50.165
MŰSZAKI EGYETEM KÖNYVTÁR

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

6

XX. ÉVFOLYAM, 6. SZÁM, 165–196 OLDAL, BUDAPEST, 1969. JÚNIUS HÓ

1969. június, XX. évfolyam, 6. szám

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. EGRI JÁNOS GYÖRGY: Nagytávolságú átvitel körkeresztmetszetű hullámvezetőn 165
Kitüntetések 169
BOGNÁR LÁSZLÓ: A képinformáció továbbításakor keletkező áthallások vizsgálata színes televízió vevőkészülékek képcsatornájában 170
IV. Mikrohullámú Összeköttetések Kollokvium 1970 180
SAUFERT JÁNOS: Négy és ötrétegű félvezető kapcsolóeszközök 181
Diplomaterv pályázat 185
Elektronikus készülékek megbízhatósága 186
Félvezető eszközök és integrált áramkörök megbízhatósága 188
Könyvismertetések 194
Tartalmi összefoglalások 195
Обобщения 195
Zusammenfassungen 196
Summaires 196
Résumés 197

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, 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.

69.2377 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

DR. EGRI JÁNOS GYÖRGY
Postavezérigazgatóság, Fejlesztési Szakosztály

Nagytávolságú átvitel körkeresztmetszetű hullámvezetőn

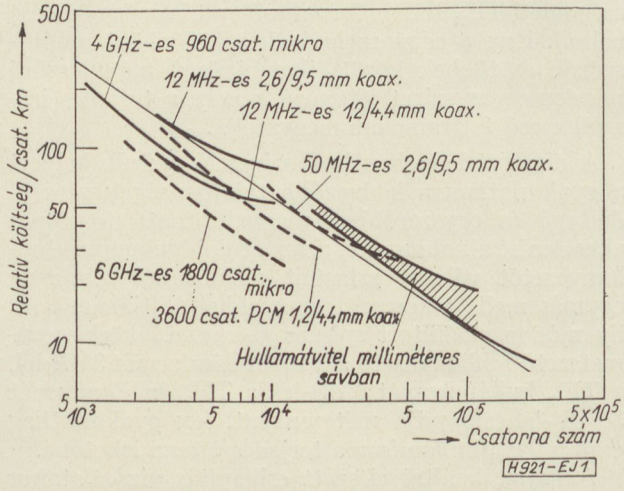
ETO 621.372.823 : 621.396.44

Az egyre növekedő információmennyiség, ezáltal az átviendő sávszélesség megnagyobbodása olyan új átviteli utak keresése felé fordította a tervező figyelmét, amelyek lehetővé teszik a különböző információforrások adatainak nagy távolságra való eljuttatását. A milliméteres sávban hullámvezetőn a koaxiális kábeleken és a mikrohullámú összeköttetéseken átvihető sávszélesség többszörösének átvitele is megoldható gazdaságosan.

A hullámvezető helyes kialakításával igen kedvező csillapításviszonyok érhetők el a 30—100 GHz-es tartományban, amelyek lehetővé teszik nagyszámú televízió csatorna, vagy több tízezer távbeszélő csatorna átvitelét.

A hullámvezetőn történő átvitel jelenleg még kísérleti stádiumban van, számos kérdés még megoldásra vagy fejlesztésre vár, különösen a nagyfrekvenciás félvezető-áramkörök, valamint a PCM technika területén. Nem túlzás azt állítani, hogy a milliméteres sávban történő hullámátvitel sikere éppen a szigorú követelményeket teljesítő alkotó elemeknek és magának a hullámvezetőnek a realizálásától függ.

Beérkezett 1968. VIII. 31-én.



1. ábra. Átviteli rendszerek relatív költségei

Kísérletek a világ számos vezető híradástechnikai iparral rendelkező országában folynak egyidejűleg. Japánban 4,2 km hosszú kísérleti összeköttetést, Angliában Martlesham-ben a Posta Kísérleti Telepén 1,6 km hosszú kísérleti összeköttetést helyeztek nemrégen üzembe. Franciaországban a C.N.E.T. lannioni telepén létesített kísérleti összeköttetés alapján Páris és Meudon között üzemszerű összeköttetés is létesült távbeszélő- és TV jelek átvitelére.

Bár többszáz km-es összeköttetések gazdaságosságát még korai vizsgálni, nem érdektelen összehasonlítani a különböző nagy csatornaszámú rendszereket. Az 1. ábrán a csatornaszám függvényében néhány jellegzetes átviteli rendszer csatorna-kilométerenkénti relatív költsége van feltüntetve.

A több tízezernyi távbeszélő csatorna vagy ezzel egyenértékű sávszélesség átvitelének láttán joggal vetődhet fel bárkiben a kérdés, mikor lesz majd egyáltalán szükség ilyen nagykapacitású útvonalakra. Már jelenleg is, de a közeljövőben feltétlenül szükség lesz igen nagy sávszélességek átvitelére a különböző új szolgáltatások, mint pl. nagysebességű adatátvitel, sokcsatornás video-átvitel stb. miatt, és a milliméteres sávban nagy rugalmasságot biztosító hullámvezetőn történő átvitel egyike az alkalmazható nagykapacitású átviteli lehetőségeknek.

1. Átviteli jellemzők

1.1. Csillapítás

A mikrohullámú technikában alkalmazott négyszögletes csőtápvonalat vizsgálva látható, hogy 50 GHz környékén csillapítása 1 dB/m, azaz nagytávolságú átvitelre nem alkalmas. Általában a körkeresztmetszetű hullámvezetőnek kisebb csillapítási tényezője van, mint a négyszögletesnek.

A TE_{01} hullámforma — több más hullámforma mellett — szimmetrikus elrendezésű elektromágneses mezővel rendelkezik, elektromos terének erő-

vonalai önmagukban zártak és koncentrikusak a hullámvezető falával. A frekvencia növelésével az átvitt energia egyre nagyobb része halad a hullámvezető belsejében, tovább csökkentve a faláramokat és csökkentve ezáltal a csillapítási tényezőt. Ideális hullámvezető esetén a frekvencia növelésével a csillapítási tényező minden határon túl csökken.

Körkeresztmetszetű hullámvezetőben terjedő TE_{01} hullámforma kilometrikus csillapítása dB/km-ben:

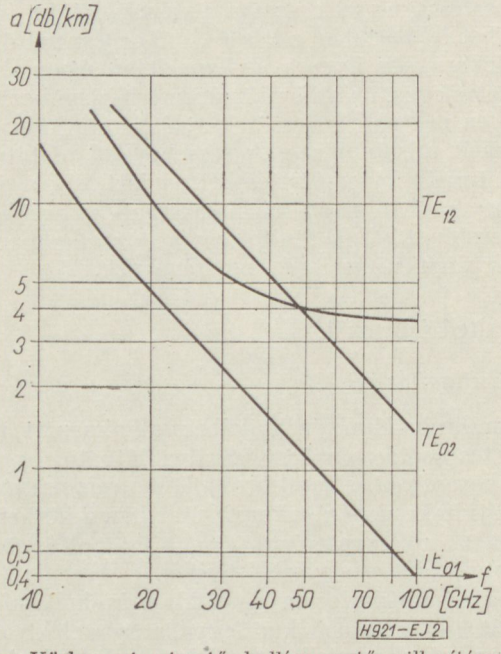
$$a \cong \text{konst.} \frac{1}{R^3 \sqrt{\sigma \cdot f^2}}$$

ahol R= a hullámvezető belsejének sugara, σ=a hullámvezető anyagának vezetőképessége, f=a frekvencia.

Mint látható, a csillapítás fordítottan arányos a hullámvezető sugarának köbével, azaz a csőméret növelése a csillapítás nagymértékű csökkenését eredményezi. Minél nagyobb azonban a csőátmérő, annál nehezebben tarthatók a méretek a kívánt tűrésen belül, annál bonyolultabb a megfelelő mechanikai szilárdság biztosítása. A frekvencia növelésének a végberendezések realizálásának fokozódó nehézségei szabnak határt.

A gazdaságos megvalósíthatóságot vizsgálva megállapítható, hogy egy 50 mm körüli belső átmérőjű körkeresztmetszetű hullámvezető kedvező átviteli tulajdonságai mellett nem jelent leküzdhetetlen gyártási nehézségeket. 50 mm belső átmérőjű hullámvezető kilometrikus csillapítása különböző hullámformák esetén látható a 2. ábrán.

A gyakorlati hullámterjedés azonban némiképpen eltér az elméletben számított hullámterjedési viszonyoktól. Az átviteli jellemzők a hullámvezető bármely ideálistól való eltérése miatt megváltoznak. Az átviteli jellemzők eltérése az ideális esetben számítottaktól azért következik be, mert a körkeresztmetszetű hullámvezetőnek a TE_{01} hullámforma nem domináns hullámformája, és míg a négyszögletes hullámvezetőn csak a domináns hullámforma terjedhet, a körkeresztmetszetű hullámvezetőn igen sok egyéb hullámforma is terjedhet ugyanabban az időben, melyek az eredeti TE_{01} hullámforma terjedését részben csillapítják, részben torzítják.



2. ábra. Körkeresztmetszetű hullámvezető csillapításmenete

Az eredeti TE_{01} hullámforma két ok miatt alakulhat át más hullámformává.

A gyártási pontatlanságok (átmérő eltérés, ovalitás, csatlakozóknál illesztési hibák, felületi egyenetlenség stb.) a TE_{01} hullámforma más hullámformává történő átalakulását okozzák. Ezek egyrésze a további terjedés során hővé alakul, csak csillapítva az eredeti TE_{01} hullámformát, más része azonban az újabb diszkontinuitásokon újra átalakul. Az újabb átalakuláskor többek között TE_{01} módosú hullámok is keletkeznek, amelyeknek azonban fázisa általában különbözik az eredeti TE_{01} hullámtól, mivel a két diszkontinuitás között más módokban terjedő hullám terjedési sebessége eltér az eredeti hullámétól. A különböző fázisú TE_{01} hullámok interferenciája révén jeltorzulások állnak elő. Ezenkívül az elméletben számított csillapításértékekhez képest nagyobb csillapítást eredményeznek a hullámvezető fektetésekor elkerülhetetlen hajlatok és könyökök is. A hajlatok szintén az elektromágneses tér megváltozását okozzák, ezzel együtt újabb hullámformákat gerjesztenek. Körkeresztmetszetű hullámvezetőben a TE_{01} és a TM_{11} hullámforma fázisállandója megegyezik, valamint csatolás van a két hullámforma között, így az irányváltozás szögétől függően a TE_{01} hullámforma energiájának egy része TM_{11} hullámformában terjed tovább. Az átalakulás teljessé válik, azaz csak tisztán TM_{11} hullámmódus áll elő akkor, ha a hullámvezető tengelyének szögelfordulása eléri a $\Theta = 77{,}5 \frac{\lambda}{R}$ szöget, ahol λ=a hullámvezetőn terjedő hullám hossza, R=a hullámvezető belső sugara.

A hullámvezető tengelyének szögelfordulását tovább növelve a teljes átalakulást eredményező Θ szög kétszeresénél tisztán csak a TE_{01} hullámforma lesz jelen.

Az elmondottakból világosan látható, hogy az átviteli tulajdonságok javítása érdekében elsősorban a parazita hullámformák csillapítását kell megnövelni az eredeti TE_{01} hullámforma csillapításának növelése nélkül. Erre a célra szolgálnak a különböző módusszűrők és többek között ilyen jellegű módus-szűrő minden olyan szigetelő gyűrű, amely a terjedés irányába eső faláramokat meggátolja.

A diszkrét helyeken levő szigetelő gyűrűk helyett a gyakorlatban a kedvezőbb tulajdonságokkal rendelkező és egyszerűbben megvalósítható folytonos elrendezést alkalmazzák, azaz a tulajdonképpeni hullámvezetőt vékony szigetelt rézhuzalból spirálisan egymás mellé tekercselt menetekkel állítják elő. Az ily módon előállított spirális szerkezetű körkeresztmetszetű hullámvezető a TE_{11} hullámformát 3 dB-lel, a TE_{12} hullámformát 6 dB-lel, a TM_{11} hullámformát 30 dB-lel csillapítja méterenként, így gyakorlatilag csak a TE_{01} hullámforma terjedését teszi lehetővé.

A hajlatok által okozott csillapítás vizsgálatakor kiderült, hogy meghatározott szögeltéréshez tartozó

teljes csillapítás két részből tevődik össze, az egyik rész egyenesen, a másik rész fordítottan arányos a hajlat görbületi sugarával, így létezik egy optimális görbületi sugár, mely csak a hullámvezető belső átmérőjétől és a frekvenciától függ.

Az 50 mm belső átmérőjű hullámvezető 100 GHz-et nem meghaladó átviteli frekvenciák esetén nem hajlítható meg 300 méteres sugarú körnél jobban a csillapítás rohamos növekedése nélkül. A hullámvezető belső átmérőjének csökkentése rohamosan csökkenti az optimális görbületi sugarat, így tehát ha kisebb görbületi sugár szükséges, kisebb (17 vagy 25 mm) belső átmérőjű hullámvezetőt kell alkalmazni. Ha a hullámvezetőt nagyobb szögben, pl. derékszögben kell meghajlítani, akkor a két összekötendő hullámvezető közé tükröt, dielektromos prizmát vagy elemi cellákból kívánt méretűre összeállítható diafragmát kell elhelyezni, amely viszonylag kis beiktatási csillapítással (~0,5 dB) nagymértékű irányváltoztatást is lehetővé tesz.

1.2. Modulációs rendszer és átviteli sáv

Rendszertechnikai tervezéseknél mindig alapvetően fontos a modulációs rendszer megválasztása. A milliméteres sávban hullámvezetőn történő átvitel céljára az FM és a PCM rendszer jöhet számításba.

A két rendszer legjobban a szükséges frekvenciasáv, az alapsáv jel—zaj viszonya és az ismétlő erősítők szükséges kimenő-teljesítménye alapján hasonlítható össze. Az összehasonlítás a PCM rendszer alkalmazása mellett szól, mivel ugyanolyan jel—zaj viszony eléréséhez az FM-rendszer használata esetén közel ugyanolyan széles frekvenciasáv szükséges, mint PCM-rendszer esetén. Ezen túlmenően az átviteli karakterisztikáknak ezen a széles sávon belül végig laposaknak kell lenni. A milliméteres tartományban az igen széles frekvenciasávban kiszajú erősítők nehezen realizálhatók és hasonlóan igen nagy nehézséget jelent nagy frekvencialöketet előállító modulátor megvalósítása is.

A PCM-rendszer igen alkalmas digitális információk átvételére, ami nagy sebességű adatátvitel esetén feltétlenül előnyös. Átkapcsolásra és leágaztatásra a rendszer szintén nagy rugalmassággal alkalmazható és a jelfrissítés által adott előnyös tulajdonságok miatt jóval érzéketlenebb a torzítások és az interferencia jelenségekkel szemben.

Végeredményben, különösen nagyobb távolságokra, a PCM-rendszer feltétlenül előnyösebb.

Az átvihető TV, illetve távbeszélő csatornák számának becslése a következő gondolatmenet alapján végezhető: 625 soros 6 MHz átviteli sávszélességű televíziós jelnél a mintavételi tétel értelmében 12 MHz-es mintavételi frekvenciát alkalmazva és 6 elemes kódot feltételezve (1 kódelemet szinkronizációra használva) 72 MHz-es ismétlődési frekvenciával kell átvinni az impulzusokat. Hasonlóképpen a frekvencia-multiplex távbeszélő technikában 4 MHz sávszélesség igényű 960 távbeszélő csatorna átviteléhez 8 MHz-es mintavételi frekvenciát és 9 elemes kódot használva, szintén 72 MHz ismétlődési frekvenciával viendők át az impulzusok. A jó impulzus-átvitel és az ismétlő erősítők realizálhatósága érdekében a számított 72 MHz helyett 150 MHz-es ismétlődési frekvenciát alkalmazva, a vivőfrekvenciák között 300 MHz-es sávközöket hagyva a 30—100 GHz-es sávban 100-nál több TV csatornát és közel 100 000 távbeszélő csatornát lehet elhelyezni.

