimenetén két amplitúdóban modulált színsegédvivő frekvenciájú jel jelenik meg. Ezt a két amplitúdómodulált rezgést erősítik és demodulálják. A különbség-képzés révén a fázismodulációval, azaz a differenciális fázissal arányos feszültséget kapunk. Ennek a fázis-összehasonlításnak egyik előnye, hogy a mérés messzemenően független a színes vivőnek a differenciális erősítés ingadozása következtében létrejövő amplitúdó-modulációjától az ellenütemű felépítés következtében, hátránya viszont a fázisdiszkriminátort követő paralel erősítőknél és egyenirányítóknál megkívánt nagyon pontos egyezés a frekvenciamenetre és a kivezérlési linearitásra vonatkozóan. A készülék mérési pontossága kb. 1° és így a legtöbb gyakorlati követelménynek megfelel. A készülék egyedi gyártásban készült, a kereskedelemben nem kapható. Hasonló elv alapján működik a Rohde—Schwarz cég PFV típusú mérőkészüléke. A műszer blokksémája a 12. ábrán látható. A műszerben alkalmazott fázisdiszkriminátor elvi felépítését mutatja a 13. ábra. Az összehasonlító színsegédvivő frekvenciát kvarcoszcillátorral állítják elő, melynek frekvenciáját, illetve fázisát úgy szabályozzák, hogy a vizsgálandó jel átlag fázisához viszonyítva a fázis helyzete 90° legyen. Természetesen a szabályozókör egy sor időn belül (64 μs) nem változtatja az oszcillátorkör fázishelyzetét. Ennek megfelelően az egyik fokozatnál




*12. ábra.* Rohde—Schwarz gyártmányú PVF-műszer blokkvázlata




*13. ábra.* A PVF műszerben alkalmazott fázis diszkriminátor elvi vázlata




*14. ábra.* A kimenő feszültség vektordiagramja a 13. ábra szerinti diszkriminátornál

($T_1$) 90°-kal késik, a másiknál ($T_2$) 90°-kal siet az összehasonlítójelhez képest a mérőjel. A két feszültség vektoriális összegezéséből megkapjuk a fokozatok kollektorkörében előálló jelet, melynek nagysága természetesen a kollektorköri impedanciáktól is függ. A jelek ellenfázisú egyenirányítás és szűrés után egymásból kivonódnak, ez a különbségi jel kerül az ábrán látható emitterkövető fokozat bázisára. $U_{ki} = U_1 - U_2$, ami a két jel 90°-os fáziskülönbsége és azonos kollektorköri impedanciák esetén zérus. Ha a mérendő jel fázishelyzete megváltozik $\varphi$ szöggel, akkor az

$$U_1 = \sqrt{U_r^2 + U_m^2 + 2U_r \cdot U_m \cdot \sin\varphi}$$
$$U_2 = \sqrt{U_r^2 + U_m^2 - 2U_r \cdot U_m \cdot \sin\varphi} \qquad (8)$$

feszültségek kialakulását szemlélteti a 14. ábra. Az $U_1$ és $U_2$ feszültségre kapott összefüggések felhasználásával az

$$U_{ki} = \sqrt{U_r^2 + U_m^2 + 2U_r \cdot U_m \cdot \sin\varphi} - \sqrt{U_r^2 + U_m^2 - 2U_r \cdot U_m \cdot \sin\varphi} \qquad (9)$$

kimenőfeszültség összefüggéséből két fontos dolog állapítható meg: ha a két jel közül bármelyik megszűnik, a kimenőfeszültség értéke zérus, tehát a

szinkronjel és a kioltóváll idején, amikor a vizsgálójelből hiányzik a nagyfrekvenciás szuperpozíció, nincs kimenőfeszültség. A képletből látható, hogy a kimenő feszültség és a fázishiba között színuszos összefüggés van. Ennek hatására nagy fázis-ingadozásoknál romlik a kiértékelés pontossága. Ez a probléma azonban csak elvi jelentőséggel bír, a valóságban megengedett differenciális fázishiba az átviteli rendszerek bármely tagját nézve is, kisebb kell legyen $\pm 10°$-nál, és itt még kielégítően lineárisnak tekinthető a mérés. Szélesebb tartományban lineáris működést biztosító áramkör a fázisszelektív koincidencia kapcsolás.

2.2. *Fázisszelektív koincidencia áramkörök*

Ennél a megoldásnál a modulált színsegédvivőt is és az összehasonlító jelet is vágófokozatba vezetik és mindkét jelből négyszögjelet képeznek. A fűrészjel és a modulált színsegédvivő szétválasztása itt is ugyanúgy szükséges, mint az előbbiekben. Az ily módon előkészített két jelet vezetik a fázisszelektív koincidencia kapcsolásban, ami a legegyszerűbb esetben lehet a 15. ábrán látható fokozat, melyet két elektródáján vezérelnek és a munkapontot úgy választják meg, hogy csak akkor szolgáltat kimenőjelet, ha $U_1$ pozitív és $U_2$ negatív. A koincidencia kapcsolás kimenetén impulzus sorozatot kapunk, melynek $T_1/T_0$ viszonya közvetlenül a fázisváltozástól függ. Ezt egy aluláteresztő szűrőn kell átvezetni. A szűrő kimenetén az impulzus-sorozat egyenáramú összetevőjének megfelelő feszültséget kapunk.

$$A_0 = A\,\frac{T_1}{T_0} \qquad U_{ki} - U_T = A_0 \tag{10}$$

Mivel a $T_1/T_0$ viszony közvetlenül a fázisváltozástól függ, ez a megoldás szélesebb tartományban biztosít lineáris kiértékelést. Ilyen elven működik a Wandel—Goltermann cég VZM 1 típusú differenciális fázismérő műszere és az Elektromechanikai Vállalatnál kifejlesztett differenciális fázismérő is.

2.3 *Szinkron demodulátoros műszerek*

Szinkron demodulátor alkalmazása esetén a modulált színsegédvivő és az összehasonlító jel összeszorzódik. Az alacsony frekvenciás fűrészjelről leválasztott modulált színes vivőre a következő egyenlet írható fel:

$$T_m = A_{(t)} \cdot \sin\left[\Omega_{F(\omega)} + \varphi_{(t)}\right] \tag{11}$$

ahol $A_{(t)}$ a színes vivő amplitúdó-modulációja (differenciális erősítés ingadozás), $\varphi$ a fázismoduláció (differenciális fázishiba) és $\Omega_F$ a színes vivő körfrekvenciája. Az összehasonlítójel legyen

$$T_{sv} = 2 \cdot \sin \Omega_{F(\omega)} \tag{12}$$

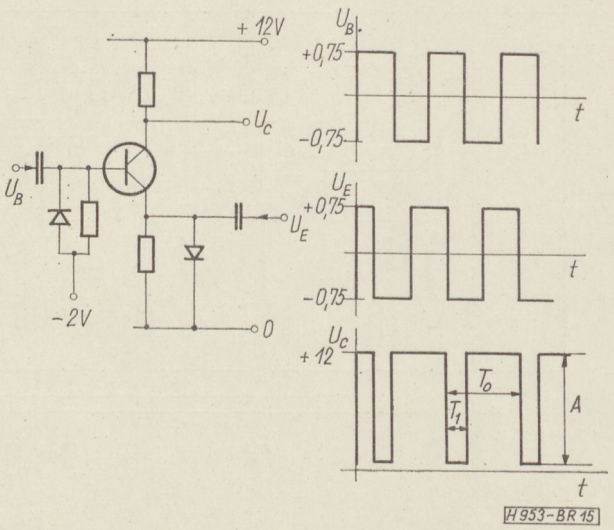
modulálatlan színsegédvivő. A két rezgés összeszorzódása folytán kapjuk, hogy

$$T_m\, T_{sv} = A_{(t)}[\cos \varphi_{(t)} - \cos 2\Omega_{F(\omega)} \cdot \cos \varphi_{(t)} + \\ + \sin 2\Omega_{F(\omega)} \cdot \sin \varphi_{(t)}] \tag{13}$$

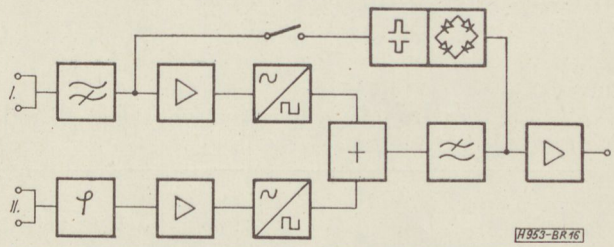
ha a kétszeres színsegédvivő frekvenciájú jeleket aluláteresztő szűrővel kiszűrjük, kapjuk, hogy

$$T_{sz} = A_{(t)} \cdot \cos \varphi_{(t)} \tag{14}$$

ezt a jelet egy oszcilloszkóp függőleges eltérítésére, a fűrészjelet pedig a vízszintes eltérítésre vezetve,




*15. ábra.* Egyszerű fázisszelektív koincidencia kapcsolás

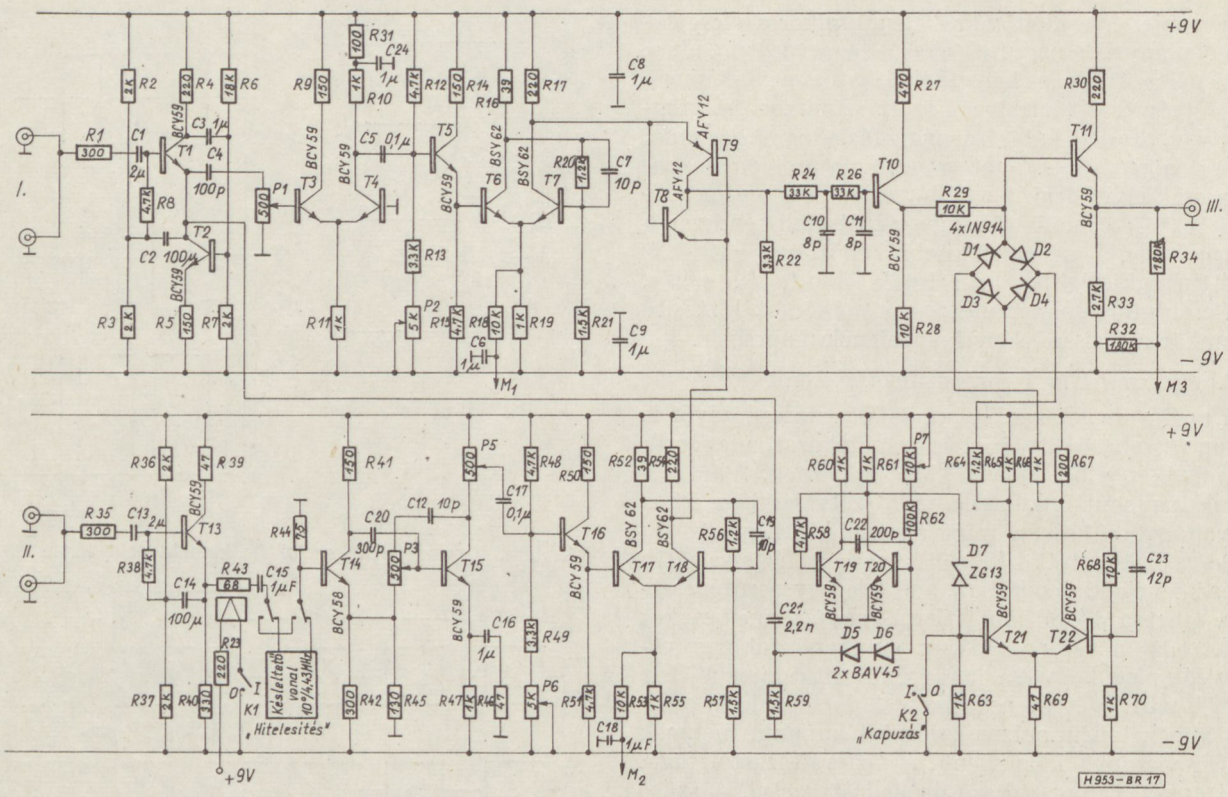



*16. ábra.* Az Elektromechanikai Vállalatnál kifejlesztett differenciális fázismérő blokkvázlata