Ilyen nagytömegű információ-átvitelre egyelőre nincs igény és nyilvánvalóan egyszerűbb berendezéseket eredményez, ha nem a teljes rendelkezésre álló sávot használjuk fel. Kétségtelen azonban, hogy az átvihető információ-mennyiség sokszorosa a klasszikus alapáramkörökön átvihetőnek.

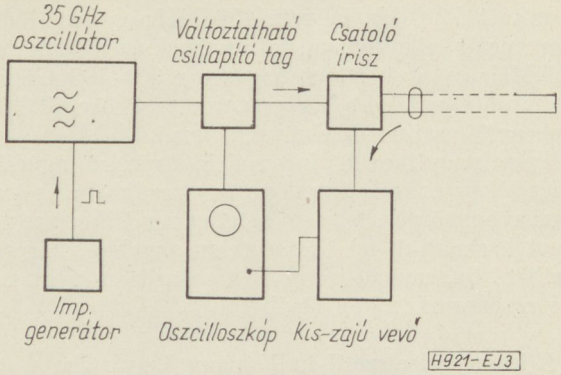
2. Körkeresztmetszetű hullámvezető gyártása és fektetése

Az előző fejezetben említettek értelmében a parazita módusok terjedését folyamatosan kialakított szűrő segítségével csillapítják, illetve gátolják meg. Ennek érdekében a hullámvezetőt nem homogén fémcsőből, hanem zománcszigetelésű vörösréz huzalból tekercseléssel állítják elő. Kellően előkészített 3 m hosszú, 50 mm átmérőjű, igen kemény felületű, edzett acélrúdra tekercselik fel szorosan egymás mellé a 0,1 mm átmérőjű zománcszigetelésű huzalt, amelyet selyemszalaggal, és üvegszálból készült különböző vastagságú és szélességű szalagokkal bandázsolnak át. Erre 0,16 mm vastag, 20 mm széles bronzszalagot tekercselnek visszaverő rétegként, majd az így elkészített magot egy 60 mm-es belső átmérőjű acélcsőbe helyezve epoxigyantát nyomnak az acélcső belsejébe, amely a nagy nyomás hatására kitölti az üregeket is és biztosítja a selyem és üvegszál-szalagok, valamint a feltekercselt zománcszigetelésű huzal tökéletes impregnálását. A gyanta megkeményedése után az acél vezető-magot eltávolítva, nagy szilárdságú tömör szerkezet áll elő. Ezeket mérés és ellenőrzés után csőkarimák segítségével lehet egymáshoz illeszteni.

A méretek pontos betartása elengedhetetlenül szükséges a csillapítás alacsony értéken való tartása miatt, ezért pl. a hullámvezető közepes belső átmérőjének eltérése a névleges értéktől kisebb kell, hogy legyen mint $\pm 20\ \mu$.

Az első kísérleti összeköttetések megvalósítása során a két iránynak megfelelő két párhuzamos hullámvezetőt vagy betonfalú csatornában falba süllyesztett tartókkal vagy szabad téren elhelyezett föld feletti tartókkal, rögzítették. A fektetés pontosságára is nagy gondot kell fordítani, ezért a befogó tartók állíthatók, és a fektetés utáni mérés során a hullámvezető helyzete korrigálható. A körkeresztmetszetű hullámvezető és a hajlatokat képező kisebb átmérőjű szakaszok közötti átmenet kúpos illesztő tagokkal valósítható meg. Hasonlóképpen illesztő tagok szolgálnak a végberendezések négyszögletes kimenő csőtápvonalának a hullámvezetőhöz történő illesztésére is.

A fektetés után csillapításkarakterisztika felvételével ellenőrzik a fektetés pontosságát, illetve a fektetés vagy a szállítás során esetleg bekövetkezett deformációkat. A mérés elve a 3. ábrán látható. A 35 GHz-en működő oszcillátort egy 5—8 ns-os szélességű néhány 10 V csúcsfeszültségű impulzusokat előállító impulzusgenerátor jelével közvetlenül modulálják. A hullámvezetőt az így előállított impulzusokkal egy



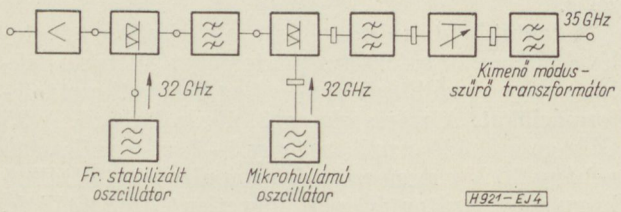
3. ábra. Csillapításmérés reflektált impulzusokkal

csatoló írisz segítségével gerjesztik. Az írisz a hullámvezető másik, rövidzárral lezárt végéről visszaverődő jeleket szinte teljesen visszaveri, de egy kis részt a visszavert impulzusokból a kis zajú vevőerősítő felé irányít. A vevőerősítő az impulzusokat olyan szintre erősíti fel, amely lehetővé teszi az oszcilloszkóp függőleges eltérítésének vezérlését. Az oszcilloszkóp ernyőjén így minden egyes adott impulzus számos csökkenő amplitudójú impulzust eredményez, ezek az időben egymástól a mérendő hullámvezető kétszeres hosszának befutásához szükséges időnek megfelelően el vannak tolva. Az adott impulzusoknak ezért viszonylag alacsony ismétlődési frekvenciával kell rendelkezniök, hogy két adott impulzus közötti időben elegendő számú visszavert impulzus legyen az oszcilloszkópon megfigyelhető. Az oszcilloszkópon megjelent impulzus-sorozat szintjei az adót követő változtatható csillapítótag változtatásával összehasonlíthatók az eredeti impulzussal, így a hullámvezető csillapítása meghatározható, és az esetleg szükségessé való fektetési korrekció elvégezhető.

3. Vonali és végberendezések

3.1. Végberendezések

A végberendezéseknek feladata a moduláló vagy mérő berendezéseknek a hullámvezetővel való összekötése. Az adóoldali végberendezés a kódolóból érkező jeleket megfelelő szintre erősítve a hullámvezetőn történő átvitelhez szükséges frekvenciasávba teszi át, míg a vevőoldali végberendezés a hullámvezetőről érkező jeleket demodulálás után erősíti és szűri, majd a dekódolóra juttatja. Az adóoldali végberendezés blokksémája a 4. ábrán látható. Az adó 50 Ω-os bemenetére érkező jelnek 1 V-os maximális szinten kell megjelennie. Az adó alapsávi erősítője a jeleket olyan szintre erősítif el, amely elegendő a középfrekvenciás sávba áttevő kristálymodulátor meghajtásához. A KF modulátor olyan reflexiós modulátor, mely egy három kimenetű cirkulátorból és egy impedancia illesztett kristályból áll. A kristály az alapsávhoz úgy van illesztve, hogy ha az alapsávban impulzus-szünet van, akkor elnyelje a cirkulátoron keresztül a középfrekvenciát előállító klisztron oszcillátorból érkező 3 GHz-es jeleket, míg impulzusidő alatt a kristály impedanciája az impulzus hatására megváltozik, az oszcillátor jelét visszaveri, így ez a jel a cirkulátor következő kimenetén keresztül mint KF modulált jel kerül egy sávszűrőre. A sávszűrőt rádiófrekvenciás modulátor követi, amely két kristályt tartalmaz és szimmetrikus elrendezésű és a KF impulzusokat a mikrohullámú sávba teszi át. A megfelelő oldalsávot kiválasztó sávszűrő után a jelek a kimenő módusszűrő-transzformátoron keresztül jutnak a hullámvezetőre.



4. ábra. Adóoldali végberendezés

A vételi oldalon elhelyezkedő vevő végberendezés felépítése a 5. ábrán látható. A hullámvezetőt a vevőhöz illesztő módusszűrő-transzformátort az egyszerű iránycsatolót tartalmazó demodulátor követi, amely a 32 GHz-es helyi oszcillátor jelének segítségével a KF sávba teszi át az érkező mikrohullámú impulzusokat. Kiszajú előerősítőn felerősítve a KF jeleket 3 haladóhullámú csövet tartalmazó erősítőn erősítve, szűrés után a jelek egy alapsávi detektorra kerülnek, melynek kimenetén a jelek már alapsávi fekvésben egy katódkövető fokozatról alacsony kimenő impedancián vehetők le 1 V körüli szinten.

3.2. Ismétlő erősítő

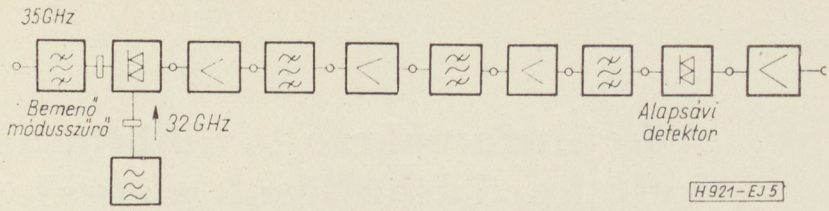
A vonali ismétlő erősítő feladata lényegében ugyanaz, mint a klasszikus mikrohullámú összeköttetések reléállomásainak. A hullámvezetőn érkező mikrohullámú jeleket demodulálással középfrekvenciás sávba teszik át és ebben a sávban erősítik.

A választott PCM moduláció miatt a hullámvezetőn való terjedés során nemcsak csillapítást, hanem torzítást is szenvedett jeleket minden ismétlőállomáson regenerálják, majd a már regenerált jeleket még mindig középfrekvencián újra erősítve, moduláció segítségével vonali fekvésbe teszik át.

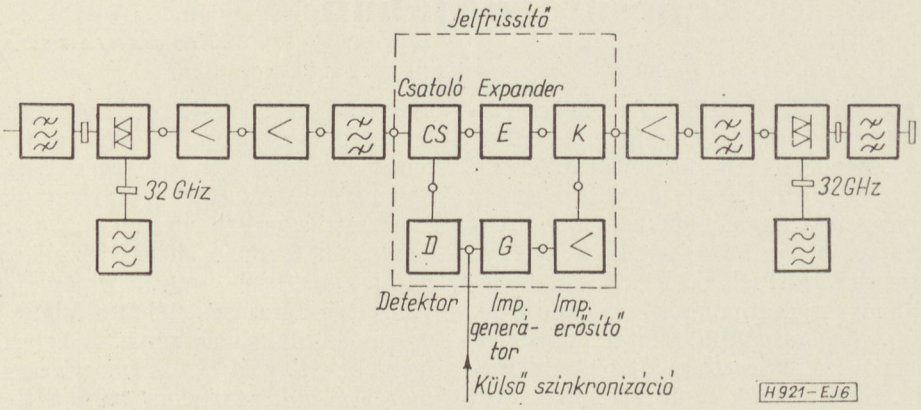
Az ismétlő erősítő erősítése 50 dB körüli, mely a sáv alsó részén, 35 GHz-en levő 3 dB/km csillapítással számolva 15 km-es erősítő szakaszokat tesz lehetővé. Az ismétlő erősítő erősítéséből kell fedezni a be- és kimenő szűrő-váltó okozta csillapításokat és a kábelezési csillapításokat is. Az ismétlő erősítő alapzaja megfelelően alacsony kell, hogy legyen az átvitt jelek 10^{-7}—10^{-8} nagyságrendű hibaarányának betartása érdekében.

Az ismétlő erősítő szinkronizációjához szükséges jelet vagy magából az érkező jelből állítják elő, vagy külső szinkronizációt alkalmaznak.

Az ismétlő erősítő felépítését a 6. ábra mutatja. A hullámvezetőn érkező jelek a bemenő módusszűrőn keresztül a demodulátorra kerülnek, amely helyi oszcillátorának 32 GHz-es jelével középfrekvenciás sávba teszi át azokat. A KF jelek kis zajú erősítőn erősítve és szűrve kb. 100 mW-os szinten a jelfrissítő egységbe jutnak, amely csatolóból, expanderből, koincidencia-választó fokozatból, detektorból, impulzus-generátorból és szinkronizáló impulzus-erősítőből áll.



5. ábra. Vevőoldali végberendezés



6. ábra. Vonali ismétlőerősítő

A jelfrissítő koincidencia áramköre, miután összehasonlítja az expander által már mósodított jeleket, vagy a detektor által vagy külső szinkronizáció által szolgáltatott jelekkel az impulzusok alakját és helyét állítja helyre. A jelfrissítőből kikerülő, már helyes impulzusok erősítés és szűrés után kerülnek a mikrohullámú modulátorra, amely 32 GHz-es oszcillátorának jelével az impulzusokat vonali fekvésbe helyezi.

4. Összefoglalás

A hullámvezetőn, a TE_{01} hullámforma alkalmazásával a milliméteres frekvenciasávban történő átvitel előnyös lehet nemcsak a nagytávolságú gerincösszeköttetések, hanem a nagyvárosi automata telefonközpontok közötti hatalmas forgalmat lebonyolító trönk-összeköttetések esetén is. Körkeresztmetszetű hullámvezető átviteli rendszer sikeres kifejlesztése lehetővé teszi a jelek átvitelét 35—100 GHz-ig terjedő igen széles sávban a légköri viszonyoktól függetlenül csak pár dB kilométerenkénti csillapítással.

Ez a frekvenciasáv elegendően széles közel 100 szélessávú alapáramkör átvitelére, melyek mindegyike video, multiplex távbeszélő, vagy adatátviteli jeleket vihet át.

Hasonló lehetőség nyílik a hullámvezető-technika alkalmazásával TV stúdiók és mikrohullámú adótornyok közötti számos TV csatornát tartalmazó útvonalak kiépítésére.

A későbbi jövőben a hullámvezető gyártástechnológiai fejlődésével és a nagyfrekvenciás félvezető áramkörök tökéletesedésével a hullámvezetőn történő átvitel elfoglalhatja majd helyét — a mikrohullámú és a koaxiális kábeles összeköttetések mellett — a nagytávolságú, nagyforgalmú összeköttetések sorában.

IRODALOM

1. *P. Boutelant, G. Comte, E. Julier:* Les transmissions a grande distance par guides d'ondes circulaires. Câbles et Transmissions N° 1 1967.
2. *S. E. Miller:* Wave Guide as a Communication Medium. Bell System Technical Journal. vol. 33. N° 6. 1954.
3. *H. G. Unger:* Helix Wave Guide Theory and Application. Bell System Technical Journal vol. 37. N° 6. 1958.
4. *G. Comte, F. de Carfort, A. Ponthus, J. M. Paris:* Utilisation de guides d'ondes circulaires. Câbles et Transmission N° 4. 1957.
5. Long Distance Transmission by Circular Waveguide. The Post Office Electrical Engineers' Journal Vol. 61. Apr. 1968.
6. *B. Oguchi:* Research on Millimeter Wave Communication. Review of the Electrical Communication Laboratory Vol. 16. N° 3—4. 1968.
7. *S. Shimada:* TE_{02} Mode Filter for TE_{01} Mode Circular Waveguide at Millimeter Wavelenghts. Review of the Electrical Communication Laboratory. Vol 16. N- 1—2. 1968.

KITÜNTETÉSEK

Dr. Váradi Imre, a Távközlési Kutató Intézet igazgatója a **„Munka Érdemrend"** arany fokozatát, *Demeter Béla*, a Videoton Rádió- és Televíziógyár műszaki igazgatója a **„Munka Érdemrend"** ezüst fokozatát kapta.

Gratulálunk!

BOGNÁR LÁSZLÓ
Budapesti Műszaki Egyetem
Vezetéknélküli Híradástechnika Tanszék

A képinformáció továbbításakor keletkező áthallások vizsgálata színes televízió vevőkészülék képcsatornájában

ETO 621.391.827:621.391.837.3:621.397.132

A fekete-fehér televízió vevőkészülékben a képcsatornából a hangcsatornába, és viszont átjutnak, áthallatszanak a jelek. A színes televízió vevőkészülékben is találkozunk e kétféle áthallással, melyek az ismert módszerekkel mérhetők. Az alábbiakban nem ezekkel, hanem a képcsatornán belül, a világosságjel és a színjelek csatornái között fellépő áthallásokkal foglalkozunk. A szóban forgó áthallások meghamisítják a visszaadott kép világosságát, ill. színtorzulást eredményeznek, és kedvezőtlen esetben a képet élvezhetetlenné tehetik. Keletkezésük okainak felderítése és az áthallások mértékének megállapítása tehát nagy fontosságú, éspedig elsősorban a vevőkészülékgyártók szempontjából.

Az alábbiak a jelenleg használatos három színes televízió átviteli rendszerre érvényesek.

A szóban forgó áthallások egy része rendszerfüggő, vagyis a színes televízió átviteli rendszer gyakorlati megoldásának következménye, másik részük áramkörfüggő, azért jelentkezik, mert az áramkörök nem ideálisan működnek. Utóbbiakat elméletileg csak érintjük, a mérés során azonban figyelembe vesszük.

A gamma korrigált világosságjelet és az alapszínjeleket U_Y-nal, ill. U_R-, U_G- és U_B-vel jelöljük (U'_Y, ill. U'_R, U'_G, U'_B helyett) és a belőlük származtatott jelek szimbólumát sem látjuk el felső vessző indexszel.

1. Az áthallások keletkezésének főbb okai és következményei

1.1. A színinformáció áthallása a világosságjel csatornájába

A használatos színes televízió rendszerekben az adóoldali kódoló egység összegezi a világosságjelet és a színjeleket (modulált színsegédvivő(ke)t), tehát e kétféle jel spektruma egybeszövődik. A vevőkészülék világosságjel csatornájában e spektrumokat nem választják szét, hanem vagy a színsegédvivők frekvenciáján és azok környezetében hatásos szívókörrel, vagy a színsegédvivőkénél valamivel kisebb frekvencián már vágó sávszűrővel a világosságjel átviteli sávjából eltávolítják a modulált színsegédvivők legnagyobb energiával rendelkező spektrumösszetevőit tartalmazó sávrészt, mégpedig a világosságjel itt levő spektrumösszetevőivel együtt. A szétválasztást ugyanis csak bonyolult áramkörökkel lehetne megoldani. A színsegédvivő jel megmaradó spektrumösszetevői áthallott jelként módosítják a kép átlagos felületi fényességét. A képvisszaadó cső jelleggörbéjének a gamma hatványtörvényt követő görbültsége ugyanis az áthallott jel egyenirányítását eredményezi, és emiatt egyrészt egyenáramú összetevő is jelentkezik, másrészt nem ellensúlyozzák egymást az áthallott jel pozitív és negatív félperiódusai által keltett világosságváltozások, tehát a felületi fényesség átlagos módosulása nem zérus. A helyzetet súlyosbítja, hogy az átlagolást a szem végzi, ezért az a szem mozgásai, a képtartalom gyors változásai, stb. miatt tökéletlen.

Előbbi állításunk könnyen igazolható. Vezérelje ugyanis a képvisszaadó csövet — egyszerűség kedvéért — a világosságjel és a modulált színsegédvivő jel összege:

$$U_{YS} = U_Y + U_{sv} \cos(\omega_{sv} t + \varphi), \qquad (1)$$

ahol U_Y a világosságjel, és a második tag az U_{sv} amplitúdójú, f_{sv} frekvenciás és φ fázisú áthallott színsegédvivő jelet képviseli. A visszaadott felületi fényesség pillanatnyi értéke tehát:

$$\begin{aligned} B_S &= k_S [U_Y + U_{sv} \cos(\omega_{sv} t + \varphi)]^\gamma = \\ &= k_S \{U_Y^\gamma + U_{sv} \gamma U_Y^{\gamma-1} \cos(\omega_{sv} t + \varphi) + \\ &+ U_{sv}^2 \frac{\gamma(\gamma-1)}{4} U_Y^{\gamma-2} [1 + \cos 2(\omega_{sv} t + \varphi)] + \ldots \}, \end{aligned} \qquad (2)$$

ahol k_S arányossági tényező és $\gamma \approx 2{,}2$.

A jobb oldali első tag az átvitt világosságjel. (Az alkalmazott gamma-korrekció módszere miatt kisebb a felvett tárgynak megfelelő világosságjelnél!) A második tag egy pontrajzolatot ír le, mely amplitúdómodulált színsegédvivők esetén a spektrumbeszövés eltolását, az offsetet helyesen megválasztva, frekvenciamoduláció esetén pedig a színsegédvivők fázisát alkalmasan váltogatva és helyreállítva alig láthatóvá tehető. A harmadik tag második, cos 2 ($\omega_{sv} t + \varphi$)-vel arányos tényezője a gyakorlati színsegédvivő frekvenciák mellett igen finom szerkezetű pontrajzolatot eredményez, melynek átlagos világossága közel zérus, tehát elhanyagolható. Az utolsó tag első tényezője, $U_{sv}^2 \frac{\gamma(\gamma-1)}{4} U_Y^{\gamma-2}$ képviseli a színsegédvivő jel fő világosságnövelő hatását.

Ha tehát a legkedvezőbb esetet vesszük figyelembe, továbbá $\gamma = 2$ közelítéssel számolunk:

$$B_S \approx k_S U_Y^\gamma \left(1 + 0{,}66 \frac{U_{sv}^2}{U_Y^2}\right) \approx k_S (U_Y^\gamma + 0{,}66 U_{sv}^2). \qquad (3)$$

Beérkezett 1968. XII. 6-án.

A képvisszaadó cső ernyőjén tehát nő a felületi fényesség az átvitt világosságjelnek megfelelő értékhez viszonyítva. Mivel a szem különösen a viszonylagos világossághibára (U_{sv}/U_Y) érzékeny, a színsegédvivő láthatósága nagyobb a kis felületi fényességű színes felületekben (kék és vörös).

A színinformáció szóban forgó áthallása úgy fejti ki hatását, hogy megváltoztatja az alapszínjelek értékét. A színes vevőkészülék ugyanis a színkülönbségi jeleket és a világosságjelet összegezve állítja elő az alapszínjeleket, márpedig az előbbiekben az átvitt U_Y világosságjel szerepel, míg az utóbbi az áthallás miatt U_{YS}, és $U_{YS} \neq U_Y$, tehát pl. $(U_R - U_Y) + U_{YS} \neq U_R$.

Ha a színsegédvivők moduláltak, és azokat oldalsávjaik egy részével együtt elnyomják a világosságjel csatornájában, fényességnövelő zavaró hatásuk már nem a nagy felületekben, hanem csak az átmeneteknél és különösen telített színek esetén jelentkezik. A színkülönbségi jelek sávszélességének csökkentése azonban éppen az átmeneteknél a ténylegesnél kisebb fényességet eredményez, ezért az áthallás hatását csökkenti.

A színinformáció áthallása természetesen a fekete-fehér vevőkészülékekkel visszaadott kép világosságát is módosítja, és itt ez még kifejezettebb, mint a színes vevőkészülék esetén, ha a képcsatorna nincs ellátva az említett szűrők valamelyikével.

1.2. A világosságjel áthallása a színcsatornákba

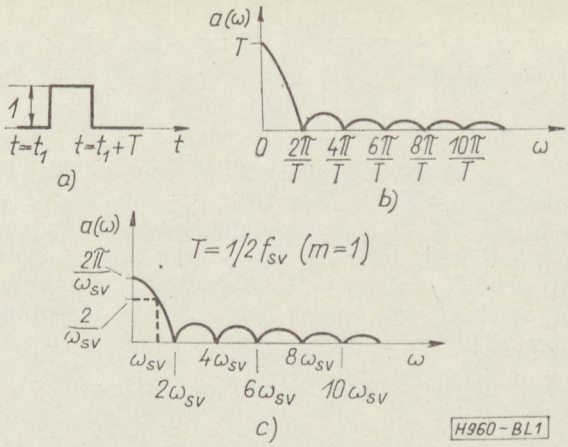
A világosságjel és az összetett színjel spektrumát a vevőkészülék színcsatornáiban tökéletlenül választják szét, hiszen csak a modulált színsegédvivők átviteli sávján kívül eső spektrumösszetevőket nyomják el az összetett színjel kiválasztására hivatott sávszűrővel. A színcsatornákon tehát nemcsak az összetett színjel, hanem a világosságjel nagyfrekvenciás spektrumösszetevői is végighaladnak. Utóbbi itt az áthallott jel. A világosságjel tehát áthallatszik a színcsatornákba, és demodulált alakban az áthallott jel is eljut a képvisszaadó csőhöz.

Ha a színsegédvivők frekvenciája elegendően nagy és szoros kapcsolatban van a sorfrekvenciával (ami gyakorlatilag igaz), az áthallott jel láthatósága általában kicsiny. A szem tökéletlen integrálóképessége és a képvisszaadó cső nemlineáris jelleggörbéje ekkor is kedvezőtlenül befolyásolja a láthatóságot.

Az áthallás hatása főleg az átmeneteknél nyilvánul meg, de még ott is az egyéb átmeneti jelenségek vannak túlsúlyban. A képtartalom változásai miatt az áthallás hatása kisfrekvenciás természetű, ezért a képen durva nyüzsgő pontrajzolat alakjában jelentkezik, mely a világosságrészletekben foglal helyet. Egyetlen átmenetnél ritkán kellemetlen a hatása.

A színjelek átviteli sávját növelve, az áthallás aránytalanul nagyobb mérvű lesz, hiszen ekkor a világosságjel egyre nagyobb energiájú spektrumösszetevői jutnak be a színcsatornákba.

Az áthallás hatása függ a színsegédvivők modulációjától és a színcsatornákban elhelyezkedő áramköröktől (pl. szűrők). Ezért csak néhány általános megállapításra szorítkozunk.



1. ábra

Áthallás különösen akkor fordul elő, amikor a világosságjel alakja bizonyos jellemző időtartamú impulzus. Pl. ha pillér, kötél, ék, háló stb. alakú a tárgy, ami elég gyakori. Az ilyen jelek ugyanis a modulált színsegédvivők átviteli sávjában nagy spektrumösszetevőkkel szerepelnek.

Matematikailag is igazolható, hogy a legzavaróbb áthallást az impulzus alakú jel okozza. A számítást mellőzve, csak annak gondolatmenetét vázoljuk. Egységnyire normált T szélességű impulzus (1a. ábra) időfüggvényéből indulunk ki, és felírjuk a Fourier-transzformáltat, ill. az amplitúdósűrűséget:

$$a(\omega) = T \frac{\sin(\omega \frac{T}{2})}{\omega \frac{T}{2}} \qquad (4)$$

(1b. ábra). Az áthallás akkor a legnagyobb, ha $T = m/2f_{sv}$, $m = 1, 3, 5, \ldots$ és legkisebb, ha $T = m/2f_{sv}$, $m = 2, 4, 6, \ldots$. Létezik tehát legkedvezőtlenebb és legkedvezőbb T-érték, ill. tárgyméret. Ha pl. $m = 2$ és $f_{sv} = 4{,}4$ MHz, akkor $T = 1/4{,}4\,\mu s$. Ha a képernyő szélessége 504 mm, akkor — mivel egy sorban $4{,}4 \cdot 64 = 281{,}6$ jelhullám fut le — $504/281{,}6 \approx 1{,}8$ mm, pl. ékszélesség esetén az áthallás láthatósága megszűnik. Ettől eltérő méretek mellett az áthallás hatása látható.

Igazolható, hogy $T = 1/2f_{sv}$ esetén okoz a jel legnagyobb áthallást, mert az f_{sv} frekvencia körüli keskeny frekvenciasávban ekkor a legnagyobb az átlagos amplitúdósűrűség (1c. ábra).

Ezután meg kell vizsgálni, hogy az adott modulációs mód mellett az áramkörökön (szűrőkön) áthaladó áthallott jel a színkülönbségi jeleket mennyire módosítja. Célszerű a szűrőket ideálisnak tekinteni. E vizsgálattal igazolható, hogy az áthallott jel amplitúdóját a színjelek átviteli sávjának szélessége erőteljesen befolyásolja, és az a szűrők amplitúdó- és fázisszög-jelleggörbéjétől is függ.

A szóban forgó áthallás közvetlenül ugyan a színek torzulását okozza, zavaró hatása mégis főleg a visszaadott felületi fényességben nyilvánul meg. Az utóbbi ugyanis:

$$B_Y = k_Y \sum_{S=R,G,B} a_S [U_Y + (U_S - U_Y) + U_{SY}]^\gamma =$$

$$= k_Y \sum_{S=R,G,B} a_S \{U_Y^\gamma + \gamma U_Y^{\gamma-1}[(U_S - U_Y) + U_{SY}] +$$

$$+\frac{\gamma(\gamma-1)}{2}U_Y^{\gamma-2}[(U_S-U_Y)^2+$$

$$+2(U_S-U_Y)U_{SY}+U_{SY}^2]+\ldots\Big\}, \qquad (5)$$

ahol k_Y arányossági tényező; $a_S=a_R=0{,}30$, $a_G=0{,}59$, $a_B=0{,}11$; $U_S=U_R$, U_G, U_B és $U_{SY}=U_{RY}$, U_{GY}, U_{BY} a színkülönbségi jeleket módosító áthallott jelek. Ha nincs áthallás, a felületi fényesség B, mely $U_{SY}=0$ helyettesítése után természetesen az (5) összefüggés jobb oldalával azonos. Az áthallás okozta fényességváltozás tehát:

$$B_Y-B=k_Y\{\gamma U_Y^{\gamma-1}\sum_{S=R,G,B}a_S U_{SY}+$$

$$+\frac{\gamma(\gamma-1)}{2}U_Y^{\gamma-2}\sum_{S=R,G,B}a_S[2(U_S-U_Y)U_{SY}+$$

$$+U_{SY}^2]+\ldots\}. \qquad (6)$$

A jobb oldali első tag zérus, mert

$$\sum_{S=R,G,B}a_S U_S-U_Y=0{,}30(U_R-U_Y)+0{,}59(U_G-U_Y)+$$

$$+0{,}11(U_B-U_Y)=0, \qquad (7)$$

és a színkülönbségi és áthallott jelek azonos jellegűek. A második tagban az első kifejezés a színkülönbségi jelekkel, tehát a színtelítettséggel arányos. Ezt elhanyagolhatjuk, mert az átvitt képek színeinek telítettsége általában viszonylag kicsiny (emellett a színkülönbségi jelek között negatív értékű is lehet, tehát ki is olthatják egymást). Mindezeket figyelembe véve, továbbá $\gamma=2$ közelítő értékkel számolva:

$$B_Y-B\approx k_Y\frac{\gamma(\gamma-1)}{2}U_Y^{\gamma-2}\sum_{S=R,G,B}a_S U_{SY}^2\approx$$

$$\approx k_Y[0{,}30U_{RY}^2+0{,}59U_{GY}^2+0{,}11U_{BY}^2]. \qquad (8)$$

Állításunkat ezzel igazoltuk.