a kapott ábra együtt mutatja a differenciális erősítés és a differenciális fázishibát. Azért, hogy a jel csak a differenciális fázishibát mutassa, a szinkron demodulátor előtt a bejövő jelet amplitúdó-határolón kell keresztülvezetni. Ezen a mérési elven működnek azok a differenciális fázismérők, melyeket az NTSC jel vizsgálatára kifejlesztett vektorszkópokban alkalmaznak, hiszen ezen műszerek eredetileg tartalmaznak két szinkron demodulátort a vektoros vizsgálat céljaira.

## 3. Az EMV-ben kifejlesztett differenciális fázismérő műszerek

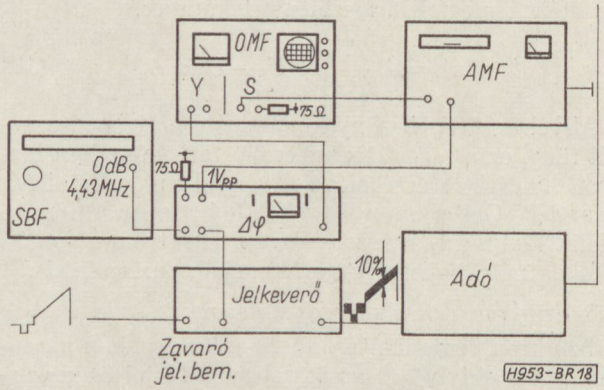
A műszer elsősorban fejlesztési munkákhoz és nem üzemviteli mérésekhez készült. Az adóberendezések fejlesztési munkáinál mindig rendelkezésünkre áll a moduláló nagyfrekvenciás jel (4,43 MHz) a differenciális fázismérő műszer részére is, ezért a készülék nem tartalmaz helyi oszcillátor fokozatot. Olyan megoldást igyekeztünk választani, mely nemcsak egy frekvencián teszi lehetővé a mérést. Ezért egy fázisérzékeny koincidencia-demodulátorral működő kapcsolást alkalmaztunk. Így a 3—5 MHz között bármely frekvencián elvégezhető a mérés. A készülék blokkdiagramja a 16. ábrán látható. Az I. bemenetre érkező mérőjel egy felüláteresztő szűrőn keresztül egy erősítőbe, majd vágófokozatba — komparátorba — kerül. A szűrő leválasztja a fűrészjelről a színuszos mérőjelet, a komparátor a színuszjelből a nullátmenet környezetében négyszögjelet vág ki. A fázisösszehasonlító fokozat ezáltal egy minimális bemenőjelen túl állandó amplitúdójú jelet kap, tehát a mé-




*17. ábra.* Az EMV-ben kifejlesztett műszer elvi rajza

rés függetlenné válik a bemenőjel amplitúdó ingadozásaitól. A II. bemenetre érkezik a folyamatos 3—5 MHz frekvenciájú jel, mely innen átfűzve vezérli a tv-jelgenerátort. A jel egy beállítható fázistolón keresztül egy erősítőbe, majd egy vágófokozatba kerül. A fázismérő akkor működik helyesen, ha a bemeneteire egymáshoz képest 90° fáziskülönbséggel rendelkező jelek érkeznek. Ennek beállítására szolgál a II. csatornában elhelyezett fázistoló tag.

A fázisszelektív koincidencia-áramkör speciális kialakítása következtében az eredeti mérőjel kétszeres frekvenciájának megfelelő négyszögjel sorozatot ad. Az erősítő a kétszeres frekvenciájú jelet nagyszintűre erősíti és az aluláteresztő szűrőn a négyszögjel egyenáramú középértékét adja tovább az egyenáramú erősítőnek, mely attól függően, hogy a két jel között a fáziseltérés nagyobb vagy kisebb mint 90°, nagyobb vagy kisebb jelet ad. Hogy a sorkioltó impulzus ideje alatt — ahol nincsen szuperponált nagyfrekvencia — a szinkronjelek éleiből képződő nagyfrekvenciás jel ne tudja a mérést zavarni, gondoskodni kellett egy kapuzó áramkörről, mely biztosítja a zavarójelek kioltását a sorfűrészjel végétől a következő fűrészjel kezdetéig. Ezek után a jel egy emitterkövetőn keresztül a kimeneti csatlakozóhoz jut. A műszer hitelesítésére a II. csatornába beépített, s az előlapról kapcsolóval vezérelhető késleltető vonal szolgál. A késleltető vonal mérete olyan, hogy 4,43 MHz frekvencián 10° fázistolásnak felel meg. Ha ettől eltérő frekvencián kívánjuk a műszert használni, akkor a mellékelt táblázat segítségével kell megállapítani a fázisszög értékeket. A műszer elvi rajza látható a 17. ábrán. A T8 és T9 tranzisztorokból felépített áramkör biztosítja, hogy az impulzus sorozat egyenáramú összetevője a két jel fázis helyzetétől függően közel $-U_T$-től $+U_T$-ig változhasson. A 15. ábrán ismertetett egyszerű áramkörnél a kimenő egyenszint változás maximum a négyszögjel csúcstól csúcsig mért értékének a fele. Az EMV differenciális fázismérő műszer felhasználásával végzett mérés összeállítása látható a 18. ábrán. A méréshez olyan oszcilloszkóp szükséges, mely egyenáramú erősítővel rendelkezik, mivel a fázisszög érték hitelesítése kézi kapcsolással történik.




*18. ábra.* Differenciális fázishiba mérési összeállítás

## IRODALOM

1. *Bognár László:* Színes televízió, Mérnöki Továbbképző Int.
2. *Piening, J.:* Über die Entstehung und Messung pegelabhängiger Phasen und Amplitudenänderungen bei der Hilfsträgerübertragung im Farbfernsehen. Nachrichtentechn. Z. 11 (1968) 70—77. old.
3. *Mayer, N.—Sand, R.:* Geräte zur Messung der differentiellen Phase und Ihre Anwendungsmöglichkeiten. Rundfunktechn. Mitt. 8 (1964).

VOZÁK LÁSZLÓ
Magyar Rádió és Televízió

# A színes televízió kódereinek beállító mérései

ETO 621.317.34:621.397.132

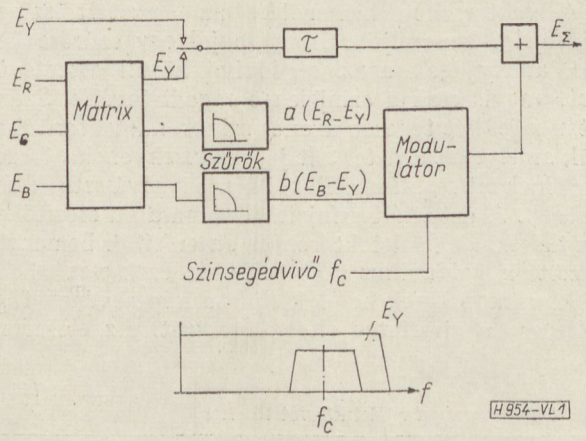
Az összetett színes videojel kialakítása kóderekben történik. A színinformációt a színsegédvivő kvadraturikus amplitúdó (NTSC és PAL rendszerek), illetve frekvencia-amplitúdó (SECAM rendszer) modulálása révén állítják elő. A kóderek beállítása a moduláció ellenőrzését jelenti. Ezt kvadraturikusan modulált rendszereknél vektorszkóp, SECAM rendszernél pedig szekamszkóp segítségével végezzük. Az alábbiakban elsősorban ezeket a műszereket és a segítségükkel végezhető méréseket ismertetjük.

A kompatibilis színes televíziórendszerek az ún. „állandó fényesség elve" (constant luminance principle) alapján működnek. Ennek értelmében a kompatibilitás alapját az $E_y$ fényességjel jelenti, amelyet az alapszintjelekből az alábbi módon állítanak elő:

$$E_y = 0{,}3\ E_R + 0{,}59\ E_G + 0{,}11 E_B,$$

vagy pedig külön felvevőcső szolgáltatja, a színinformációt pedig az $a(E_R - E_Y)$ és $b(E_B - E_Y)$ színkülönbségjelek formájában képezik.

A fényességjel teljes sávszélességgel kerül közvetítésre, a csökkentett sávszélességű színkülönbségjelek pedig a színsegédvivőt modulálják, majd a modulált színsegédvivőt az előbbi spektrumába ültetve jön létre a teljes színes videojel. A színes összetett jel kialakítását az 1. ábrán szemléltetjük.




*1. ábra.* Kompatibilis színes jelformálás vázlata

Színátvitel szempontjából a két európai színes rendszer a színsegédvivő modulálásának módjában különbözik egymástól. PAL rendszernél az $f_c = 4{,}43361875$ MHz értékű színsegédvivőt két ortogonális összetevőre bontják, majd ezeket modulálják a $V = 0{,}877\ (E_B - E_Y)$ és az $U = 0{,}493(E_B - E_B)$ csökkentett sávszélességű színjelek. Mindkét színsegédvivő amplitúdó-modulációja balansz-modulátorokban történik, vagyis a modulátorok kimenetén modulálatlan segédvivő nem jelenik meg, csak az oldalsávok. Így feketefehér kép közvetítésénél (illetve képrészleteknél), amikor az $U$ és $V$ színkülönbségjelek zéró értékűek, a modulátorok kimenetén nincs jel. Ez kompatibilitás szempontjából lényeges előny. Emellett a modulálásnál a $V$-jel polaritását sorról sorra 180°-kal változtatják.