A (8) összefüggést nézve az is megállapítható, hogy az egyes színkülönbségi jelek csatornájában jelentkező áthallás látható hatása különböző.

1.3. *A színcsatornák közötti áthallás*

A színcsatornák közötti kölcsönös áthallás bekövetkezése elsősorban az átviteli rendszertől függ. Ha a színkülönbségi jeleket nem egyidejűleg visszük át (SECAM rendszer) ilyen áthallás elméletileg nem lép fel. Az említett jelek egyidejű átvitele esetén (NTSC és PAL rendszer) a szóban forgó áthallás függ attól, hogy az amplitúdó- és fázisszög-jelleggörbe mennyire tér el az ideálistól.

Ha a színkülönbségi jeleket egyidejűleg továbbító rendszerben e jel átvitele csonkaoldalsávos, a kvadratúramoduláció miatt a másik színkülönbségi jel csatornájában áthallás jelentkezik. A 2. ábrát nézve ez könnyen belátható. Az ábra a demoduláció folyamatát szemlélteti (NTSC rendszer; az U_I jel átvitele csonkaoldalsávos) abban az esetben, amikor az U_I jelnek csak a csonka-oldalsáv határát meghaladó frekvenciás összetevői vannak. Amíg ugyanis e jel oldalsávjai szimmetrikusak, az U_Q demodulálási tengelybe eső összetevők ellentétes fázisúak, az U_Q tengelyre merőleges összetevőket pedig a szinkrondemodulátor elnyomja, tehát nincs áthallott összetevő a Q demodulátor kimeneti jelében. [Hasonlóan, az U_Q jel nem járul hozzá az I demodulátor kimeneti jeléhez (ld. a 2. ábrát).]

Ezt az áthallást vagy a vevőkészülék színcsatornáiban elhelyezett megfelelő szűrővel, vagy az egyik színkülönbségi jel polaritásának soronkénti váltogatásával lehet csökkenteni, illetve gyakorlatilag megszüntetni. Az utóbbi a PAL rendszer alapvető jellemzője.

Késleltető művonalas PAL vevőkészülékben ugyanis az egyik szinkrondemodulátorba csak az egyik, a másikba pedig csak a másik színjel jut be (és nem az összetett színjel), és e jelek csak amplitúdómoduláltak, mert késleltető művonalból és összegező, ill. kivonó áramkörből álló fázisdemodulátor kimenetéről érkeznek.

Az összetett színjel a $(2n+1)$-edik és a közvetlenül utána letapogatott $(2n+3)$-adik sorban:

$$U_{SO}=U\cos\omega_{sv}t-V\sin\omega_{sv}t=U_U+U_{jV}, \qquad (9)$$

$$U_{SO}^*=U\cos\omega_{sv}t+V\sin\omega_{sv}t=U_U-U_{jV}, \qquad (10)$$

ahol U és V a súlyozott színkülönbségi jelek. Általános esetben az utóbbiakat leíró Fourier-sorok:

$$U=a_0+\sum_{m=1}^{\infty}a_m\cos(\omega_m t+\varphi_m)=\sum_{m=0}^{\infty}a_m\cos(\omega_m t+\varphi_m), \qquad (11)$$

$$V=b_0+\sum_{m=1}^{\infty}b_m\cos(\omega_m t+\psi_m)=\sum_{m=0}^{\infty}b_m\cos(\omega_m t+\psi_m), \qquad (12)$$

ahol $\omega_m=m\Omega$ és $\varphi_0=\Psi_0=0$. Az $\omega_m t+\varphi_m=\Phi_m$ és $\omega_m t+\psi_m=\Psi_m$ jelöléseket bevezetve:

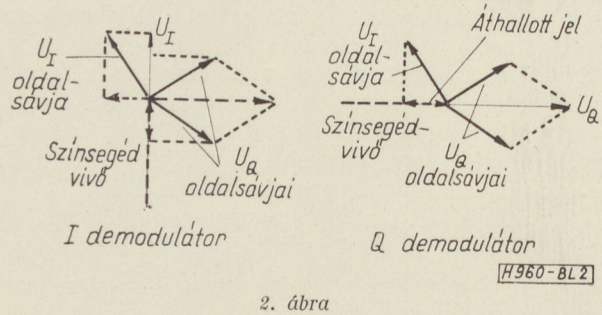
$$\left.\begin{matrix}U_{SO}\\U_{SO}^*\end{matrix}\right\}=\mathrm{Re}\,e^{j\omega_{sv}t}\left[\sum_{m=0}^{\infty}\frac{a_m}{2}(e^{j\Phi_m}+e^{-j\Phi_m})\pm\right.$$

$$\left.\pm j\sum_{m=0}^{\infty}\frac{b_m}{2}(e^{j\Psi_m}+e^{-j\Psi_m})\right]. \qquad (13)$$

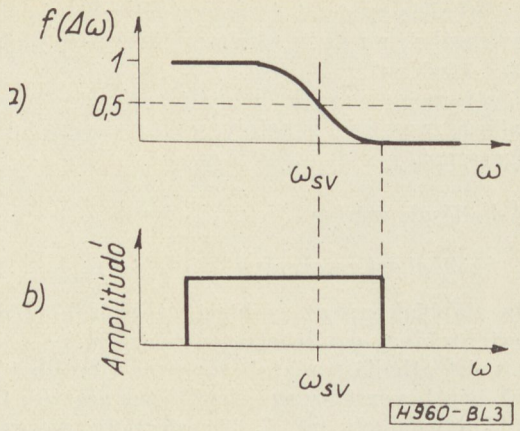
Az összetett színjel a vevőkészülékben haladjon át a következő összefüggéssel leírható átviteli görbével rendelkező szűrőn (3*a*. ábra):

$$f(\omega-\omega_{sv})=\frac{1}{2}-g(\omega-\omega_{sv})=\frac{1}{2}-g(\Delta\omega), \qquad (14)$$

ahol a szimmetria miatt $g(\Delta\omega)=-g(-\Delta\omega)$. A szűrő kimeneti jele a $(2n+1)$-edik és $(2n+3)$-adik sorban



2. ábra



3. ábra

az $f(\Delta\omega)$ függvény és az U_{SO}, illetve U^*_{SO} sor tagjai szorzatának összege:

$$\left.\begin{matrix} U_{SS} \\ U^*_{SS} \end{matrix}\right\} = \mathrm{Re}\, e^{j\omega_{sv}t} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} \frac{a_m}{2} \left[\delta \left(\frac{1}{2} - g(\omega_m) \right) e^{j\Phi_m} + \right.\right.$$

$$\left. + \left(\frac{1}{2} + g(\omega_m) \right) e^{-j\Phi_m} \right] \pm j \sum_{m=0}^{\infty} \frac{b_m}{2} \left[\delta \left(\frac{1}{2} - g(\omega_m) \right) e^{j\Psi_m} + \right.$$

$$\left.\left. + \left(\frac{1}{2} + g(\omega_m) \right) e^{-j\Psi_m} \right] \right\}, \qquad (15)$$

ahol $\delta=0$, ha a kódoló áramkörben a felső oldalsávot levágjuk, és $\delta=1$, ha az adóoldali szűrő felső határfrekvenciája nagyobb, mint a vevőoldalié (3b. ábra), vagyis az utóbbi szabja meg a felső oldalsáv eredő átvitelét.

Legyen $\delta=1$. Ekkor a késleltető művonalakat követő összegező ls kivonó áramkör kimeneti jele a $(2n+3)$-adik sorban (U_{SS} a késleltetett jel):

$$U^*_{SS} + U_{SS} = \mathrm{Re}\, e^{j\omega_{sv}t} \left[\sum_{m=0}^{\infty} a_m \left(\frac{1}{2} - g(\omega) \right) e^{j\Phi_m} + \right.$$

$$\left. + \left(\frac{1}{2} + g(\omega_m) \right) e^{-j\Phi_m} \right] = \sum_{m=0}^{\infty} a_m \cos\Phi_m \cos\omega_{sv}t +$$

$$+ 2 \sum_{m=0}^{\infty} a_m g(\omega_m) \sin\Phi_m \sin\omega_{sv}t, \qquad (16)$$

illetve

$$U^*_{SS} - U_{SS} = \mathrm{Re}\, e^{j\omega_{sv}t} \left[-j \sum_{m=0}^{\infty} b_m \left(\frac{1}{2} - g(\omega_m) \right) e^{j\Psi_m} + \right.$$

$$\left. + \left(\frac{1}{2} + g(\omega) \right) e^{-j\Psi_m} \right] = \sum_{m=0}^{\infty} b_m \cos\Psi_m \sin\omega_{sv}t -$$

$$- 2 \sum_{m=0}^{\infty} b_m g(\omega_m) \sin\Psi_m \cos\omega_{sv}t. \qquad (17)$$

A (16) és (17) összefüggések jobb oldali első tagjával arányos jelet az U, ill. V demodulátor demodulálja, míg a második tagnak megfelelő jelet elnyomja, hiszen ez a demodulálási tengelyre merőleges jelösszetevő. (Ez csak akkor igaz, ha a vevőkészülék színsegédvivő oszcillátora frekvencia- és fázishelyes jelet állít elő!) Ha ezenkívül azt is figyelembe vesszük, hogy a V demodulátorban most megfordul a jel fázisa, felírható az U és V amplitúdódemodulátor kimeneti jelének képlete:

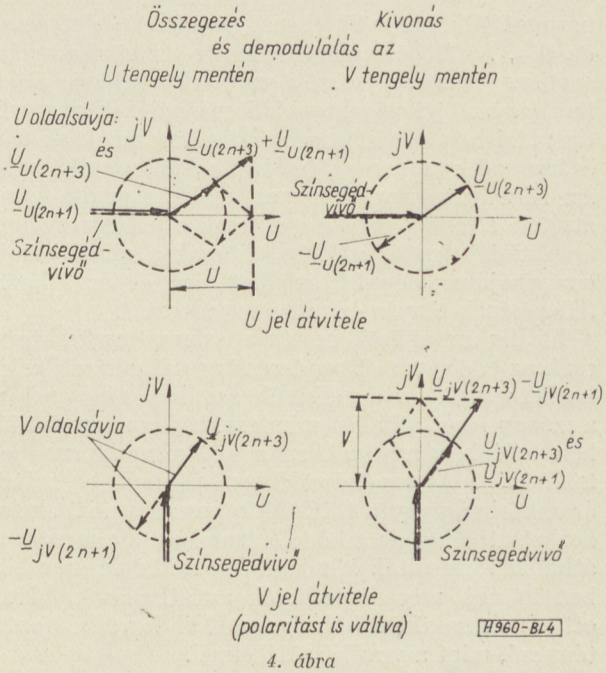
$$U = \sum_{m=0}^{\infty} a_m \cos(\omega_m t + \varphi_m), \qquad (18)$$

$$V = \sum_{m=0}^{\infty} b_m \cos(\omega_m t + \psi_m). \qquad (19)$$

Visszakaptuk az eredeti U és V jelet [(11) és (12)], tehát nincs áthallás. Ezenkívül megállapítható, hogy az egyoldalsávos (eredő) átvitel nem okoz fázis- (színárnyalat-) hibát, de a demodulátorok kimeneti jele fele a helyes $2U$, illetve $2V$ értéknek (színtelítettség), ami azonban — állandó lévén — könnyen helyesbíthető. Természetesen ugyanilyen végeredményt kapunk akkor is, ha $\delta=0$ és $g(\omega_m)=\frac{1}{2}$ (az adó- és vevőoldali szűrő az ω_{sv} frekvenciánál meredeken levágja a felső oldalsávot).

Az elmondottakat a 4. ábra szemlélteti [l. a (9) és (10) összefüggést is]. A moduláló jelek egyenáramú, az U, illetve jV tengelyben fekvő összetevőjét elhagytuk.

A PAL rendszer tehát késleltető művonalas vevőkészülék használatakor és a színjelek felső átviteli oldalsávját — az adó- és vevőoldali [$f(\Delta\omega)$ függvénynek megfelelő] szűrővel az említett módon részlegesen vagy teljesen — levágva úgy viselkedik, mintha a jelet kétoldalsávosan, de fele amplitúdóval vinnénk át. Ez az egyik színjel soronkénti polaritásváltásának, tehát a színvektor forgásirányа megváltozásának következménye, ami fizikailag az oldalsávok soronkénti átváltásának felel meg. Az elnyomott oldalsáv tehát soronként helyet cserél a másikkal, és két sor átlagában a vevőkészülék úgy működik, mintha kétoldalsávos, de csökkentett amplitúdójú lenne az átvitel.



4. ábra

Ha az említett vevőkészülékbeli szűrő átvitele is a 3b. ábra szerinti, vagyis az eredő átvitel csonkaoldalsávos, csak az elnyomott jelösszetevők átviteli sávjában csökken az amplitúdó. Ez könnyen belátható, ha a (15) összefüggésbe $\delta=1$-et és $g(\omega_m)=-g(\omega_m)=\frac{1}{2}$-et helyettesítünk.

Ha ν fázishiba is van, mindkét színcsatornából kölcsönösen áthallatszik a jel a másikba. A demodulált áthallási (kvadratikus) jel előjele sorról-sorra változik és amplitúdója a ν fázisszög szinuszával arányos. Utóbbi előnyös, hiszen kis hibaszög esetén viszonylag kicsiny az áthallás is. A hasznos, saját csatornából származó jel amplitúdója egyrészt $(1-\cos\nu)$ arányban, másrészt az egyoldalsávos vagy csonkaoldalsávos átvitelnek megfelelően a megbeszélt módon további 50%-kal csökken. Mindez az előbbi gondolatmenetet követve ki is mutatható, ha az U és V (10), ill. (11) képletében figyelembe vesszük a ν fázishibát is.

Megjegyezzük, hogy a kódoló és dekódoló áramkörben fellépő színjeleknek a vonatkoztatási fázisszöghöz mért fázisszöge közötti eltérés a fázishiba, tehát ehhez a helytelenül beállított helyi színsegédvivő oszcillátor jelének fázishibája is hozzájárul.

Az U_{SS} összetett színjelre felírt (15) összefüggés az NTSC rendszerbeli jelnek felel meg. Mindkét színjelet csonkaoldalsávosan átvíve, és a vevőkészülékben a 3a. ábra szerinti jelleggörbéjű szűrőt alkalmazva $\delta=1$, és:

$$U_{SS}=\left[\sum_{m=0}^{\infty}\frac{a_m}{2}\cos\Phi_m+\sum_{m=0}^{\infty}b_m g(\omega_m)\sin\Psi_m\right]\cos\omega_{sv}t-$$
$$-\left[\sum_{m=0}^{\infty}\frac{b_m}{2}\cos\Psi_m-\sum_{m=0}^{\infty}a_m g(\omega_m)\sin\Phi_m\right]\sin\omega_{sv}t. \tag{20}$$

A vevőkészülék színsegédvivő oszcillátorának helyes beállítása esetén az egyik szinkrondemodulátor csak a jobb oldali első két tagnak, a másik pedig csak a harmadik és negyedik tagnak megfelelő jelet demodulálja. A (20) összefüggést a (8) képlettel összehasonlítva látható egyrészt a színjelek kölcsönös áthallása (zavaró jel a jobb oldali második és negyedik tag; fázishiba nincs!), másrészt a hasznos jelek (első és harmadik tag) amplitúdójának 50%-os csökkenése. Az NTSC rendszerben ugyan csak az egyik színjel átvitele csonkaoldalsávos és csak e jel össztevőinek amplitúdója csökken felére, és csak a másik színjel csatornájában lép fel áthallott jel, de az áthallás fellépésének tényén ez mit sem változtat.

Ideális áramkörök esetén a színcsatornák között csak az eddig vázolt rendszerfüggő áthallások keletkezhetnek. Ilyen áramkörök azonban nincsenek és a szóban forgó áthallás mindazokban az áramkörökben felléphet, amelyekben a két színcsatorna jele találkozik. A vevőkészülékben például a mátrix áramkörben vagy a SECAM kapcsolóban, stb. keletkezhet áthallás, de a kódoló áramkör sem mentes az áthallás forrásaitól. Mindenesetre a kódoló áramkörben inkább megszüntethetők az áthallások, hiszen ott az áramkörök költsége sokkal kevésbé fontos tényező, mint a vevőkészülékeknél.

Az áthallás eredetét és nagyságát esetenként kell megvizsgálni; mi ilyen részletességgel nem foglalkozunk e kérdéssel.

Végül megjegyezzük, hogy természetesen ez az áthallott, zavaró jel is befolyásolja a visszaadott kép világosságát.

2. Áthallások mérése

2.1. Az áthallási zavararány

Az alábbiakban az említett áthallások mérésére ismertetünk egy-egy lehetséges módszert.

A mért áthallási adatok egységes elbírálhatósága érdekében bevezetjük az áthallási zavararány fogalmát. Ha valamely, pl. C_1 jelcsatornába egy másik, pl. C_2 csatornából nem jut be idegen, áthallott jel, akkor e csatorna kimenetén csak saját, hasznos jel lép fel. Áthallás esetén viszont a kimeneti jel az áthallott és a hasznos jel összege. A szóbanforgó C_1 jelcsatorna azonos kimenetén mérhető áthallott és hasznos jel decibelben kifejezett aránya az áthallási zavararány:

$$a_{áC1}=20\lg\left(U_{áC2}/U_{hC1}\right), \tag{21}$$

ahol $U_{áC2}$ a C_2 csatornából áthallott jel, és

U_{hC1} a C_1 csatorna saját, hasznos jele.

Ha egyidejűleg több, pl. a C_2 és C_3 csatornából is áthallatszik jel a C_1 csatornába, az áthallási zavararány értelemszerűen:

$$a'_{áC1}=20\lg\left(\frac{U_{áC2}+U_{áC3}}{U_{hC1}}\right). \tag{22}$$

A mérést olyan körülmények között végezzük, melyek a gyakorlatilag lehetséges legnagyobb áthallásnak felelnek meg. Az áthallott jelek viszonylag kis értéke miatt különös gondot fordítsunk a mérési és leolvasási pontosságra.

A vevőkészülékben keletkezett áthallások méréséhez, illetve meghatározásához szükségünk van — többek között — olyan jelgenerátorra, mely az adott színes televízió rendszerbeli vizsgálójeleket előállítja. Gyakorlatilag már e generátorban is keletkezik áthallás, amit a vevőkészülék mérésekor figyelembe kell venni, hiszen bennünket most csak a vevőkészülékben fellépő áthallások érdekelnek.

A generátorban valamely, pl. a C_1 csatornában fellép U_{gh} hasznos és $U_{gá}$, a pl. C_2 csatornából áthallott jel. Ezek aránya $U_{gáC2}/U_{ghC1}=A_{gáC1}$. Ha a vevőkészülékben nem keletkezne áthallás, a C_1 csatorna kimenetén U_{vhC11} hasznos és $U_{váC21}$, a generátorbeli áthallásnak köszönhető áthallott, zavaró jelet mérhetnénk, melyek aránya $U_{váC21}/U_{vhC11}=A_{váC11}=A_{gáC1}$.

Ha a vevőkészülékben is létrejön áthallás a C_2 csatornából, akkor a C_1 csatornában közelítőleg ismét $U_{vhC12}\approx U_{vhC11}$, vagy egyszerűbben jelölve U_{vhC1} hasznos jel és $U_{váC22}$ áthallott jel mérhető. (A hasznos jel azért csak közel U_{vhC11}, mert lehetséges, hogy ennek egy része átjut áthallott jelként valamelyik másik csatornába.) Az áthallott jel:

$$U_{váC22}=U_{váC21}+U_{váC2}, \tag{23}$$

ahol $U_{váC2}$ a vevőkészülékben keletkezett, a C_2 csatornából áthallott jel. A mért áthallott és hasznos jel aránya:

$$\frac{U_{váC22}}{U_{vhC1}} = \frac{U_{váC21}}{U_{vhC1}} + \frac{U_{váC2}}{U_{vhC1}} = A_{gáC1} + A_{váC1} = A_{váC12}, \quad (24)$$

amiből

$$A_{váC1} = A_{váC12} - A_{gáC1}. \quad (25)$$

A vevőkészülékben a C_1 csatornában keletkezett áthallást jellemző áthallási zavararány tehát:

$$a_{váC1} = 20 \lg A_{váC1} = 20 \lg \left(\frac{U_{váC22}}{U_{vhC1}} - \frac{U_{gáC2}}{U_{ghC1}} \right). \quad (26)$$

Ha több csatornából származik az áthallás, az áthallott jelek összege szerepel a (26) képlet jobb oldali törtjeinek számlálójában [l. a (22) összefüggést].

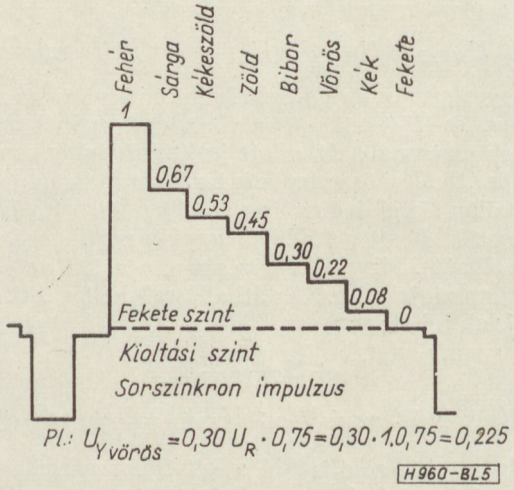
2.2. Az áthallási zavararány meghatározása a világosságjel csatornájában

Az áthallási zavararány ez esetben:

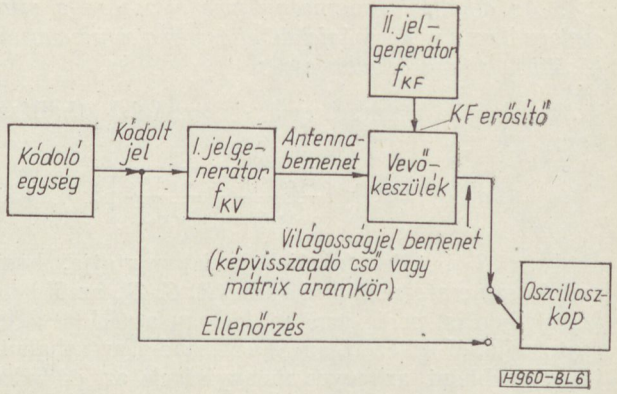
$$a_{váY} = 20 \lg \left(\frac{U_{váS}}{U_{vhY}} - \frac{U_{gáS}}{U_{ghY}} \right), \quad (27)$$

ahol $U_{váS}$ a vevőkészülékben, $U_{gáS}$ pedig a mérőgenerátorban a színcsatornákból a világosságjel csatornájába áthallott jel, U_{vhY} és U_{ghY} pedig a hasznos világosságjel a vevőkészülékben, ill. a generátorban.

A generátor egy mérési célokra alkalmas kódoló áramkör, egység. A mérőjel célszerűen szabványos elrendezésű színsávoknak megfelelő, 75%-os amplitúdójú jel (5. ábra; a világosságjel színjelek nélkül). Ha a generátornak van külön világosságjel kimenete (Y) és ide közvetlenül a kódolt jelet előállító összegezőt megelőzően érkezik a jel, a színsegédvivőket kikapcsolva, majd bekapcsolva itt mérhető az U_{ghY} és $U_{gáS}$ feszültség. Ha a színsegédvivők nem kapcsolhatók ki, a feketeszint és a legnagyobb világosságjel-lépcső közepes „távolsága" közelítőleg az U_{ghY}



5. ábra



6. ábra

jelnek tekinthető. Ha a generátornak csak kódolt jel kimenete van, a világosságjel és a színjelek összegezőjének világosságjel bemenetén az előbbi módszerek egyike szerint járunk el. Az áthallott jelet minden lépcsőn megmérjük és a számolás egyszerűsítése érdekében célszerű a világosságjel fekete- és fehérszint közötti (csúcstól-csúcsig mért) értékét egységnyinek tekinteni. Jó mérőgenerátorban $U_{gáS} \approx 0$, vagy legalábbis sokkal kisebb mint a vevőkészülékben jelentkező áthallott jel.

A vevőkészülékben jelentkező áthallás ($U_{váS}$ és $U_{gáS}$) a 6. ábra szerinti elrendezésben mérhető. A kódoló egység már említett kódolt kimeneti jelével amplitúdóban moduláljuk az I. jelgenerátor képvivőfrekvenciás jelét. E generátor pl. úgy állítható be a képvivőfrekvenciára, hogy egy másik jelgenerátor (II.) középfrekvenciás jelét laza csatolással a vevőkészülék középfrekvenciás erősítőjébe vezetjük és a vevőkészülék videó erősítőjének kimeneti jelét oszcilloszkópon szemléljük, miközben az I. generátor jelének frekvenciáját addig változtatjuk, amíg üttetést nem érünk el. A mérés eredményének pontossága nagy mértékben függ főleg az I. generátor minőségétől.

Az I. generátorból a vevőkészülék antennakapcsaira visszük a jelet és a vevőkészülék képvisszaadó csövének vezérlési módjától (színkülönbségi jel és világosságjel, vagy alapszínjel vezérlés) függően e cső megfelelő elektródájára, vagy a mátrix áramkör világosságjel bemenetére csatlakoztatott oszcilloszkóppal ellenőrizzük és mérjük az $U_{váS}$ jelet. Az U_{vhY} feszültség a színsegédvivőket vagy azok modulációját a kódoló egységben kikapcsolva mérhető, vagy a feketeszint és a legnagyobb világosságjel-lépcső közepes „távolságát" mérve határozható meg. A kapott adatokat felhasználva a színinformáció áthallása a világosságjelbe, ill. az ezt jellemző áthallási zavararány értéke kiszámítható. A későbbiek miatt ezt célszerű az alapszínekre is mérni, illetve meghatározni.

E mérés során az esetleges túllövéseket nem vesszük figyelembe.

Ha a vevőkészüléknek van külön videójel bemenete, az I. és II. generátort elhagyva is mérhetünk.

Kedvező, ha kétsugaras oszcilloszkópunk van, mert ekkor a kódoló egység kimeneti jele állandóan ellenőrizhető.

2.3. Az áthallási zavararány meghatározása a színcsatornákra a világosságjel áthallása és a színcsatornák közötti kölcsönös áthallás esetén

Az áthallási zavararány a világosságjel áthallásakor:

$$a_{váS_i(Y)}=20\lg\left(\frac{U_{váY(S_i)}}{U_{vhS_i}}-\frac{U_{gáY(S_i)}}{U_{ghS_i}}\right), \qquad (28)$$

ahol az S_i betűjel (zárójelben is) mutatja, hogy melyik színcsatornában mérünk (R, G, B), az Y betű (zárójelben is) pedig arra utal, hogy a világosságjel csatornájából érkezett az S csatornába az áthallott jel. Egyébként az egyes mennyiségek az eddigiek alapján nem szorulnak magyarázatra.

A színcsatornák közötti áthallást kifejező áthallási zavararány:

$$a_{váS_i(S_jS_k)}=20\lg\left(\frac{\sum\limits_{l=j,k}U_{váS_i(S_i)}}{U_{vhS_i}}-\frac{\sum\limits_{l=j,k}U_{gáS_i(S_i)}}{U_{ghS_i}}\right), \qquad (29)$$

ahol az S_i betűjel (zárójelben is) mutatja, hogy melyik színcsatornában mérünk, a zárójelben levő S_jS_k és az S_l ($l=j,k$) betűjel pedig arra utal, hogy melyik színcsatornából érkezett az S_i csatornába az áthallott jel. Pl. az R csatornára az áthallási zavararány:

$$a_{váR(GB)}=20\lg\left(\frac{U_{váG(R)}+U_{váB(R)}}{U_{vhR}}-\frac{U_{gáG(R)}+U_{gáB(R)}}{U_{ghR}}\right). \qquad (30)$$

Ekkor valamely színcsatornában a másik két csatorna együttes hatását vesszük figyelembe. Természetesen a két csatorna hatása külön-külön is nézhető. Ekkor példánkban az $a_{váR(G)}$ és $a_{váR(B)}$ mennyiségeket számítjuk ki.

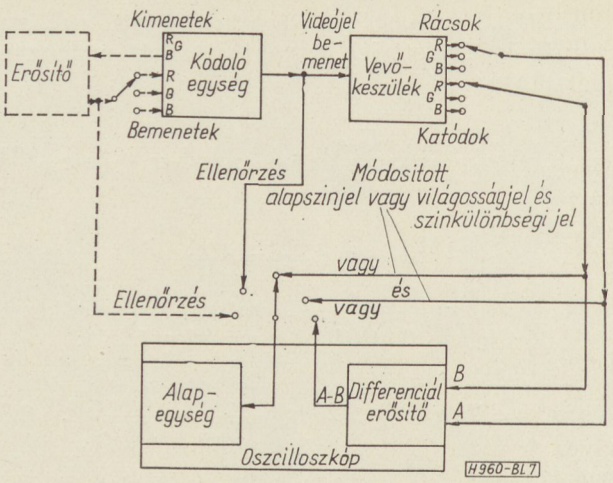
A gyakorlatban a (28) és (29) képlettel jellemzett áthallások együtt jelentkeznek. Ezt tekintetbe véve, az áthallási zavararány ($a_{váS_i(YS_jS_k)}=a_{váS_i}$):

$$a_{váS_i}=20\lg\left(\frac{U_{váY(S_i)}+\sum\limits_{l=j,k}U_{váS_i(S_i)}}{U_{vhS_i}}-\frac{U_{gáY(S_i)}+\sum\limits_{l=j,k}U_{gáS_i(S_i)}}{U_{ghS_i}}\right). \qquad (31)$$

Látható, hogy a színcsatornában jelentkező áthallásokat még akkor is egyszerre célszerű mérni, ha azokra eredetük szerint vagyunk kíváncsiak.

A mérőjel szabványos sorrendű színsávoknak megfelelő, 75%-os amplitúdójú jel (l. az 5. ábrát). Ha a kódoló egység, vagy a rendelkezésre álló és eléje kapcsolható színsávgenerátor ilyen jelet nem állít elő, pl. aktív soridőtartamú négyszög alakú impulzusok sorozatát adjuk egy változtatható erősítésű erősítőn keresztül a kódoló egység R, majd G és végül B alapszínjel bemenetére. Az erősítő tegye lehetővé, hogy a mérőjel amplitúdója 75%-os, ill. 100%-os, legyen. Célszerű az erősítő kimeneti jelét egy átkapcsolón keresztül vezetni a kódoló egység alapszínjel bemeneteire.

A vörös, zöld és kék színsávnak megfelelő (75%-os amplitúdójú, és a fehér sávhoz tartozó (100%-os



7. ábra

amplitúdójú) jel a kódoló egység R, G és B bemenetére vezetett 75%-os, ill. 100%-os amplitúdójú jellel egyenértékű. Az alábbi mérési módszer alkalmazásakor ez nem hagyható figyelmen kívül. Színsáv-jellel a mérés gyorsabb.