A fentiek alapján a PAL-jelet a következő formában lehet felírni:

$$E_\Sigma = E_Y + U \sin \omega t\ (\pm)\ V \cos \omega t$$

A $V$-jel soronkénti előjelváltását a jel soronkénti polaritásváltásával, vagy pedig a $V$-modulátor színsegédvivőjének 180°-os fázisváltogatásával érik el. Általában ez utóbbi módszert alkalmazzák. A belanszmodulátorok kimenetén a két egymáshoz viszonyítva 90°-kal eltolt modulált színsegédvivő eredő amplitúdóját a következő képlettel számíthatjuk:

$$S = \sqrt{U^2 + V^2}$$

$S$ értéke a közvetített szín telítettségétől függ, s így annak mértéke lehet. A közvetített színárnyalat az $U$ és $V$ jelek pillanatnyi értékétől függ és az $S$ eredő amplitúdó fázishelyzetével jellemezhető, amelyet a következő módon fejezhetünk ki:

$$\alpha = (\pm) \operatorname{arc\,tg} \frac{V}{U}$$

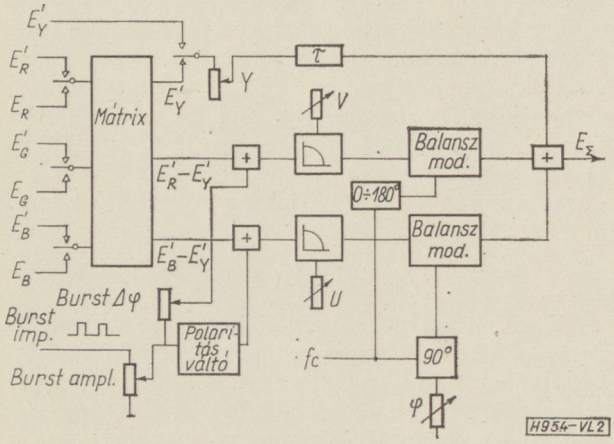
Mivel $U$ és $V$ pozitív és negatív értékeket egyaránt felvehet, $\alpha$ értéke 0° és (±) 360° között változhat. A fázisszöget mindig a „$B - Y$ tengely" pozitív irányától számítjuk.

A balanszmodulátorok alkalmazása miatt — mint már említettük — az összetett színes jel modulálatlan színsegédvivőt nem tartalmaz. A jelek demodulálásánál a vevőkészülékben erre viszont okvetlenül szükség van, ezért a PAL-rendszerben a sorkioltójel hátsó vállára közvetlenül a sorszinkronizáló impulzus után $10 \pm 1$ periódus időtartamban modulálatlan színsegédvivő köteget (burst-jel) ültetnek. A burstjel fázisa is az átkapcsolások ütemében változik, 135° amikor a $V$ jel pozitív és 225°, amikor negatív, vagyis a $-(B - Y)$ tengelyhez képest ±45°-ot változik. Amplitúdó értéke a szinkronizáló jel félamplitúdójával egyezik.

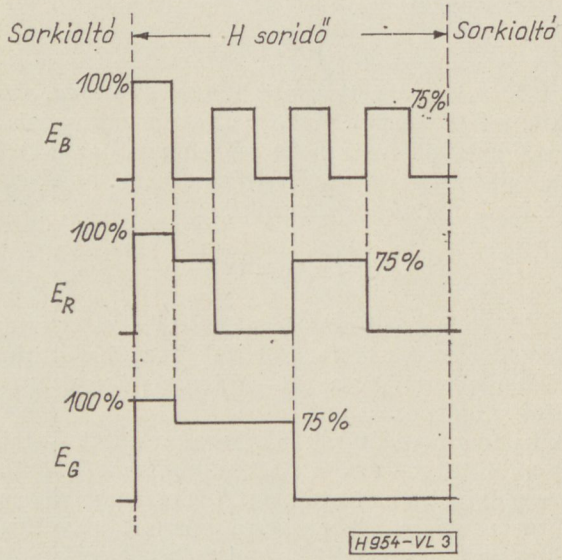
A PAL-kóder vázlatos kapcsolási rajza a 2. ábrán látható. A bemenet átkapcsolható a jelforrás felől jövő (kamera vagy filmgép) gamma-korrigált $E'_R E'_G$ és $E'_B$ és esetleg $E'_Y$ jelekre, vagy pedig az $E_R$, $E_G$ és $E_B$ mérőjelekre. A kóder beállítását és mérését elektronikusan előállított 100% fehér és 75% telítettségű színjelekkel végezzük, amelyeknek hullám-alakját a 3. ábrán tüntettük fel. Ezek a jelek a képmonitoron a fényesség csökkenő sorrendjében a következő színeket hozzák létre: fehér, sárga, zöldeskék (cián),

Beérkezett: 1969. II. 11.

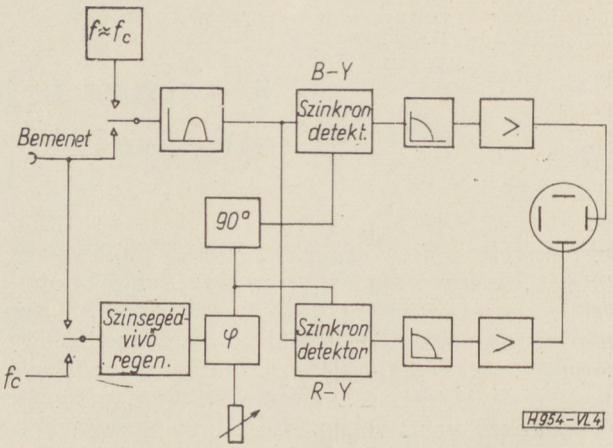
zöld, bíbor, vörös, kék és fekete. A közölt képletek alapján minden egyes színsávra kiszámíthatjuk a PAL összetett színes jel főbb jellemzőit. A számítások eredményeit az 1. táblázatban közöljük. A kóder beállítása nem jelent mást, mint a táblázatban közölt adatok ellenőrzését a kóder kimenetén, abban az esetben, amikor a bemenetére a 3. ábrán közölt jeleket kapcsoltuk.




2. ábra. PAL-kóder kapcsolási vázlata




3. ábra. Elektronikus színsávgenerátor 75% telítettségű alapjelei




4. ábra. Vektorszkóp kapcsolási vázlata

Az amplitúdók mérése egyszerű módon, megfelelő sávszélességű oszcilloszkóppal történhet. A segédvivő fázishelyzetének mérése azonban körülményesebb. Bár a fázismérésnek többféle hagyományos változata ismeretes, ezek alkalmazása PAL-kóderek beállításánál hosszadalmas és körülményes lenne. Figyelembe kell venni azt, hogy a színsegédvivő egyik összetevője sorról-sorra 180°-kal állandóan változtatja fázishelyzetét.

A színjel fázisának mérési problémái már az NTSC-rendszernél is felvetődtek és megoldásukra még e rendszer bevezetése idején speciális, csak a színes televíziótechnika területén alkalmazott műszert, a vektorszkópot hozták létre. Segítségével a színjel amplitúdó- és fázisviszonyait egyetlen méréssel meg tudjuk állapítani. A műszer felépítését a 4. ábra szemlélteti.

A vektorszkóp bemenetére az összetett színes videojelet kapcsoljuk. Innen a jel egy szűrőre kerül, amely csak a színsegédvivő körüli összetevőket, vagyis csak a színjeleket engedi tovább. Szűrő után a jel két teljesen azonos szinkrondetektorra kerül, amelyeket a detektált jel nagyfrekvenciás összetevőinek eltávolítása céljából keskenysávú szűrők követnek. A detektált színjelek egyenáramú erősítőkre csatlakoznak (a detektorok és az erősítők bemenete között is galvanikus a csatolás) és ezek vezérlik a vektorszkóp kerek homlokfelületű képcsövének függőleges és vízszintes eltérítőlemezeit. Az elektron-

1. táblázat

A PAL-jel főbb paraméterei 75% telítettségű elektronikus színsáv jelei közvetítésekor

| színsáv | $E_Y$ | $V=0{,}877(E_R-E_Y)$ | $U=0{,}493(E_B-E_Y)$ | $S=\sqrt{V^2+U^2}$ | $(\alpha)=\text{arc tg}\frac{V}{U}$ |
|---|---|---|---|---|---|
| Fehér | 1,0 | 0 | 0 | 0 | — |
| Sárga | 0,67 | (±) 0,07 | −0,33 | 0,33 | (±) 168° |
| Cián | 0,53 | (±) 0,46 | +0,11 | 0,47 | (±) 283° 30′ |
| Zöld | 0,44 | (±) 0,39 | −0,22 | 0,44 | (±) 240° 30′ |
| Bíbor | 0,30 | (±) 0,39 | +0,21 | 0,44 | (±) 61° 40′ |
| Vörös | 0,23 | (±) 0,46 | −0,11 | 0,47 | (±) 103° 30′ |
| Kék | 0,09 | (±) 0,08 | +0,33 | 0,33 | (±) 346° 25′ |
| Fekete | 0 | 0 | 0 | 0 | |

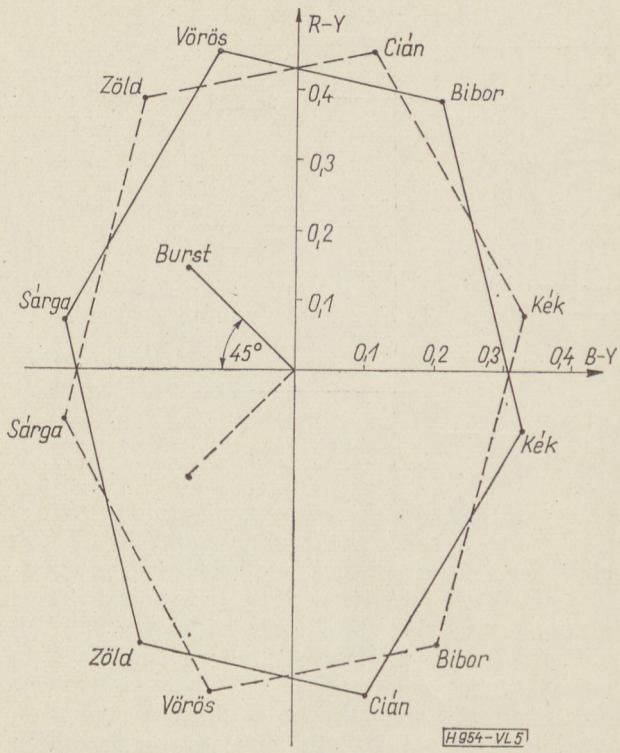
sugár helyzete az eltérítő lemezpárra kapcsolt feszültség, vagyis az $U$ és $V$ jel pillanatnyi értékétől függ. Ha a detektált jelek lépcsőzetes értékekkel rendelkeznek (mint pl. színsáv esetén), akkor az elektronsugár huzamosabb ideig csak a lépcsőnek megfelelő helyen fog tartózkodni és a képernyő itt pontszerűen világítani fog. Az elektronsugár egyik helyzetből a másikba való átugrásának szakasza pedig sötét marad. Ha a PAL-kóder bemenetére a 3. ábrán közölt színsávjeleket kapcsoljuk, akkor a kódolt jel a vektorszkóp képernyőjén jellegzetes két, szimmetrikus hatszög formájában jelenik meg (5. ábra). A pontokat összekötő vonalak képzeletbeliek (a képernyőn nem világítanak), a folyamatosak a $V$ jel alap-, a szaggatottak pedig 180°-os fázisforgatott helyzetéhez tartoznak.