A kódoló egység kimeneti jelét a vevőkészülék külön videójel bemenetére (7. ábra), vagy ha ilyen nincs, egy képvivőfrekvenciás jelet szolgáltató mérőgenerátort közbeiktatva (l. a 6. ábrát) a vevőkészülék antennabemenetére vezetjük.

A mérést több lépésben végezzük el.

1. A kódoló egységből juttassuk a vevőkészülékbe az említett szabványos színsáv-jelet. A vevőkészülék képvisszaadó csövének világosság- és színkülönbségi jel, illetve alapszínjel vezérlésétől függően, e cső összetartozó katódjaira és rácsaira, vagy alapszínjel bemeneti elektródáira csatlakoztatott oszcilloszkóp ernyőjén válasszuk ki a vörös sávot (vörös vezérlés), és mérjük az ennek megfelelő feszültségeket. A vevőkészülékbeli világosságjel (Y) csatorna kimenetén $U_{Y;R}$ hasznos és $U_{váR}$ színcsatornákból áthallott jel lép fel. (Az utóbbi szigorúan véve nemcsak az R csatornából származik.) Az áthallással módosított színkülönbségi jelek:

$$(U_R-U_{Y;R})+U_{Y(R);R}\ ; \qquad (32)$$

$$(-U_{Y;R})+U_{Y(G);R}+U_{R(G)}\ ;\ (-U_{Y;R})+U_{Y(B);R}+U_{R(B)}\ ,$$

ahol $U_{Y(R);R}$, $U_{Y(G);R}$, $U_{Y(B);R}$ az Y csatornából az egyes színcsatornákba áthallott jel vörös vezérlés esetén, és $U_{R(G)}$, $U_{R(B)}$ a vörös csatornából a zöld és kék csatornába áthallott jel (tulajdonképpen kölcsönös áthallási összetevőt is tartalmaznak, és a vörös színkülönböségi jelnek is van ilyen összetevője, de feltesszük, hogy a többi mennyiséghez képest elhanyagolható). Mivel a vörös sávot nézzük, az U_G és U_B alapszínjel zérus. Az áthallással módosított alapszínjelek tehát:

$$U_R+U_{Y(R);R}+U_{váR}; \qquad (33)$$

$$U_{Y(G);R}+U_{R(G)}+U_{váR};\ U_{Y(B);R}+U_{R(B)}+U_{váR}.$$

Ha most a zöld, majd a két sávot nézzük (zöld, illetve kék vezérlés), a vevőkészülék Y csatornájának

kimenetén $U_{Y;G}+U_{váG}$, ill. $U_{Y;B}+U_{váB}$ jel lép fel. A módosított vörös „színkülönbségi" jelek:

$$(-U_{Y;G})+U_{Y(R);G}+U_{G(R)},\ (-U_{Y;B})+U_{Y(R);B}+U_{B(R)}, \tag{34}$$

és most a vörös alapszínjelek helyett áthallott jeleket kapunk:

$$U_{Y(R);G}+U_{G(R)}+U_{váG},\ U_{Y(R);B}+U_{B(R)}+U_{váB}. \tag{35}$$

A zöld és kék csatorna hasonló jeleivel most nem törődünk.

Az előbbi összefüggésekben szereplő mennyiségeket szét kell választanunk. A mérés további lépéseire ezért van szükség.

2. Kapcsoljuk ki a kódoló egységben a színsegédvivők modulációját. Ekkor a legtöbb mérési célokat szolgáló kódoló egységből továbbra is távozik színfázis, ill. azonosító jel (és világosságijel is), tehát a vevőkészülék színcsatornáinak működését a színkikapcsoló áramkör (color killer) nem állítja le. Ha feltételezzük, hogy az Y csatornából a színcsatornákba áthallott jelek nem hallatszanak vissza az Y csatornába, és nem hallatszanak át a többi színcsatornába, a vevőkészülékbeli Y csatorna kimeneti jele:

$$U_{Y;R},\quad \text{ill. } U_{Y;G},\quad \text{ill. } U_{Y;B}, \tag{36}$$

és a vörös csatornában levő „színkülönbségi" (csak áthallott!) jelek rendre:

$$U_{Y(R);R},\ U_{Y(R);G},\ U_{Y(R);B}. \tag{37}$$

A módosított „alapszínjelek" tehát:

$$U_{Y(R);R}+U_{Y;R},\ U_{Y(R);G}+U_{Y;G},\ U_{Y(R);B}+U_{Y;B}. \tag{38}$$

Megjegyezzük, hogy zérus moduláló jelhez tulajdonképpen $U_Y=0$ világosságjel tartozik. Az U_Y jelre az átvitelben most csak azért volt szükség, hogy áthallás jöjjön létre, ill. mérhessük az áthallott jelet.

A vörös csatornában a hasznos jel:

$$U_{vhR}=U_R, \tag{39}$$

a zöld és a kék csatornából áthallott jel:

$$U_{G(R)}+U_{B(R)}=U_{váG(R)}+U_{váB(R)} \tag{40}$$

(külön-külön is figyelembe vehető), és a világosságjel csatornájából áthallott jel:

$$U_{Y(R);R}+U_{Y(R);G}+U_{Y(R);B}=U_{váY(R)}, \tag{41}$$

mert gyakorlatilag mindhárom vezérlés egyszerre következik be.

A továbbiakban attól függően járunk el, hogy a képvisszaadó csövet *a)* az alapszínjelek, vagy *b)* a színkülönbségi jelek és a világosságjel vezérlik-e.

3*a*. Alapszínjel vezérlés esetén a világosságjel nagyságát is meg kell határozni a képvisszaadó cső megfelelő elektródáin. Ez csak akkor lehetséges, ha a vevőkészülék mátrix áramkörébe csak világosságjel juthat be. A 2. lépésben követett eljárást tehát kiegészítjük azzal, hogy vagy kikapcsoljuk a kódoló egységben a színsegédvivőket (ez a legjobb módszer), vagy zérusra csökkentjük a színfázisjel amplitúdóját (NTSC és PAL rendszer), vagy a kézi színkikapcsolóval leállítjuk a vevőkészülék színcsatornáit, vagy — ha egyik megoldás sem lehetséges — megszakítjuk a vevőkészülékben a színcsatornákat. Ekkor a vörös, zöld és kék színsávnál a következőket mérhetjük:

$$U_{Y;R},\ U_{Y;G},\ U_{Y;B}. \tag{42}$$

Az egyes világosságjel-lépcsőknek a feketeszinttől számított közepes „távolságát" mérve közelítőleg ugyanezeket az értékeket kapjuk.

Végül szükségünk van a világosságjel csatornájába áthallott $U_{váR}$, $U_{váG}$, és $U_{váB}$ feszültségekre. A 2.2. pontban vázolt mérés adatai közül most felhasználhatjuk a vörös, zöld és kék színsávnak megfelelő értékeket: $U'_{Y;R}$ és $U'_{váR}$, $U'_{Y;G}$ és $U'_{váG}$, $U'_{Y;B}$ és $U'_{váB}$. Ezeket nem a képvisszaadó csövön mértük, az áthallott és hasznos jel aránya azonban egy-egy színnél és közel azonos amplitúdójú vezérlő jel esetén jó közelítéssel állandónak tekinthető. Ezért

$$U_{váR}=\frac{U_{Y;R}}{U'_{Y;R}}U'_{váR},\qquad U_{váG}=\frac{U_{Y;G}}{U'_{Y;G}}U'_{váG},$$

$$U_{váB}=\frac{U_{Y;B}}{U'_{Y;B}}\qquad U_{váB}. \tag{43}$$

A (38) összefüggésekből a világosságjeleket (42) kivonva a (37) mennyiségeket kapjuk, és meghatározható az $U_{váY(R)}$ áthallott jel (41). A (37) és a (43) mennyiségeket a (33) és (35) összefüggésekből kivonva az U_{vhR} hasznos (39) (alapszín)jelet és a (40) áthallott jeleket kapjuk.

3*b*. Színkülönbségi és világosságjel vezérlés esetén a 2. lépésben megmérhető (37) mennyiségek egyrészt közvetlenül az $U_{váY(R)}$ áthallott jelet (41) adják, másrészt a (36) világosságjelekkel együtt a (32) és (34) összefüggésekkel összevonva megkapjuk az U_{vhR} hasznos (39) és a (40) áthallott jeleket.

A mérést a vevőkészülék és az oszcilloszkóp közé iktatott differenciál erősítővel is elvégezhetjük. A 7. ábrán ez az oszcilloszkóp kiegészítő egysége, és mérés előtt ellenőrizni kell a jóságát. Mivel az erősítő a színkülönbségi és világosságjel párokból alapszínjeleket állít elő, most a 3*a*. lépés szerint járhatunk el. A világosságjel a 2. lépésben közvetlenül mérhető (36).

A világosságjel hatására a vörös csatornában jelentkező áthallást kifejező áthallási zavararányra a (39) és (41) összefüggésekkel leírt hasznos és áthallott jelből kiindulva csak közelítő értéket kapunk, mert a lehetséges legnagyobb világosságjel nem 75%-os, hanem 100%-os amplitúdójú, és mivel az áthallási utakon az átvitel nem lineáris, az áthallást okozó jellel nem egyenes arányban változik az áthallott jel nagysága. Nagyobb pontosságot érhetünk el, ha az 1. lépésben megmérjük a fehér sávnak megfelelő jeleket is. Ekkor a vevőkészülékbeli Y csatorna kimeneti jele U_Y, és mivel a színkülönbségi jelek fehér szín esetén zérus értékűek, a képvisszaadó csövön a vörös színkülönbségi jel helyett az Y csatornából a vörös csatornába áthallott $U_{Y(R)}$, vagyis éppen a keresett áthallott jelet mérhetjük:

$$U_{váY(R)100\%}=U_{Y(R)}. \tag{44}$$

A hasznos jel átvitelét a 75% és 100% közötti amplitúdótartományban gyakorlatilag általában lineáris-

nak tekinthetjük. Ezért a (39) képletből kiindulva a hasznos jel:

$$U_{vhR\ 100\%} = \frac{100}{75} U_{vhR}. \qquad (45)$$

Alapszínjel vezérlés esetén a képvisszaadó csövön $U_Y + U_{Y(R)}$ feszültség mérhető, és az U_Y világosságjelet a 3*a*. lépésben követett módon meghatározva, kiszámítható $U_{Y(R)}$ értéke.

Megjegyezzük, hogy a kódoló egységet az említett 100%-os amplitúdójú jellel alapszínenként vezérelve és az 1....3. lépéseket követve, még pontosabban határozható meg a szóban forgó áthallási zavararány értéke.

A (28) és (29) képletek jobb oldali első tagjában szereplő mennyiségek a vörös csatornára most már ismertek. Hasonlóan határozhatók meg a zöld és kék csatorna megfelelő adatai is. A munka meggyorsítása érdekében célszerű minden lépésben a négy színsávra vonatkozó összes szükséges adatot megmérni. Ekkor a három színcsatorna adatait együtt kapjuk meg (l. az 1. táblázatot), és azokat a számítások elvégzése előtt csatornánként szétválogatjuk.

A jó minőségű kódoló egységben keletkezett szóban forgó áthallások kicsik a vevőkészülékben mérhetőhöz képest. Ezért, és mert támaszkodhatunk a vevőkészülék mérésével kapcsolatban elmondottakra, csak vázoljuk a következő mérési eljárást.

Aktív soridőtartamú, 75%-os, majd 100%-os amplitúdójú négyszög alakú jeleket adunk a kódoló egység *R*, majd *G* és végül *B* alapszínjel bemenetére, és rendre mérjük a kimeneti jeleket. Attól függően, hogy a színsegédvivő amplitúdó vagy frekvenciamodulált-e, más-más módon mérünk.

1. Az NTSC és a PAL rendszerben kvadratúramodulációt alkalmaznak és az összetett színjel minden pillanatban a két színjel vektorális összege. Ezért mérés közben először az egyik, majd a másik színjel útját megszakítjuk, hogy a kódoló egység kimenetén e két jel amplitúdóját külön-külön mérhessük.

a) A kódoló egységet rendre az említett sorrendben 75%-os amplitúdójú jellel vezérelve oszcilloszkópon nézzük a kódolt kimeneti jelet. Ezután a világosságjelet és az összetett színjelet összegező áramkör bemenetén a világosságjel, és a két színjel összegező áramkörének bemenetén először az egyik, majd a másik színjel útját megszakítva mérünk. Ekkor először az egyik, majd a másik színjelet kapjuk, mely három mennyiséget, az egyik súlyozott színkülönbségi jelet [pl. $0{,}877(U_R - U_Y)$], valamint az Y csatornából és a másik színjel csatornájából ide áthallott jelet tartalmazza.

A teljes mérés során kapott adatok *1. táblázat*

Lépés	Vezérlés	Csatorna	Ha a vevőkészüléket vezérlő jel: Színkülönbségi jel	és Világosságjel	Alapszínjel
1. Van moduláció	Vörös	*R*	$(U_R - U_Y;R) + U_{Y(R)};R$	$(U_Y;R + U_{váR})$*	$U_R + U_{Y(R)};R + U_{váR}$
		G	$U_{R(G)} + (-U_Y;R) + U_{Y(G)};R$		$U_{R(G)} + U_{Y(G)};R + U_{váR}$
		B	$U_{R(B)} + (-U_Y;R) + U_{Y(B)};R$		$U_{R(B)} + U_{Y(B)};R + U_{váR}$
	Zöld	*R*	$U_{G(R)} + (-U_Y;G) + U_{Y(R)};G$	$(U_Y;G + U_{váG})$*	$U_{G(R)} + U_{Y(R)};G + U_{váG}$
		G	$(U_G - U_Y;G) + U_{Y(G)};G$		$U_G + U_{Y(G)};G + U_{váG}$
		B	$U_{G(B)} + (-U_Y;G) + U_{Y(B)};G$		$U_{G(B)} + U_{Y(B)};G + U_{váG}$
	Kék	*R*	$U_{B(R)} + (-U_Y;B) + U_{Y(R)};B$	$(U_Y;B + U_{váB})$*	$U_{B(R)} + U_{Y(R)};B + U_{váB}$
		G	$U_{B(G)} + (-U_Y;B) + U_{Y(G)};B$		$U_{B(G)} + U_{Y(G)};B + U_{váB}$
		B	$(U_B - U_Y;B) + U_{Y(B)};B$		$U_B + U_{Y(B)};B + U_{váB}$
2. Nincs moduláció	Vörös	*R*	$U_{Y(R)};R$	$U_Y;R$	$U_{Y(R)};R + U_Y;R$
		G	$U_{Y(G)};R$		$U_{Y(G)};R + U_Y;R$
		B	$U_{Y(B)};R$		$U_{Y(B)};R + U_Y;R$
	Zöld	*R*	$U_{Y(R)};G$	$U_Y;G$	$U_{Y(R)};G + U_Y;G$
		G	$U_{Y(G)};G$		$U_{Y(G)};G + U_Y;G$
		B	$U_{Y(B)};G$		$U_{Y(B)};G + U_Y;G$
	Kék	*R*	$U_{Y(R)};B$	$U_Y;B$	$U_{Y(R)};B + U_Y;B$
		G	$U_{Y(G)};B$		$U_{Y(G)};B + U_Y;B$
		B	$U_{Y(B)};B$		$U_{Y(B)};B + U_Y;B$
3*a*. Nincs moduláció	Vörös	*R*	—	—	$U_Y;R$**
	Zöld	*G*	—	—	$U_Y;G$**
	Kék	*B*	—	—	$U_Y;B$**

* Csak 100%-os amplitúdójú mérőjel esetén érdemes mérni; a 2.2. pontbeli áthallási zavararány meghatározásához használható fel.