A vektorszkópot a mérések előtt hitelesíteni kell, ugyanis a legkisebb eltérés a függőleges és vízszintes erősítések, vagy a szinkrondetektorokat tápláló színsegédvivők 90°-os fázishelyzete között, nagy mérési hibákat okoz. A hitelesítés különböző megoldású lehet, egyik legegyszerűbb módja a következő. A függőleges és vízszintes erősítők bemenetére ugyanazt a lineáris fűrészfeszültséget kapcsoljuk. Egyenlő erősítések beállítása után a képernyőn 45°-os szögben elhelyezkedő világos vonalat kapunk. Ezután a szinkrondetektorokra a színsegédvivőtől kis értékkel eltérő frekvenciájú folyamatos színuszos jelet kapcsolunk. A képernyőn a detektált jel a két szinkrondetektorokat tápláló jel frekvencia-különbségével „szaladni" fog. Az aszinkron működés folytán akkor fog pontos köralak kirajzolódni, ha a szinkrondetektorokat tápláló színsegédvivők között a fáziscsúszás pontosan 90°. Ellenkező esetben jobbra vagy balra dőlt ellipszist kapunk.

A gravírozott lap kerületén ezenfelül egy körskála is látható, 360°-os beosztással. A skála alapvonalára történik a kör pontos beállítása. Az előlap középpontja körül a képernyő előtt elfordítható, amire elsősorban azért van szükség, hogy mérés előtt a képcső eltérítő lemezeinek leképzési vonalát, valamint az előlap egymásra merőleges tengely-jelzéseit fedésbe lehessen hozni. Ezenkívül a fázisszögek meghatározását is megkönnyíti a forgatható skála.

A szinkrondetektorokat tápláló, még ortogonális összetevőkre nem bontott színsegédvivő útjába állítható, egyes vektoroszcilloszkóp típusoknál fázisfokokban hitelesített késleltető művonalakat iktatnak. A színsegédvivő fázisának megváltoztatása a vektorszkóp ernyőjén kirajzolódott vektorábra elfordulását eredményezi. A hitelesített művonalat így fázisszög méréseknél tudjuk előnyösen használni. Nélkülözhetetlen ez a beállítószerv akkor is, ha a vektorszkópot a kóderek beállításán kívül más, speciális színes mérések, mint pl. a differenciális fázis mérésére is, használni akarjuk. A műszer ilyen jellegű felhasználásának tárgyalása azonban nem tartozik feladatkörünkbe, így ezekkel nem foglalkozunk.

A vektoroszcilloszkóp alapvető rendeltetése a kóderek beállítása. Ez úgy történik, hogy a kóder bemenetére a 3. ábrán feltüntetett 75% telítettségű elektronikus színsávjeleket kapcsoljuk, a kódolt jelkimenetet pedig a vektorszkóp bemenetére csatlakoztatjuk. Ezután a kóder beállító szerveit addig változtatjuk, amíg a hitelesített vektorszkóp ernyőjén megjelenő pontok a gravírozott skála jelzéseivel egybeesnek.




*5. ábra.* 75% telítettségű színsávjelek PAL vektorábrája

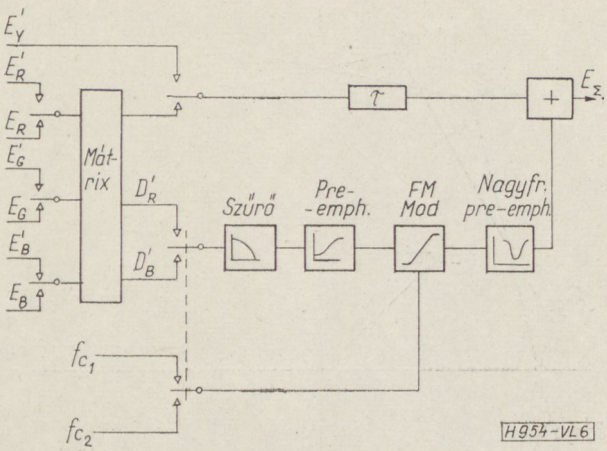
A jel fényesség-összetevőjét (aluláteresztő szűrő segítségével), kioltó szintjét, valamint a szinkronjel és burst-jel amplitúdó (helyes fázisbeállítás utáni) értékeit megfelelő sávszélességű hagyományos oszcilloszkóppal mérjük. A gravírozott előlap burst-jeleit feltüntető vonalon skálabeosztás található 50%, 75% és 100% jelzésekkel. A mi esetünkben a burst-jeleket jelző pontoknak a 75% jelzésen kell lenniük. Ilyen hitelesítés után a vektorszkóp ernyőjén megjelenő más beállítású színsávjelek telítettségét (nominális bemenőjelszintnél) a burst-skálán tudjuk leolvasni, miután a színjelekhez tartozó pontokat a gravírozott jelzésekkel fedésbe hoztuk.

A műszerrel végezhető fázismérések pontossága $\pm 1{,}5°$, a színtelítettségé pedig $\pm 2\%$.

SECAM-rendszerű kóderek mérésére szintén egy speciális műszer szolgál. Mielőtt azonban rátérnénk ismertetésére, foglalkoznunk kell a SECAM-rendszerű jel főbb jellemzőivel. Legcélszerűbb, ha a SECAM-kóder egyszerűsített vázlatán (6. ábra) végigvezetjük a jelformálás útját.

A kóder bemenetére a kamerától vagy más jelforrásról (filmbontó) érkező gammakorrigált $E'_R$, $E'_G$ és $E'_B$, illetve az elektronikus színsávgenerátor $E_R$, $E_G$ és $E_B$ jeleit kapcsoljuk. Az alapjelekből a mátrixolás útján állítjuk elő a kompatibilitás alapját képező $E'_Y$ fényességjelet (vagy pedig külön felvevőcső szolgáltatja), valamint a két színkülönbségjelet. Ezek értékei SECAM-rendszernél a következők:

$$E'_Y = 0{,}30\,E'_R + 0{,}59E'_G + 0{,}11\,E_B'$$
$$D'_R = -1{,}9(E'_R - E'_Y)$$
$$D'_B = 1{,}5\,(E'_B - E'_Y)$$




*6. ábra.* SECAM-kóder vázlatos felépítése

A fényességjel teljes sávszélességgel kerül közvetítésre, a színjelek pedig elektronikus kapcsolóra kerülnek, amely a sorfrekvencia ütemében hol az egyik, hol a másik színjelet kapcsolja a frekvenciahatároló szűrőre. A működési elvből látható, hogy a SECAM-rendszernél az átviteli láncon minden időpillanatban csak az egyik színjel van jelen, így ez a színjelek közötti keresztmodulációt eleve kizárja. A sávhatárolás kb. 1,5 MHz-nél történik. Mivel az a rendszer FM-modulációval dolgozik, a jobb jel/zaj viszony elérése érdekében a moduláló jel nagyfrekvenciás összetevőit kiemelik (pre-emphasis). A kiemelés kb. 8 dB, az átviteli görbe alakját a tolerancia-határokkal együtt a szabvány pontosan előírja. A nagyfrekvenciás kiemelés után a modulátor fokozat következik. A modulálás paraméterei sorról sorra váltakoznak, vagyis a két $D'_R$ és $D'_B$ színjelre nézve különbözőek.

A színjelek átkapcsolási ütemében a színsegédvivő is átkapcsolódik. $D'_R$ sor közvetítésekor a modulálatlan segédvivő $f_{c1}=4250$ kHz és az egységnyi moduláló jelhez tartozó löket értéke $\Delta f=230$ kHz. A nagyfrekvenciás előkiemelő miatt a jel hirtelen változásainál a moduláló jelen jelentős túllövések keletkeznek; hogy ezek a rendszert ne vezérelhessék túl, a maximális löketértékeket $D'_R$ sor közvetítésénél $-500$ kHz és $+350$ kHz-nél határolják.

$D'_B$ sor közvetítésekor a modulálatlan segédvivő $f_{c2}=4406{,}25$ kHz és az egységnyi moduláló jelhez tartozó löketérték $\Delta f=280$ kHz. A lökethatárolás ennél a jelnél $-350$ kHz és $+500$ kHz értékeknél van.

A frekvenciamodulált színjelek, még mielőtt a fényességjelhez hozzáadódnának, újabb amplitúdómoduláción mennek keresztül. Erre a kompatibilitás javítása, valamint további kedvezőbb jel/zaj viszony elérése érdekében van szükség. Az amplitúdómodulációt úgy érik el, hogy a frekvenciamodulált jeleket egy szimmetrikus szűrőre kapcsolják, amelynek maximális csillapítása a két színsegédvivő frekvencia értéke között, $f_0=4286$ kHz-en van. A szűrő átvitelét tolarancia-előírásokkal együtt a szabvány szintén pontosan előírja. A szűrőt alakja után a szakirodalomban „fordított harang" (anti-cloche), dekóderben (vevőben) található komplementerét pedig „harang" szűrőnek is nevezik. A frekvenciamodulált jel amplitúdója a szűrő hatására a löket nagyságától függővé válik. Ezt újabb nagyfrekvenciás pre-emphasis-nak is tekinthetjük.

Ha a SECAM-kóder bemenetére a 3. ábrán látható elektronikus színskála jeleit kapcsoljuk, akkor a rendszer paramétereinek ismeretében a kódolt jel főbb jellemzőit meghatározhatjuk. A műveletet matematikai számítással is végezhetjük, egyszerűbb azonban, ha a szabványban előírt modulációs és frekvenciakiemelő karakterisztikák birtokában grafo-analitikus módon végezzük. Az eredményt a 2. táblázatban foglaltuk össze.

A kóder beállításánál bennünket elsősorban a táblázat utolsó négy oszlopának adatai érdekelnek, mivel a kimeneten az összetett jelben elsősorban ezeket az adatokat kell ellenőriznünk. Az amplitúdók ellenőrzése itt sem okoz különösebb gondot, egyszerű oszcilloszkópos méréssel meghatározhatók. A frekvenciamenetek pontos beállítása és ellenőrzése azonban hagyományos mérési módszerekkel nehéz és hosszadalmas feladat lenne. Tekintetbe kell venni azt a tényt is, hogy azonos löketértékekhez a $D'_R$ és $D'_B$ sorok közvetítésénél más-más frekvenciaértékek tartoznak, mivel a jelek váltásánál a színsegédvivők is átkapcsolódnak. Világosan látható ez a 7. és 8. ábrákon, ahol a SECAM színjel összes paraméterét feltüntettük 75% telítettségű színek (3. ábra jelei) közvetítése esetén. Az ábrákon látható „$R$" és „$B$" azonosító sorokat a képkioltás ideje alatt közvetítik 9 sornyi időtartamban, a vevőkészülékben levő elekt-

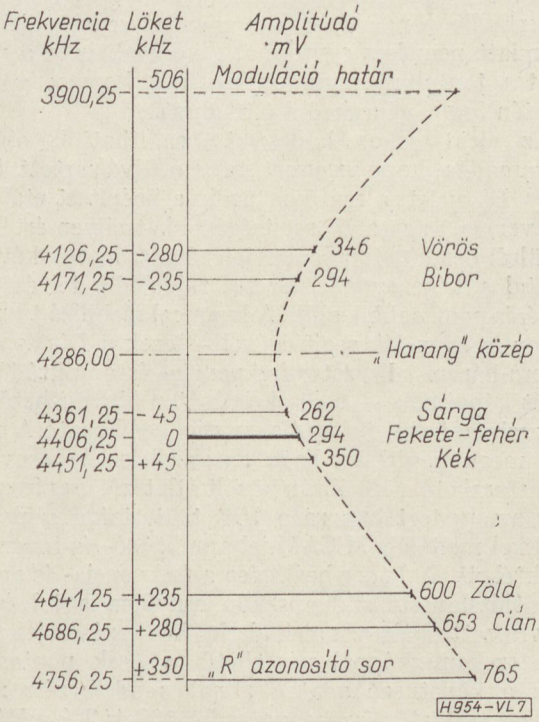
*2. táblázat*

A SECAM-jel paraméterei 75% telítettségű színsáv közvetítésekor

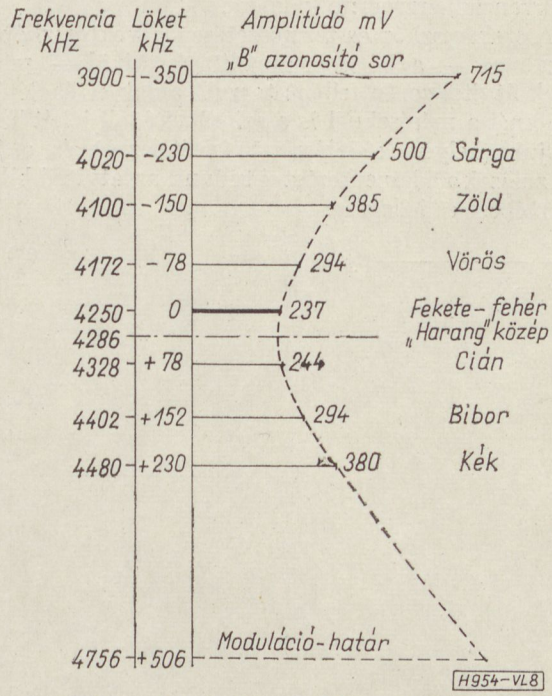
| színsáv | $E_Y$ | $D'_R=-1{,}9(E'_R-E'_Y)$ | $D'_B=1{,}5(E'_B-E'_Y)$ | segédvivő | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | $D'_R$ | | $D'_B$ | |
| | | | | Ampl.* mV | löket kHz | Ampl.* mV | löket kHz |
| Fehér | 1,00 | 0 | 0 | 294 | 0 | 237 | 0 |
| Sárga | 0,67 | −0,16 | −1,00 | 262 | −45 | 500 | −230 |
| Cián | 0,53 | +1,00 | +0,34 | 653 | +280 | 244 | +78 |
| Zöld | 0,44 | +0,84 | −0,66 | 600 | +235 | 385 | −152 |
| Bíbor | 0,30 | −0,84 | +0,66 | 294 | −235 | 292 | +152 |
| Vörös | 0,23 | 1,00 | −0,34 | 346 | −280 | 294 | −78 |
| Kék | 0,09 | +0,16 | +1,00 | 350 | +45 | 380 | +230 |
| Fekete | 0 | 0 | 0 | 294 | 0 | 237 | 0 |

ronikus kapcsoló szinkronműködésének automatikus ellenőrzése céljából.

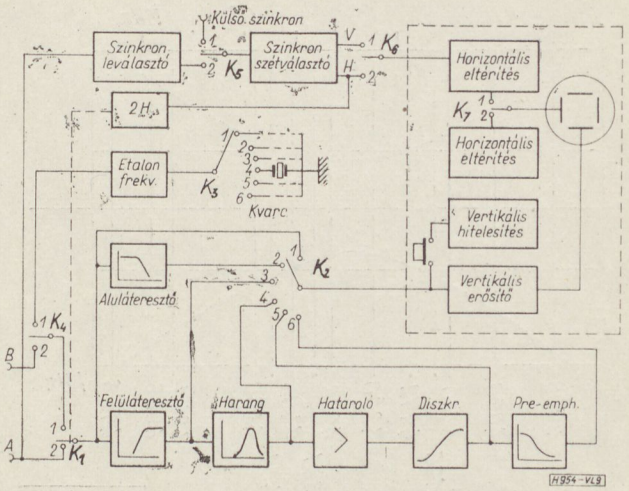
Ahogy a kvadraturikus rendszerű jelek gyors ellenőrzésére kidolgozták a vektorszkópot, ugyanúgy a SECAM-rendszerű jel vizsgálatára is létrehozták a szekamszkóp elnevezésű speciális mérőműszert is. A vektorszkóptól eltérően a szekamszkóp alapját egy hagyományos oszcilloszkóp, helyesebben televíziós hullámalakmonitor képezi és ezt egészítik ki — a




7. *ábra.* SECAM-színjel jellemzői $D'_R$ sornál 75% telítettségű színsáv közvetítésekor




8. *ábra.* SECAM-színjel jellemzői $D'_B$ sornál 75% telítettségű színsáv közvetítésekor

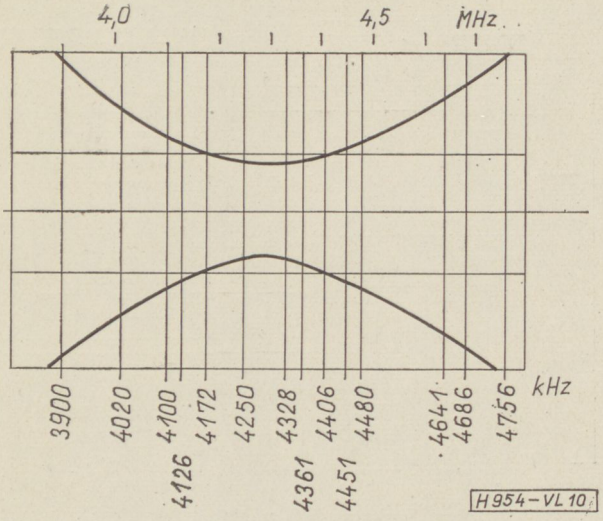



9. *ábra.* Szekamszkóp vázlatos felépítése

SECAM-rendszerű színes televíziójelek mérésére alkalmas — áramköri elemekkel. A műszer vázlatos felépítését a 9. ábra szemlélteti.

A szaggatott vonallal jelölt rész hagyományos oszcilloszkópot jelent. A vertikális eltérítés belső etalon feszültséggel hitelesíthető, ezáltal gyors apmlitúdóméréseket végezhetünk. Az oszcilloszkóp horizontális eltérítése sor-, félsor-, kép- és félképfrekvenciákkal történik, ami lehetővé teszi a jel kép- és soriránya hullámalakjának megfigyelését. Az eltérítés nagysága meghúszszorozható és így a jelrészletek (pl. kioltás ideje alatti jelek) jól megfigyelhetők. Az eltérítés szinkronizálása az „*A*" ponton bejövő komplett színes jelről történhet a szinkron-leválasztás után, $K_5$ kapcsoló 2-es állásában, vagy az 1-es állásban, külső szinkronjelről. $K_6$ kapcsoló a jel soriányú vagy képirányú felrajzolását váltja. $K_7$ oszcilloszkópos mérésnél 1-es állásban van.

A bemenetről a teljes SECAM jel $K_1$ elektronikus kapcsolón keresztül jut a további áramkörökre. Ennek a kapcsolónak a rendeltetését később ismertetjük. A $K_2$ kapcsoló 1-es állásában a teljes jel közvetlenül az oszcilloszkópra kerül és a már említett módon megfigyelhető és mérhető. A kapcsoló 2-es állásában a jel aluláteresztő szűrőn megy keresztül, amely a jelből a színsegédvivőt kiszűri, így az *Y*-fényesség összetevő rajzolódik a képernyőre. A 3-as állásban a jel sávszűrőn megy keresztül, amely csak a színsegédvivő körüli jeltartalmat engedi át, így mód nyílik a színjel külön megfigyelésére. A $K_2$ kapcsoló következő, 4-es állásában a színjelet „harang"-szűrő közbeiktatásával vizsgáljuk és mivel ez a szűrő a kódolásnál alkalmazott nagyfrekvenciás kiemelőszűrő komplementere, a kóder helyes beállítása esetén ebben az állásban és soriányú eltérítésnél a színsegédvivőnek nem szabad a teljes módosulási tartományban amplitúdóingadozásokat mutatnia. A következő kapcsolásban az oszcilloszkóp vertikális bemenetére a diszkriminátor által detektált színjelek kerülnek a kódolásnál alkalmazott első pre-emphasis miatt még jelentős nagyfrekvenciás kiemeléssel. Ez a hirtelen jelváltozások túllövésein vehető észre. A $K_2$ kapcsoló utolsó, 6-os állásában a detektált jelek deemphasis-szűrőn mennek keresztül, amely a kóder




*10. ábra.* Szekamszkóp mérősablonja

első pre-emphasis szűrőjének komplementere, így ebben az állásban az eredeti torzítatlan, a moduláló jelekkel azonos jeleket kapjuk. A bejövő videojel soronként váltakozva $D'_R$ és $D'_B$ színjeleket tartalmaz. A bemeneten található $K_1$ elektronikus kapcsoló hatástalanításával ezeket folyamatosan lehet megfigyelni. A kapcsoló $2\,H$ ütemben működik és ez többek között lehetővé teszi a két jel közül bármelyik kiválasztását (kikapuzását) és ezáltal precízebb megfigyelését.

A SECAM-rendszerű kóder beállítását a 3. ábrán közölt 75% telítettségű színjelekkel végezzük. A kóderből kijövő összetett jel amplitúdó viszonyainak mérését szekamszkóp segítségével a fent vázolt módon végezhetjük.