** Méréskor a színsegédvivők amplitúdója zérus.
Alapszín-elvezérlés esetén szükség van $U_{váR}$-, $U_{váG}$- és $U_{váB}$-re is, melyeket a 2.2. pontbeli mérési eljárással és számolással határozunk meg [(43)].

b) Az előbbi mérőjellel mérünk, de a világosságjel és a színjeleket létrehozó színkülönbségi jelek útját az őket kialakító mátrix áramkör kimenetén szakítjuk meg. Ekkor a színkülönbségi jel mérhető.

c) Kapcsoljuk ki a modulációt és szakítsuk meg a világosságjel és a színjelek útját az *a)* pontban leírt módon. Most az Y csatornából a színjel csatornájába áthallott jel mérhető.

d) A modulációt kikapcsolva és az összegező bemenetén mindkét színjelet megszakítva a világosságjelet kapjuk.

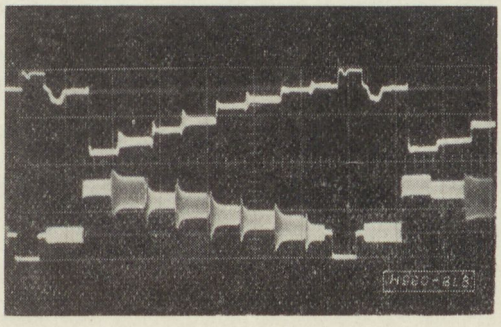
A mérést 100%-os amplitúdójú jellel is megismételjük, hogy a világosságjel áthallását pontosabban is meghatározhassuk.

Ezután feltételezzük, hogy a kódoló egység kimenetéhez egy ideális vevőkészülék csatlakozik, melynek képvisszaadó csövét a világosságjel és a színkülönbségi jelek vezérlik. Az ideális jelző azt fejezi ki, hogy a vevőkészülékben semmilyen áthallás nem jön létre és a spektrumok szétválasztása mindenütt tökéletes. Ebből kiindulva a kódoló egység minden egyes alapszínjel vezérlése során kapott két-két adatcsoportból a (7) összefüggést és a színkülönbségi jelek súlyozását figyelembe véve kiszámítjuk az áthallásokkal módosított zöld színkülönbségi jelek értékét, és a rendelkezésünkre álló adatokat csatornánként rendezve meghatározzuk a (28) és (29) összefüggés jobb oldali második tagjában szereplő mennyiségeket.

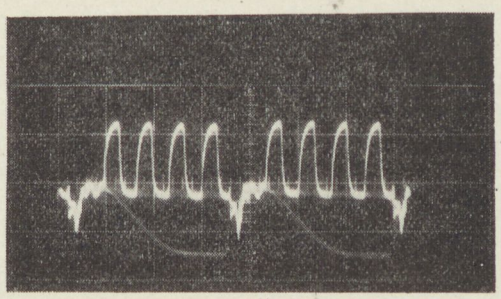
2. A SECAM rendszerben a két színjelet nem egyidejűleg viszik át, ezért csak a színkülönbségi jelek útját kell megszakítani, és ugyanekkor a megfelelő színsegédvivőt is célszerű kikapcsolni. Egyébként az 1. pontban leírt módon járunk el, de előtte megmérjük pl. a modulátorok bemenetén a két színsegédvivő — még áthallott jelekkel sem modulált — frekvenciáját. Erre azért van szükség, mert most a színjeleknek nem az amplitúdóját, hanem a frekvenciáját kell mérnünk. A mért adatokból kiindulva meghatározhatók a löketfrekvenciák, ezekből az ismert összefüggéseket felhasználva a jelamplitúdók, és végül a (28) és (29) képletek imént említett tagjai.

Most már minden szükséges adat rendelkezésünkre áll és a (28) és (29) összefüggések alapján kiszámíthatók a vevőkészülékre vonatkozó áthallási zavararányok.

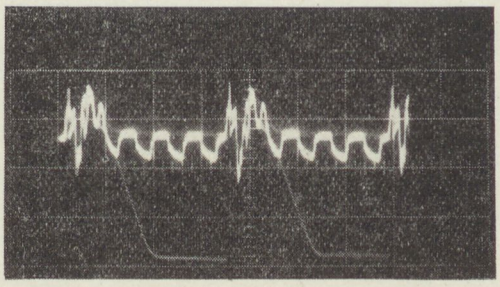
Megjegyezzük, hogy a világosságjel mért áthallása a színcsatornákba (hasonlóan a világosságjelben mért áthalláshoz) főleg annak a következménye, hogy az összetett színjel spektrumából a vevőkészülékben



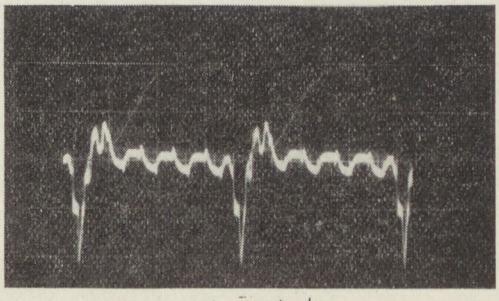
8. ábra



Kék vezérlés:
kék rács-katód jel
Függőleges lépték: 50 V/osztás
a)



Kék vezérlés:
vörös rács-katód jel
Függőleges lépték: 20 V/osztás
b)



Kék vezérlés:
zöld rács-katód jel
Függőleges lépték: 20 V/osztás
c)

H960-BL9

9. ábra

nem távolítják el a világosságjel spektrumösszetevőit, tehát jóminőségű vevőkészülék esetén zöme a jelenleg általános spektrumszétválasztási megoldásnak köszönhető, és — ettől eltekintve — csak részben a vevőkészülék áramköreinek. A mért szóbanforgó áthallás tehát elsősorban nem a vevőkészülékben keletkező áthallást jellemzi, hanem azt, hogy a vevőkészülék mennyire nem képes a kódoló áramkörben szándékosan létrehozott áthallást megszüntetni.

3. Áthallások mérése egy vevőkészülékben

A továbbiakban egy RS-16 típusú, SECAM rendszerű vevőkészüléken végzett mérések eredményeit közöljük.

3.1. Áthallás a világosságjel csatornájába

A mérési elrendezés hasonló a 6. ábrán láthatóhoz, de a kódoló egység kívülről kap vezérlést, hogy a

fehér színnek megfelelő amplitúdó 100%-os legyen. A kódoló egységben keletkezett áthallás elhanyagolhatónak vizonyult. A képvisszaadó cső katódján fellépő világosságjel alakja a 8. ábrán látható (fent; lent a kódoló egységként használt GS-11 típusú SECAM generátor kódolt kimeneti jele; nem 75%-os amplitúdójú). A fehér sávra mért adatok alapján az áthallási zavararány:

$$a_{váY} = 20 \lg \frac{U_{váS}}{U_{váY}} = -26 \text{ dB}.$$

3.2. Áthallások a színcsatornákba

A mérési elrendezés a 7. ábrán látható. A SECAM generátor kimeneti kék alapszínjelét vezettük erősítőn keresztül e generátor *R*, majd *G* és végül *B* alapszínjel bemenetére. A generátor bemeneti alapszín és kimeneti kódolt jelét állandóan ellenőriztük. Az oszcilloszkópra differenciál erősítőn keresztül vezettük a képvisszaadó cső összetartozó rácsairól és katódjairól érkező színkülönbségi és világosságjeleket (utóbbiak polaritását előzőleg megfordítottuk). A differenciál erősítő különbségképezési hibája 2,1% volt, tehát elhanyagolható.

A 9. ábra példaként a három „alapszínjelet" szemlélteti a kódoló egység kék alapszínjel-vezérlésekor, modulált színsegédvivők esetén. A generátorbeli áthallást a 2.3. pontban vázolt módszerrel mértük. A vevőkészülék színcsatornáiban keletkező teljes áthallást jellemző áthallási zavararány értékeket a 2. táblázatba foglaltuk össze.

2. táblázat

Az áthallási zavararány értékek

Az áthallás forrásának csatornája	Áthallási zavararány a vevőkészülék csatornájára, dB-ben		
	vörös	zöld	kék
Vörös, zöld és világosságjel	–	–	−15
Vörös, kék és világosságjel	–	−21	–
Zöld, kék és világosságjel	−18	–	–

Az említett méréseket az RS-16 típusú vevőkészülék fontos jellemzőit vizsgáló méréssorozat keretében a BME Vezetéknélküli Híradástechnika Tanszékén dr. Ferenczy Pál, dr. Nagy Péter és Temesi Gusztáv kollégáimmal közösen végeztük el. Itt ragadom meg az alkalmat, hogy köszönetet mondjak Ferenczy kollégámnak, aki az áthallási zavararány elnevezést javasolta, és a mérési módszerek végső gyakorlati kialakítását észrevételeivel és tanácsaival megkönnyítette.

IRODALOM

1. *Bognár L.:* Színes televízió (Mérnöki Továbbképző Intézet V. 88. sz. kiadványa; Budapest, 1967.)
2. *Davidse, J.:* Transmission and decoding in colour television, Part I (Philips Research Reports, 1964. ápr., 19. kötet, 2. szám, 112—194. oldal)
3. Farbfernsehen (Kézikönyv; Valvo GmbH, Hamburg, 1967.)

IV. Mikrohullámú Összeköttetések Kollokvium 1970

A **Magyar Tudományos Akadémia Műszaki Tudományok Osztálya** és a **Híradástechnikai Tudományos Egyesület** IV. Mikrohullámú Összeköttetések Kollokviumot rendez 1970. április 21—24-én. A kollokvium helye: Magyar Tudományos Akadémia, Budapest, V., Roosevelt tér 9.

A kollokvium elnöke *dr. Bognár Géza* akadémikus.

A Negyedik Mikrohullámú Összeköttetések Kollokvium a Budapesten 1959., 1962. és 1966-ban megtartott kollokvium soron következő konferenciája.

A kollokvium a mikrohullámú hírközlés problémáihoz csatlakozóan a következő témakörökkel foglalkozik:

hírközlő rendszerek elmélete,
hálózatelmélet,
elektromágneses térelmélet,
mikrohullámú technika,
mikrohullámú elektronika,
rendszer mérések.

Az előadásokat angol vagy orosz nyelven tartják. Kérjük, hogy az előadásra jelentkezők a tervezett előadás egy oldalas (egyes soremeléssel gépelt) összefoglalót 1969. szeptember 30-ig két példányban küldjék be az egyesület titkárságára:

Valkó Péterné
Híradástechnikai Tudományos Egyesület
Budapest, V., Szabadság tér 17. III. 377.
Sürgönycím: MICROCOLL
Technika Háza, Budapest
Telex: Budapest 774

A kollokvium szervező bizottsága 1969. november 30-ig értesítést ad az előadás elfogadásáról. Egyidejűleg mintaíveket küldünk ki és kérjük, hogy a Proceedings-ben közlésre kerülő előadás szövegét a szerzők szíveskedjenek legépeltetni. A kézirat maximális terjedelme ábrákkal együtt 1 ív.

Beküldési határidő: 1970. január 15.

A Kollokvium Proceedings a Kollokvium kezdetekor jelenik meg.

SAUFERT JÁNOS
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

Négy- és ötrétegű félvezető kapcsolóeszközök*

ETO: 621.318.57 : 621.382

A négy- és ötrétegű félvezetőeszközök karakterisztikája két stabil állapottal (záró- és vezetőállapot) rendelkezik. Fő alkalmazási területük a szabályozás-, automatizálás és az erősáramú elektronika, ezenkívül újabban nagy szerepük van a telefon-, impulzus- és a számítógéptechnikában is. Jelenleg legelterjedtebb ilyen típusú kapcsolók a vezérelt egyenirányítók, a tirisztorok.

A tirisztorok típusuktól függően 100 mA-től több 100 A-t kapcsolhatnak a terhelésre, a csúcsfeszültség bírásuk 100 V-tól 3000 V-ig terjed. Teljesítményerősítésük igen nagy: 10^4—10^6-szoros.

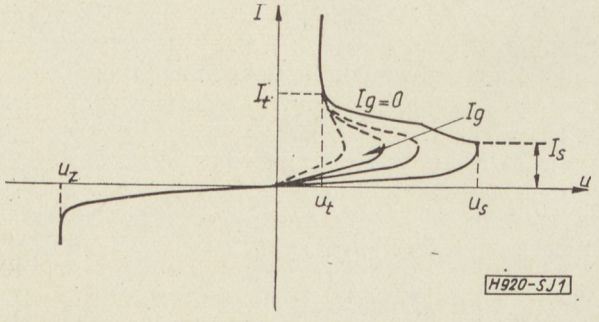
Záróáramuk és nyitófeszültségesésük kicsi. Működési hőmérséklet tartományuk általában;

$$-65\ °C - +125\ °C$$

Az elmúlt évtized alatt a négy- és ötrétegű kapcsoló igen sok változatát dolgozták ki, a cikk ezek közül ismertet röviden néhányat.

1. A konvencionális négyrétegű kapcsolók működése

Az eszköz karakterisztikája *S*-típusú, azaz a feszültség az áram függvényében egyértékű (1. ábra). Ilyen karakterisztika létrehozásához az eszközben pozitívan visszacsatolt vezetőképesség növelő mechanizmus szükséges. Ezek az emitterhatásfok áramfüggése és a kollektorátmenet lavina-multiplikációja. A pozitív visszacsatolás szemléltetésére legalkalmasabb a jólismert komplementer tranzisztorpár ekvivalens; segítségével az eszköz számos tulajdonsága értelmezhető.

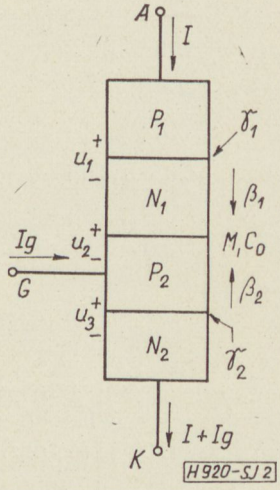


1. ábra. A négyrétegű kapcsoló karakterisztikája

A tirisztor vázlatos felépítése a 2. ábrán látható. Anyaga Si egykristály melyben három P—N átmenetet hoznak létre. A szélső rétegeket emitternek, a középsőket bázisnak nevezik. A P típusú emitter az anód, az N típusú a katód. Diódáknál csak az emittereket, tirisztornál az egyik bázisréteget is ellátják kivezetéssel. A báziskivezetés a vezérlő-elektróda.

Az eszközre kapcsolt feszültség iránya pozitív, ha az anód pozitív a katódhoz képest.

Negatív irányú előfeszítésnél a két szélső átmenet (emitter-átmenet) előfeszítése záróirányú. Az U_z letörési feszültséget a nagyobb letörési feszültséggel rendelkező emitter-átmenet határozza meg.



2. ábra. A vezérelt négyrétegű kapcsoló felépítése

Nyitóelőfeszítésnél a középső (kollektor) átmenet előfeszítése záróirányú, az áramot tehát ez korlátozza kis értékre.

A feszültség növelésével közeledünk a kollektor-átmenet letöréséhez, az áram a lavinahatás miatt növekedni fog, ezáltal az emitter injekciós hatásfokok is növekednek, a folyamat további áramnövekedést idéz elő. Amikor a váltóáramú áramerősítési tényezők összege az egységet eléri, az eszköz a kisfeszültségű (nagyáramú) állapotába billen. Ez az U_s kapcsolófeszültségnél és az I_s kapcsolóáramnál következik be. A P bázisba injektált I_g vezérlőelektróda áram növeli az áramerősítési tényezőket és ezért az eszköz kisebb feszültségnél fog bekapcsolni.