A nagyfrekvenciás szűrőgörbe és a frekvencialöketek ellenőrzése a $K_2$ kapcsoló 3-as, valamint a $K_7$ kapcsoló 2-es állásában történik. Ebben az esetben a horizontális eltérítést a diszkriminátor jele végzi, a vertikális erősítőre pedig a modulált színsegédvivő kerül. Az oszcilloszkópot természetesen horizontális impulzusokkal vezéreljük, azaz soriránvú eltérítésre kapcsoljuk. A mérés alapját a diszkriminátor jelenti, amely speciális fázisdiszkriminátor típusú és a színsegédvivő $\pm 700$ kHz lökettartományában $\pm 2\%$ linearitással rendelkezik. A diszkriminátortól jövő jel így egyenesen arányos lesz a bejövő jel frekvenciájával és ez a jel, mint mondottuk, a vízszintes eltérítést vezérli. A kóder bemenetére kapcsolt jelek, illetve a moduláló $D'_B$ és $D'_B$ színjelek lépcsős felépítésűek, így minden egyes lépcsőhöz (színsávhoz) a színsegédvivő kvázi-statikus értéke fog tartozni. Ez azt eredményezi, hogy a képernyőn — mivel mindkét eltérítést a színjelek vezérlik — minden egyes színsáv diszkrét vertikális vonal formájában fog megjelenni. A vertikális vonalak hossza a nagyfrekvenciás kiemelés miatt nem lesz egyforma, a vonalak vége a vízszintes tengelyre szimmetrikus két konvex görbe mentén fog elhelyezkedni (10. ábra).

Az elektronikus kapcsolót beállíthatjuk olyan üzemmódba, hogy az egyik sorba a kiválasztott $D'_R$ vagy $D'_B$ jelet, a másikba pedig a beépített etalonfrekvencia, vagy a $K_4$ segítségével bármilyen értékű, kívülről beadott frekvencia jelét kapcsolja. A két jel ezáltal a képernyőn egyszerre rajzolódik fel és így a mérés pontosabbá válik. A kvarccal stabilizált belső etalon-frekvenciák segítségével — ezek a $D'_R$ és $D'_B$ három-három jellegzetes frekvencia- és amplitúdóértékét képviselik — a diszkriminátor hitelesíthető és a vízszintes frekvenciaskála gyorsan beállítható. A mérést megkönnyíti az, hogy az oszcilloszkóp ernyője elé helyezhető a 10. ábrán közölt átlátszó, gravírozott lap, amely tartalmazza a 75% telítettségű színsávjelekkel modulált SECAM-jel amplitúdó- és frekvenciaértékeit. A kóder beállítása a frekvencia- és amplitúdóhitelesített szekamszkóp ernyőjén a jel és a gravírozott skála vonalainak fedésbehozását jelenti.

A szekamszkóppal végezhető mérések pontosságára a következő adatok állnak rendelkezésre: A műszer vertikális érzékenysége 50, 100 és 200 mV/cm átkapcsolhatóan, a belső kalibrálójel 200 mV 50 Hz-es négyszögjel, pontossága 3%. Maximális érzékenység frekvenciamérésnél: 5 kHz/cm.

A szekamszkóp és természetesen a vektorszkóp is alkalmas — a kóderek beállításán kívül — színes jelek átvitel során fellépő torzulásainak értékelésére. Ezeknél a méréseknél is a színsáv kódolt jeleit használjuk (helyes kódolásukat feltételezve) és a jeltorzulásokból következtetni tudunk az átviteli hibák mértékére és jellegére.

## Tartalmi összefoglalások

**ETO 621.3.049.7.029.6-111:621.372.8-111**

Dr. Valkó I. P.:

### Az integrált áramkörök alkalmazásának kiterjesztése extrém nagyfrekvenciákra

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 5. sz.

Milyen gazdasági és műszaki szempontok korlátozták korábban az integrált áramkörök alkalmazását a frekvencia, illetve sebesség szempontjából? Milyen előnyöket jelenthet az integrált kivitel? Integrálható aktív és passzív igen nagyfrekvenciás áramköri elemek, szalagtápvonalak, ferrit-rezonátorok. Perspektívák és feladatok a méréstechnikában.

**ETO 621.3.049.7-111:621.382.334**

Pásztor Gy.:

### Monolitikus lineáris integrált áramkörök konstrukciós kérdései

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 5. sz.

A cikk a lineáris integrált áramkörök főbb konstrukciós problémáit tárgyalja, ezek között a differenciális offset feszültség, a termikus kiegyenlítettség, a p-n-p komplementer tranzisztor megvalósításának problémáját, a nagy értékű ellenállások és kapacitások különféle kialakítási lehetőségeit. Áttekintést ad az induktivitás helyettesítésére kidolgozott különböző eljárásokról és ismerteti a digitális szűrőt.

**ETO 621.3.049.7-111.001.2**

Ugray L.:

### Integrálható lineáris áramkör típusok, lineáris integrált áramkörök alkalmazásai

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 5. sz.

A dolgozat rendszerezi a világpiacon található lineáris integrált áramköröket, ennek tükrében felméri a várható hazai helyzetet. Foglalkozik az integrálhatóság technológiai és kapcsolástechnikai feltételeivel és felveti az áramkör-család gondolatát. Vázlatosan ismerteti a monolitikus tervezés menetét és néhány alkalmazástechnikai elvet.

**ETO 621.317.361:621.397.132 SECAM**

Dr. Ferenczy P.:

### A SECAM televízió jel színsegédvivő frekvenciáinak pontos mérése

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 5. sz.

A cikk egy új, kényelmesen elvégezhető mérési módszert ismertet, amellyel a kódolt SECAM színes tv jel színsegédvivő-frekvenciáit meg lehet határozni. A módszer összehasonlításon alapszik: egy folyamatos színuszos jel frekvenciáját hasonlítja össze a színsegédvivők frekvenciáival olyan oszcilloszkóp ernyőjén, amelynek két időalapgenerátora van. A demoduláció nélküli mérés képezi a módszer legfőbb sajátosságát, miáltal a szokásos demodulációs eljárások összes hibalehetőségét kiküszöböli. Nem igényel különleges berendezéseket és a mérési pontosság legalább $2 \cdot 10^{-4}$, azaz kb. 1 kHz.

**ETO 621.317.77:621.391.837:621.397.132**

Bernhardt R.:

### A differenciális fázishiba mérési problémái a színes tv jel átvitelénél

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 5. sz.

A cikk rövid áttekintést ad a jelenleg használatos színes tv rendszereknél a differenciális fázishibák hatásáról és kitér ezen hibák főbb keletkezési okaira tv adóberendezéseknél. Ismerteti a differenciális fázishibák korrigálására használható megoldásokat és azok működési alapelveit. Tárgyalja a differenciális fázishibák vizsgálatára kidolgozott mérési elveket és néhány gyári felépítésű mérőműszer, elsősorban az Elektromechanikai Vállalatnál kidolgozott differenciális fázismérő műszer áramköri kialakítását.

**ETO 621.317.34:621.397.132**

Vozák L.:

### A színes televízió kódereinek beállító mérései

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 5. sz.

A cikk a három elterjedt színes televízió-rendszer: az NTSC, PAL SECAM rendszer néhány alapvető jellemzőjének rövid ismertetése után részletesen tárgyalja a PAL és SECAM kódereket. Előbbiek jellemzőinek mérésére a vektorszkóp, utóbbiakéra a szekamszkóp szolgál. Ezek működése tömbvázlatok segítségével kerül megtárgyalásra. A mért paraméterek számértékei táblázatokban vannak összefoglalva.

## Обобщения

**ДК 621.3.049.7.029.6—111:621.372.8—111**

Д-р И. П. Валко:

### Расширение применения интегральных схем на сверхвысокие частоты

HIRADÁSTECHNIKA, (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 5

Какие экономные и технические точки зрения ограничивали применение интегральных схем относящиеся к частоте или скорости? Какие преимущества может давать интегральное исполнение? Интегрируемые активные и пассивные элементы схем сверхвысоких частот, ленточные линии передачи, ферритные резонаторы. Перспективы и задачи в измерительной технике.

**ДК 621.3.049.7—111:621.382.334**

Д. Пастор:

### Вопросы конструкции монолитических линейных интегральных схем

HIRADÁSTECHNIKA, (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 5

Излагаются основные проблемы конструкции линейных интегральных схем, между этими проблемы дифференциального напряжения («offset») термического выравнивания, осуществления дополнительного транзистора p-n-p, возможности изготовления резисторов и ёмкостей высоких величин. Дан обзор о различных способах замены индуктивностей и написан цифровый фильтр.

**ДК 621.3.049.7—111.001.2**

Л. Уграи:

### Интегрируемые типы линейных схем, применение линейных интегральных схем

HIRADÁSTECHNIKA, (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 5

Статья систематизирует линейные интегральные схемы находящиеся на мировой рынке и приняв во внимание это измеряет положение во Венгрии. Излагаются технологические и схемные условия возможности интегрирования и поднимается вопрос семейства схем. Кратко написаны процесс монолитического проектирования и некоторые принципы применения.

**ДК 621.317.361:621.397.132 SECAM**

Д-р П. Ференцы:

### Точное измерение частот цветовой поднесущей сигналов цветного телевидения Секам

HIRADÁSTECHNIKA, (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 5

Изложен новый, удобный метод измерения, при помощи которого можно определить частоты цветовой поднесущей кодированных сигналов цветного телевидения СЕКАМ. Метод основывается на сравнении: частота синусоидального сигнала сравнивается с частотами цветовых поднесущих на экране осциллоскопа имеющего два временной развёртки. Основной особенностей метода является измерение без демодуляции, благодаря которому все возможности ошибок методов с демодуляцией устраняются. Метод не требует специальных устройств и точность измерения лучше чем $2 \cdot 10^{-4}$, т. е. приблизительно 1 кгц.

**ДК 621.317.34:621.397.132**

Р. Бернхардт:

### Проблемы измерения ошибки дифференциальной фазы при сигналов цветного телевидения

HIRADÁSTECHNIKA, (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 5

После краткого изложения некоторых основных показателей трех распространятых систем цветного телевидения: НТСЦ, ПАЛ и СЕКАМ подробно написываются блоки кодирования ПАЛ и СЕКАМ. Для измерения показателей первого применяется векторскоп, а для второго секамскоп. Работа этих выясняется с помощью блок-схем. Числовые результаты измерений составлены в таблицах.

**ДК 621.317.77:621.391.837:621.397.132**

Л. Возак:

### Установочные измерения блоков кодирования цветного телевидения

HIRADÁSTECHNIKA, (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 5

Дан краткий обзор о влиянии ошибок дифференциальной фазы в системах цветного телевидения применяемых в настоящее время и показываются основные причины возникновения ошибок в телевизионных передатчиках. Излагаются решения используемые для исправления ошибок дифференциальной фазы и их принципы работы. Написываются принципы испытания ошибок дифференциальной фазы и некоторые измерительные приборы осуществленные в заводах, в частности измеритель дифференциальной фазы разработанной на заводе Электромеханическое Предприятие.

## Zusammenfassungen

DK 621.3.049.7.029.6-111:621.372.8-111

Dr. I. P. Valkó:

### Ausbreitung der Anwendung der integrierten Stromkreise auf extrem hohe Frequenzen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 5

Es werden die folgenden Fragen gestellt: welche sind die ökonomischen und technischen Gesichtspunkte, die früher die Anwendung der integrierten Stromkreise betreffend Frequenz und Geschwindigkeit beschränkten? Was sind die Vorteile der integrierten Ausführung? Beschreibung der integrierbaren aktiven und passiven Stromkreiselemente für sehr hohe Frequenzen, Bandlinien der Ferritresonatoren. Perspektiven und Aufgaben in der Messtechnik.

DK 621.3.049.7-111:621.382.334

Gy. Pásztor:

### Konstruktionsfragen der monolithischen linearen integrierten Stromkreise

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 5

In dem Artikel werden wichtigsten Konstruktionsprobleme der linearen integrierten Stromkreise diskutiert, u.zw. die differentielle Offsetspannung, der thermische Ausgleich, die Probleme der Ausführung des p-n-p Komplementär-Transistors und die verschiedenen Ausführungsmöglichkeiten der hochohmigen Widerstände und hohen Kapazitäten. Es wird ein Überblick über die verschiedenen für den Ersatz der Induktivität ausgearbeitetetn Verfahren gegeben, und die digitalen Filter werden beschrieben.

DK 621.3.049.7-111.001.2

L. Ugray:

### Integrierte lineare Stromkreistypen, Anwendung von linearen integrierten Stromkreisen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 5

In dem Artikel werden die auf dem Weltmarkt befindlichen linearen integrierten Stromkreise systematisiert und auf Grund dieser Lage wird die zu erwartende Situation in Ungarn ermessen. Es werden die Bedingungen der Technologie der Integrierbrakeit und der Schalttechnik behandelt und der Gedanke der Stromkreisfamilie aufgeworfen. Weiter werden der Verlauf des monolithischen Entwurfes und einige anwendungstechnische Prinzipien erörtert.

DK 621.317.361:621.397.132 SECAM

Dr. P. Ferenczy:

### Genaue Messung der Farbhilfsträgerfrequenz des Farbfernsehsignals des SECAM-Systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 5

In dem Artikel wird eine neue, bequem ausführbare Messmethode erörtert, mit der die Farbhilfsträgerfrequenzen der kodierten SECAM-Farbfernsehsignale bestimmt werden können. Der Methode liegt ein Vergleich zugrunde: eine kontinuierliche Sinussignalfrequenz wird mit den Farbhilfsträgerfrequenz auf solcheinem Oszilloskopschirm welcher zwei Kippspannungsgeneratoren hat, verglichen. Die wichtigsten Eigenschaften der Methode sind die Messungen ohne Demodulation, durch welche alle Fehlermöglichkeiten der gewöhnlichen Demodulationsverfahren eliminiert werden können. Die Methode erfordert keine besondere Einrichtungen und ihre Messgenauigkeit ist mindestens $2.10^{-4}$. d.h. 1 kHz.

DK 621.317.77:621.391.837:621.397.132

R. Bernhardt:

### Messprobleme des Fehlers der differentiellen Phase bei der Übertragung der Fernsehsignale

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 5

In dem Artiekl wird ein kurzer Überblick über den Effekt der Fehler der differentiellen Phase in den gegenwärtig gebrauchten Fernsehsystemen, gegeben und es wird mit den wichtigsten fundamentalen Gründen, welche diese Fehler in den Fernsehsendeanlagen verursachen, beschäftigt. Es werden die Lösungen zur Korrektion der differentiellen Phasenfehler und deren Funktsiongrundprinzipien erörtert. Ferner werden die zur Untersuchung der differentiellen Phasenfehler ausgearbeiteten Messprinzipien und einige in der Fabrik zusammengebaute Messinstrumente, an erster Reihe die in der Elektromechanischen Unternehmung ausgearbeitete Stromkreisausführung der differentiellen Phasenmessinstrumente, beschrieben.

DK 621.317.34:621.397.132

L. Vozák:

### Einstellmessungen von Farbfernsehkodern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 5

Nach einem kurzen Ünerblick der Grundkennwerte der drei am meisten verbreiteten Farbfernsehsysteme u.zw. NTSC, PAL und SECAM, werden die PAL- und SECAM-Koder eingehend diskutiert. Zum Messen der Kennwerte des ersten dient der Vektorskop, des zweiten der Secamskop. Die Funktion derselben wird mit Hilfe von Blockschemas besprochen. Die numerischen Werte der gemessenen Parameter werden in Tabellen zusammengefasst.

## Summaries

UDC 621.3.049.7.029.6-111:621.372.8-111

Dr. I. P. Valkó:

### Extension of the Application of Integrated Circuits to Extremely High Frequencies

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 5

Economical and technical aspects earlier limiting the application of the integrated circuits from the point of view of frequency and velocity. Advantages of the integrated technique. Active and passive elements, circuit elements of very high frequency, striplines and ferrite resonators are described. Prospects and tasks in measurement engineering.

UDC 621.3.049.7-111:621.382.334

Gy. Pásztor:

### Technical Questions Concerning Monolithic Linear Integrated Circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 5

The main technical problems of the linear integrated circuits are discussed such as the differential offset voltage, the thermal balance, the problem of the realisation of the p-n-p complementary transistor and the different possibilities of the development of capacitors and resistors of high value. A survey of the different methods worked out to substitute the inductance is given and the digital filter is presented.

UDC 621.3.049.7-111.001.2

L. Ugray:

### Linear Circuit Types for Integration, Application of Linear Integrated Circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 5

The linear integrated circuits of the world market are systematized in the paper and the home situation to be expected is assessed accordingly. The technological and circuit engineering conditions of the possibilities of integration are dealt with and the idea of the family of circuits is proposed. The way of the monolithic design and some principles of applied engineering are described.

UDC 621.317.361:621.397.132 SECAM

Dr. P. Ferenczy:

### Accurate Measurement of the Colour Subcarrier Frequencies of a Coded SCEAM Colour Television Signal

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 5

The paper describes a new, convenient method for determining the colour subcarrier frequencies of a coded SECAM colour television signal. A CW signal is compared in frequency to each of the subcarriers by using a conventionál oscilloscope having a dual timebase unit. The advantage of this method lies is the fact that it measures the television signal directly, without demodulation, thereby excluding all possible errors involved with the usual demodulation processes. No special equipment is needed and the measuring accuracy is at least $2.10^{-4}$ i.e. roughly 1 kHz.

UDC 621.317.77:621.391.837:621.397.132

R. Bernhardt:

### Measuring Problems of the Differential Phase Errors at the Transmission of the Colour Television Signals

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 5

A brief survey is given of the influence of the phase errors occuring at the colour television systems presently used and the main sources of these errors occurring in television transmitting equipments are mentioned. The solutions to be used to correct the differential phase errors and the basic principles of their function are described. The measuring principles worked out to examine the differential phase errors and some measuring instruments built in the factory, first of all the circuit of the differential phasemeter worked out in the Electromechanical Company are discussed.

UDC 621.317.34:621.397.132

L. Vozák:

### Adjusting Measurements of the Coders of Colour Television

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 5

After a brief review of some basic characteristics of the three widespread colour television systems: NTSC, PAL and SECAM, the PAL and SECAM coders are discussed in detail. The vectorscope serves to measure the characteristics of the first, and the secamscope of the second. The function of these is discussed by the aid of block schematics. The numerical values of the measured parameters are summarized in tables.

## Résumés

CDU 621.3.049.7.029.6-111:621.372.8-111

Dr. I. P. Valkó:

### Extension de l'emploi des circuits integrés aux fréquences extrèmement hautes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 5

Quels points de vue économiques et techniques ont limités antérieurement l'emploi des circuits integrés concernant fréquence et vitesse? Quels sont les avantages de la réalisation integrée? Élements actifs et passifs des circuits pour très hautes fréquences, lignes de transmission, resonateurs à ferrite, qui peuvent être integrés. Perspectives et tâches dans la technique de mesure.

CDU 621.3.049.7-111:621.382.334

G. Pásztor:

### Questions de construction des circuits monolithiques linéaires integrés

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 5

Les problèmes principaux de construction des circuits linéaires integrés sont discutés, parmi ceux les problèmes de tension différentielle „offset", de la compensation thermique, de la réalisation du transistor complémentaire p-n-p, de la possibilité de réalisation des résistances et capacités de haute valeur. Une revue des méthodes différentes pour remplacer les inductances est donnée et le filtre numérique est descrit.

CDU 621.3.049.7-111.001.2

L. Ugray:

### Types des circuits linéaires appropriés pour intégration, emplois des circuits linéaires integrés

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 5

Les circuits linéaires integrés existants sur le marché mondial sont systématisés et tenant compte des ceux la situation présumée en Hongrie est analysée. Les conditions technologiques et de réalisation des circuits, en ce qui concerne leurs possibilités d'intégration, et l'idée des familles de circuit sont exposées. La procédure du projet monolithique et quelques principes d'utilisation sont brièvement expliqués.

CDU 621.317.361:621.397.132 SECAM

Dr. P. Ferenczy:

### Mesure précise des fréquences des sous-porteuses de couleur des signaux de télévision en couleur SECAM

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 5

Une méthode de mesure nouvelle, aisée est exposée pour déterminer les fréquences des sous-porteuses de couleur des signaux codés SECAM. La méthode est basée sur comparaison: la fréquence d'un signal sinusoidal est comparée avec les fréquences des sous-porteuses de couleur à l'aide d'un osciloscope ayant deux générateurs de base de temps. La spécialité de la méthode est la mesure sans démodulation, éliminant tous les possibilités des erreurs usuelles des procédés de démodulation. Il n'est pas besion des apparelis spéciaux et la précision de mesure est meilleure de $2.10^{-4}$, c'est à dire 1 kHz.

CDU 621.317.77:621.391.837:621.397.132

R. Bernhardt

### Les problèmes de mesure de l'erreur de phase différentielle en transmettant les signaux de télévision en couleur

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 5

Une briève revue des effets des erreurs de phase différentielle dans les systèmes de télévision en couleurs actuels est donnée et les causes de leur origine dans les émetteurs de télévision sont enumerées. Les solutions pour corriger des erreurs de phase différentielle et leurs principes de fonction sont exposés. Les principes de mesure pour l'essai des erreurs de phase différentielle et la réalisation des circuits de quelques instruments des mesure, principalement de l'instrument pour mesurer la phase différentielle developpé par l'Entreprise Electromécanique sont traités.

CDU 621.317.34:621.397.132

L. Vozák:

### Mesure de mise au point des codeurs de télévision en couleur

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 5

Après une briève description des trois systèmes de télévision en couleur les plus utilisés: NTSC, PAL et SECAM les codeurs SECAM et PAL sont exposés en détail. Pour mesurer les caractéristiques de l'antécédant le vectorscope, du postérieur le secamscope est employé. La fonction des ceux est expliquée à l'aide des schémas d'ensemble. Les valeurs numériques des paramètres sont groupées dans tableaux.

HIRDESSEN A

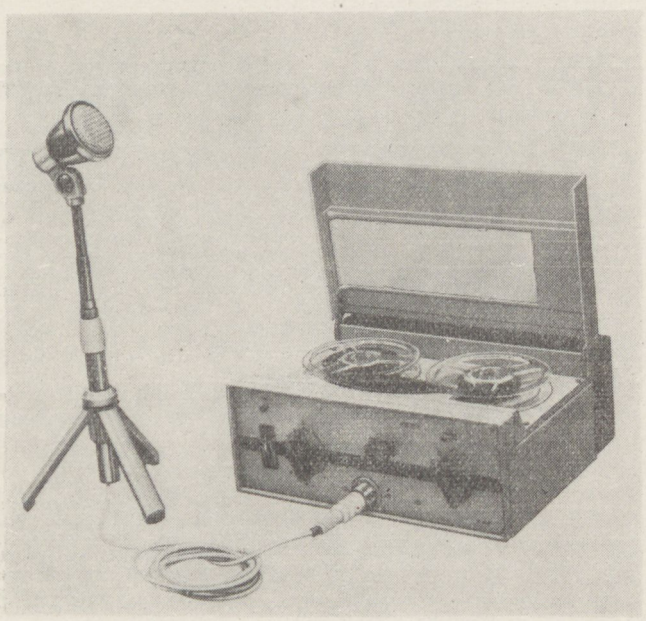
HÍRADÁSTECHNIKA

CÍMŰ FOLYÓIRATBAN

A hirdetések az alábbi címre küldendők:

**LAPKIADÓ VÁLLALAT, BUDAPEST, VII., LENIN KÖRÚT 9—11**

**Telefon: 221-285**



## R-6
# riportermagnetofon

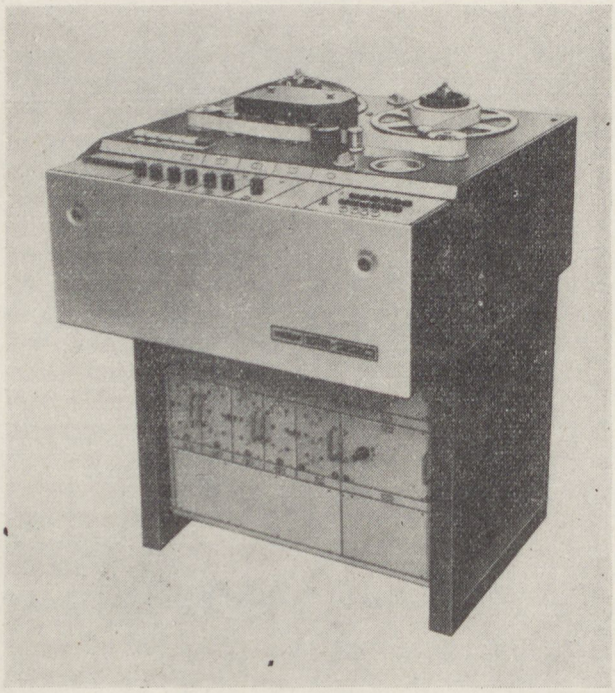
Teljesen kontaktusok nélküli egyenáramú elektromotor alkalmazásával készült. A beépített dinamikakompresszor a tízszeres hangerő növekedést kevesebb mint 4/1000 mp alatt szabályozza le önműködően normál szintre.

Szalagsebesség: 9,5 és 19,05 cm/mp

## STM-224
# négycsatornás (Play-Back) stúdiómagnetofon

Alkalmazásával sztereo műsorok elkészítése lényegesen egyszerűbbé válik.
Csíkszélesség: 4,5 mm. Minden csík külön törölhető és rájátszható.

Szalagsebesség: 38,1 és 19,05 cm/mp
Alkalmazott szalag: 25,4 mm széles
Max. tekercsátmérő: 300 mm



**MECHANIKAI LABORATÓRIUM**

**Híradástechnikai Kísérleti Vállalat**

**Budapest VII., Gorkij fasor 25**

SIEMENS

# Szelektív mérés egyszerűen, gyorsan és mégis pontosan

például TV-átviteltechnikai és vivőáramú távbeszélő berendezéseken a 10 kHz—17 MHz-es szintmérőhelyel

Nagyfokú állandóság és mérési pontosság

Állomások mérésére és vonalak átmérésére

Igen nagyfokú biztonság üzemben levő rendszerek mérésénél a frekvenciaraszter pontok között hatásos automatikus adás-zár és ezenfelül adás záró nyomógomb következtében

Különböző kivitelek feszültség- vagy teljesítményszint, dB vagy N kalibrációval

Nagy bemenő ellenállású mérőfej

A szintadó a szintmérőről is szinkron hangolható

Nagy dinamikájú KF kimenet (100 kHz)

Egyenáramú-író (100 $\mu$A) csatlakoztatható

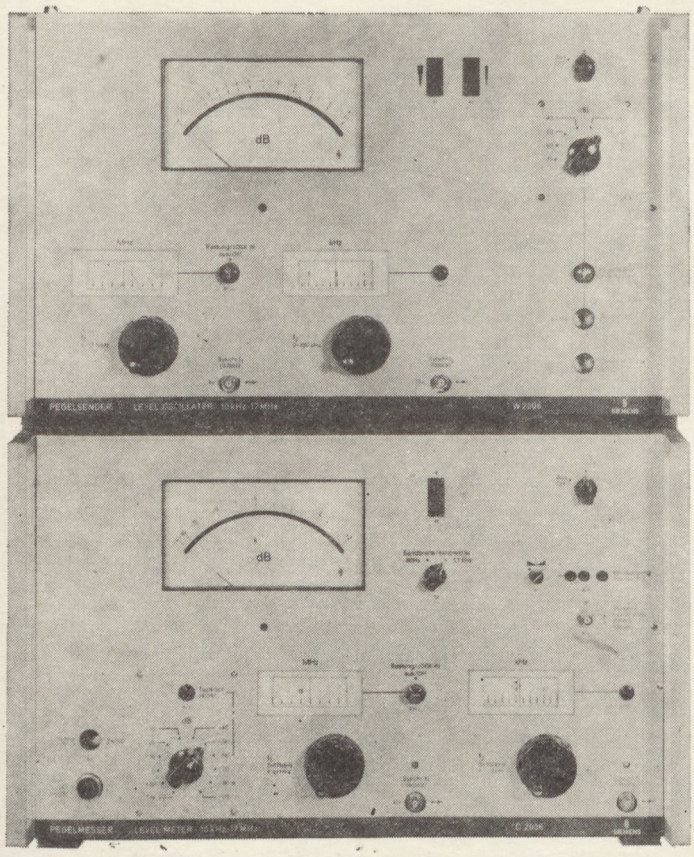
Tranzisztoros és félvezetős kivitel

Kis terjedelem és súly

Áramellátás 99—264 V-os váltóáramú hálózatról, vagy 12—24 V-os telepről

Részletes felvilágosítással szolgál Siemens Aktiengesellschaft, Wernerwerk für Weitverkehrs- und Kabeltechnik, 8000 München, Postfach 704

Látogasson meg bennünket az 1969-es BNV-n a 27/1 pavilonban!



| | |
|---|---|
| Frekvenciatartomány .. | 10 kHz—17 MHz |
| Hangolás önállóan, vagy a szintmérőről szinkronizálva a főskálákon ... | 0—17 MHz |
| Kvarcpontosságúan raszterezhető ..... | 100 kHz-es pontokban |
| További folyamatos hangolhatóság a finomskálákon ..... | 10—110 kHz |
| Adószint ..... | —80—0 dB |
| Szintmérés tartománya | —100—+10 dB |
| Sávszélesség ($\triangle a$=3 dB), átkapcsolható ..... | 80 Hz vagy 3,1 kHz |
| Zárócsillapítás >60 dB | f±500 Hz-en, vagy f±1 kHz-en |
| Frekvencia bizonytalanság ..... | $2.10^{-5}$ ±300 Hz |
| Összes mérési bizonytalanság ..... | 0,2 dB |

# Siemens mérőműszerek

*Kizárólagos exportőr:*

METRONEX

Warszawa

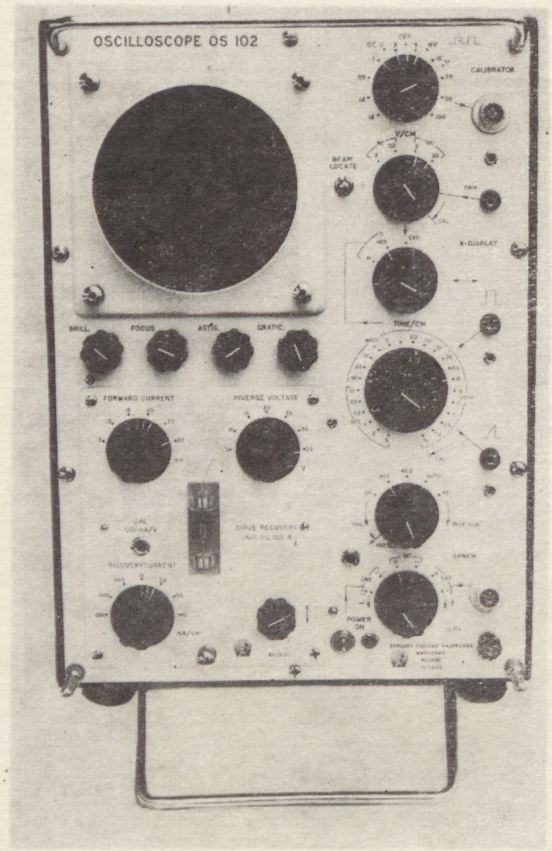
*Kizárólagos gyártó:*

# ZKK ZRK

Warszawa

# OS-102 típusú szélessávú oszcillográf

## (OS-102-1 előerősítővel)




| | |
|---|---|
| — Y-erősítő | 0—30 MHz (—3 dB) |
| — felfutási idő | 12 ns |
| — érzékenység | 50 mV/cm—50 V/cm 1—2—5 lépcsőben, kalibrálás ±3% |
| — bemenő impedancia | 1 MΩ/33 pF |
| — eltolás az Y tengelyen | 10 cm |
| — késleltetőlánc | 0,18 μs |
| — X-erősítő | 0—750 kHz (—3 dB) |
| — érzékenység | 200 mV/cm—2 V/cm |
| — időalapgenerátor | 5 s/cm—0,1 μs/cm |
| — nyújtás | x 1, x 0,2 |

A készülék a következő betétekkel működtethető: kétsugaras betét (OS-102—2), differenciál betét (OS-102—3), impulzusdiódák vizsgálatára való betét (OS-102—8), impulzustranzisztorok vizsgálatára szolgáló betét (OS-102—9), további betétek előkészületben.

Kívánatra részletes ismertető anyagot díjmentesen küldünk.

**Kérjük az érdeklődőket, forduljanak közvetlenül a következő címre:**

METRONEX

**Warszawa, Lengyelország**
**Al. Jerozolimskie 44 POB-198,**
**telefon:** 26-20-11, **telex:** 81-4471

METRONEX meghívja Önt az általa képviselt elektronikus és villamos mérőműszereket gyártó cégek kiállítására a Budapesti Nemzetközi Vásár (1969. május 16—26.) lengyel pavilonjába