A fentiek illusztrálására a 2. ábra alapján felírjuk a kollektor-átmenetre (J_2) a Kirchhoff-féle csomóponti egyenletet

$$I = \alpha_1 I + \alpha_2 I + M I_{k0} + \alpha_2 I_g + I_c \qquad (1)$$

ahol

$$\alpha_1 = M(U)\beta_1\gamma_1(I) = M\alpha_{10} \qquad (2)$$

$$\alpha_2 = M(U)\beta_2\gamma_2(I + I_g) = M\alpha_{20} \qquad (3)$$

az áramerősítési tényezők,

M a multiplikációs-faktor,
β a transzport-faktor,
γ az emitter-hatásfok.

* A Híradástechnikai Tudományos Egyesületben, 1968. februárban elhangzott előadás. Beérkezett 1968. XII. 1-én.

$\alpha = M\alpha_0$ kifejezéssel az áramerősítési tényezőt feszültség és áramerősségtől függő tényezőkre bontottuk.

I_{k0} a kollektor átmenet záróárama, amely $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ esetén, azaz akkor folyna, ha a két emitter-átmenet nem lenne jelen.

$$I_c = C_0 \frac{du}{dt} \tag{4}$$

A kollektor-átmenet kapacitásán az anódfeszültség változása miatt folyó áram.

Az (1) egyenletet az I anódáramra oldjuk meg:

$$I = \frac{MI_{k0} + \alpha_2 I_g + I_c}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \tag{5}$$

A bekapcsolás közelítő feltételét a nevező zérussá tevésével kapjuk meg, figyelembe véve az áramerősítési tényezők áram- és feszültségfüggését.

A pontos bekapcsolási feltételt a

$$\frac{dI}{dU} = \infty \tag{6}$$

egyenlet megoldása adja. Eszerint

$$M(\tilde{\alpha}_{10} + \tilde{\alpha}_{20}) = 1 - MI_g \frac{\partial \alpha_{20}}{\partial I} \tag{7}$$

itt

$$\tilde{\alpha}_0 = \alpha_0 + I \frac{\partial \alpha_0}{\partial I} \tag{8}$$

a váltakozóáramú áramerősítési tényező. A multiplikációs tényező kifejezésének behelyettesítésével megkapjuk a kapcsolófeszültség képletét:

$$U_s = U_B \left[1 - \left(\alpha_{10} + \alpha_{20} + I_g \frac{\partial \alpha_{20}}{\partial I} \right) \right]^{\frac{1}{n}} \tag{9}$$

U_B a kollektor-átmenet lavina-feszültsége,

n konstans az átmenet technológiai kivitelétől függ (ötvözött, diffúziós stb.).

Nagy áramú tartományban $M = 1$ és az áramerősítési tényezők áramfüggése is kicsi, így a kikapcsolás feltétele a (7) egyenletből,

$$\alpha_{10} + \alpha_{20} = 1 \tag{10}$$

mert kikapcsolásnál is teljesül a (6) egyenlet, azaz a karakterisztikának mind a be-, mind a kikapcsolási pontban függőleges az érintője.

Meg kell jegyezni, hogy vezető állapotban a kollektor-átmenet előfeszítése is nyitóirányú, ugyanis az emitter-átmenetekből a bázis-rétegekbe több kisebbségi töltéshordozó injektálódik, mint amennyi rekombinálódni képes. Ezért az eszközön eső feszültség csak kevéssel nagyobb, mint egyetlen nyitóirányban előfeszített PN átmenet feszültsége.

Az I_c eltolási-áramnak nagy $\frac{dU}{dt}$ esetén van szerepe, azaz ha az eszközre gyorsan növekvő feszültséget kapcsolunk. Ez az áram áthalad az emitter-átmeneteken is, ami által az áramerősítési tényezők értéke megnő és az eszköz a statikus begyújtási feszültségnél kisebb feszültségen fog begyújtani. A jelenséget az irodalomban „rate-effect" néven ismertetik. Ezt a tényt nagyobb sebességű áramkörök tervezésénél figyelembe kell venni.

Fontos dinamikus paraméter a kapcsolási idő. A bekapcsolási idő a késleltetési és a felfutási időből tevődik össze. A késleltetési időt a kisebbségi töltéshordozóknak a bázisban eltelt futási ideje határozza meg:

$$t_f = \frac{W^2}{2D} \tag{11}$$

A késleltetési idő a nagyobb futási-idővel azonos, így W a hosszabb bázisréteg hosszúsága, D a diffúziós állandó. A futási idő elmúlása előtt az áramerősítési tényezők még nincsenek értelmezve, mert addig az injektált töltéshordozók kollektálása nem történhet meg. Ha a futási idő elmúlása után az áramerősítési tényezők összege eléri az egységet, az eszköz a komplex (frekvencia függő) áramerősítési tényezők által meghatározott idő alatt bekapcsol.

Kikapcsoláskor a bázisokban tárolt többlet töltést kell lecsökkenteni annyira, hogy a pozitív áramvisszacsatoló mechanizmus megszűnjék. Négyrétegű kapcsolóknál, mivel mindkét bázis a telítési tartományban van a tárolási idő hosszú. A tárolási idő után a zárt állapotba billenést szintén a komplex áramerősítési tényezők határozzák meg.

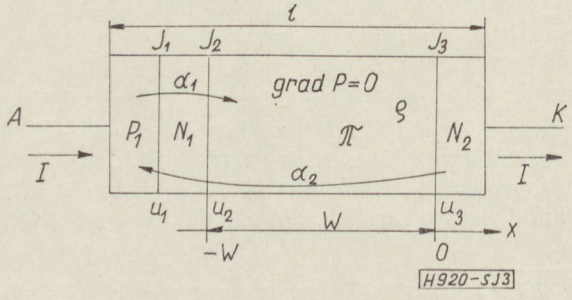
2. PNπN kapcsolóeszköz

Az egyik bázistartomány (π) közel intrinsic és szélessége majdnem az egész eszköz hosszával egyezik. Ez a konstrukció igen nagy feszültségű (1000–3000 V) és teljesítményű eszközök készítésére ad lehetőséget. Felépítését a 3. ábra mutatja. Kiindulás a π nagy fajlagos ellenállású (ϱ) Si egykristályból történik (a P_1, N_1, N_2, vékony, diffúzióval készült rétegek).

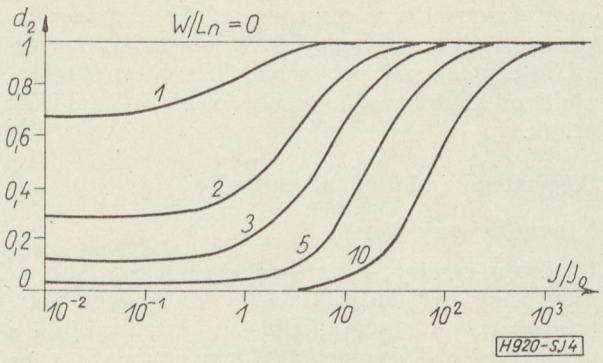
A működés alapja a π rétegben fellépő vezetésmoduláció, ez növeli meg az α_2 értékét úgy, hogy az 1. fejezetben tárgyalt bekapcsolási feltételek teljesülnek és az eszköz bekapcsol.

A $W \simeq 1$ és $W > L_n = \sqrt{D_n \tau_n}$ felépítésből következik, hogy $\alpha_1 \simeq 1$ és $\alpha_2 \ll 1$. Az L_n diffúziós hossz az N_2-ből a π rétegbe injektált elektronokra vonatkozik. Az $\alpha_2 \ll 1$, mindaddig, amíg vezetésmoduláció nem jön létre.

A π bázisban, mivel itt már igen kis áramsűrűség esetén is nagyszintű a működés, a tértöltés-semlegesség feltétele miatt elektromos erőtérnek kell lenni. Az elektromos tér iránya olyan, hogy az N_2-ből injek-



3. ábra. A PNπN kapcsoló felépítése



4. ábra. α_2 a normalizált áram függvényében

tált elektronokat gyorsítja és így a futási idejük csökken, ami áramsűrűség növekedésre vezet. Vezetésmoduláció létrejön, ha az N_2-ből injektált elektronsűrűség a π bázisban a termikus egyensúlyi lyuksűrűség értékkel összemérhetővé válik. Ennek már a blokkoló tartományban be kell következnie, hiszen éppen ez a mechanizmus felelős az eszköz bekapcsolásáért.

Az α_2 áramsűrűségtől való függését a 4. ábra mutatja be; paraméter a W/L_n és $J_0=\frac{2kT}{q\varrho W}$, a normalizált áramsűrűség. A bekapcsolási feltételek számításához az α_1 értéket és az α_2 (J) függvényt kell figyelembe venni a közönséges négyrétegű eszközöknél tárgyalt bekapcsolási feltételek szerint.

Bekapcsolt állapotban az eszközön eső teljes feszültség

$$U=U_1-U_2+U_3+U\pi \qquad (12)$$

ahol

$$U_\pi=\pi\frac{kT}{2q}\exp\frac{W}{L_n}, \quad \text{ha} \quad \frac{W}{L_n}>1 \qquad (13)$$

a π bázisréteg feszültségesése. A vezetésmoduláció miatt adódó U_π sokkal kisebb, mint az önmagában álló π tartomány ohmos feszültségesése lenne.

$$\frac{W}{L_n}=4{,}4 \quad \text{esetén} \quad U_\pi=1\ \text{V}.$$

A W bázisszélesség további növelését az elektron futási idő és főleg az U feszültségesés növekedése korlátozza.

3. Rövidrezárt emitterű kapcsolóeszközök

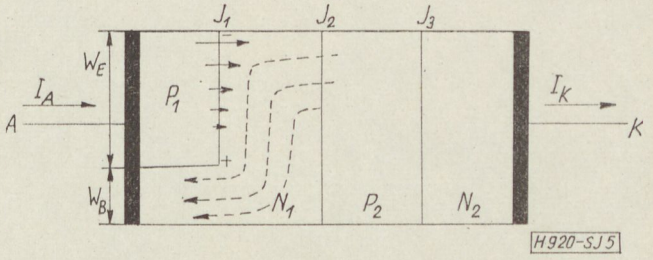
3.1 Az egyik emitter rövidrezárt

Az egyik oldalon rövidrezárt emitterű kapcsoló felépítését az 5. ábra mutatja. Karakterisztikája az 1. ábrán bemutatotthoz hasonló, a különbség az, hogy ennél az eszköznél a kapcsoló és tartóáram nagysága és az egymáshoz való viszonyuk az eszköz geometriájával szinte tetszés szerinti módon beállítható $\left(I_s \gtrless I_t\right)$.

A J_1-es átmenetet az N_1 bázisréteg söntöli. Záróirányú előfeszítésnél (az ábrán feltüntetett polaritással ellentétes irányban) a karakterisztikát a lezárt P_2N_2 átmenet határozza meg.

Nyitóáramú előfeszítésnél a blokkoló tartományban az áramot a középső zárt J_2 átmenet korlátozza. Az N_1 bázisban az áram (elektronáram) a szaggatott vonal mentén oldalirányban folyik és a bázisellenállás söntöli a kis áramsűrűség esetén nagy ellenállást képviselő P_1N_1 átmenetet. Az eszközre adott feszültség növelésével a J_2-es átmenet letörik és az N_1-ben megnövekedett többségi töltéshordozók árama a J_1-es átmenet nyitását idézi elő. Az átmenet nyitása a felső szélén kezdődik és utána fokozatosan kinyit az egész átmenet. Az eszköz átkapcsol a kisfeszültségű állapotba. Bekapcsolás után az N_1 bázis rövidrezáró hatása megszűnik, mivel az N_1 nagy fajlagos ellenállású és nagyobb áramsűrűség esetén a J_1-es emitter-átmenet ellenállása igen lecsökken. Ezután az N_1 bázisban az áramot a kisebbségi töltéshordozók szállítják és megszűnik az oldalirányban folyó többségi töltéshordozók árama. Bekapcsolt állapotban az eszköz közönséges P N P N eszközként viselkedik.

A 6. ábra a tartó- és kapcsolóáram menetét mutatja a W_E függvényében konstans W_B mellett. Látható, hogy a W_E, W_B megválasztásával a két áram nagysága a kívánt módon beállítható. Az $I_S > I_t$ beállítás kedvező a „rate-effect" és a kapcsolási sebesség szempontjából is. Vezérelt eszköznél viszont a gyújtóáram szükséglet megnő.

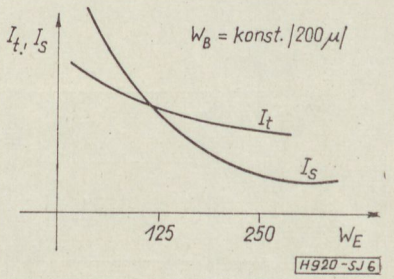


5. ábra. Rövidrezárt emitterű négyrétegű dióda felépítése

3.2 Mindkét emitter rövidrezárt

A két emitter-átmenet söntölésével olyan eszközt nyerünk, amelynek záróirányú karakterisztikája az N_1P_2 rétegdióda nyitóirányú karakterisztikájával egyezik meg.

Nyitóirányú feszültségnél a blokkoló tartományban az áramot itt is a középső J_2 átmenet korlátozza. Az átmenet letörése után a bázisrétegek söntölő hatása megszűnik és az emitter-átmenetek nyitnak.

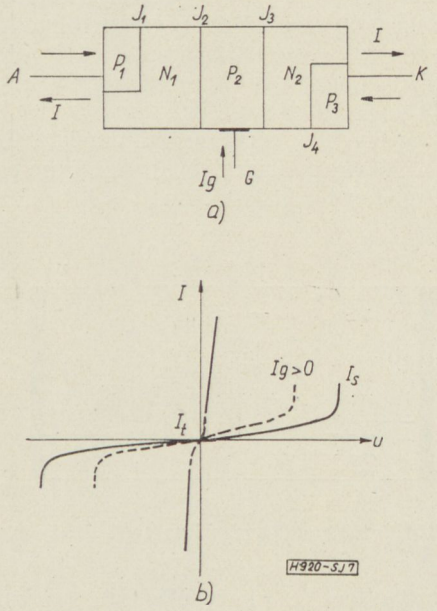


6. ábra. Kapcsoló- és tartóáram az emitterszélesség függvényében

A két emitter-átmenet nyithat egyszerre és különkülön is, ez a karakterisztika negatív ellenállású szakaszát módosítja.

4. Ötrétegű kapcsoló

A rövidrezárt emitterek előnyös tulajdonságát az ötrétegű szimmetrikus áram-feszültség karakterisztikájú kapcsolóban is hasznosítják. Szimmetrikus kapcsoló öt réteggel és a két emitter söntölésével valósítható meg. Szimmetrikus kapcsoló-karakterisztikát megvalósíthatunk két tirisztor antiparallel kapcsolásával is. Ezek az eszközök is készülhetnek vezérelt (triac) és vezéreletlen (diac) kivitelben. A kapcsoló felépítését a 7. ábra mutatja be.



7. ábra. Ötrétegű kapcsoló és karakterisztikája

Ha az eszközre feszültséget kapcsolunk, akkor az a rövidrezárt átmenet, amelyik záróirányú előfeszítést kap hatástalan marad és a működése az 5. ábrán bemutatott négyrétegű kapcsoló működésével lesz azonos.

Tegyük fel, hogy az „A" kivezetésre kerül a feszültségforrás pozitív pólusa. Ekkor a J_1-es átmenet előfeszítése záróirányú, az N_2 bázis söntöli, tehát a J_1-átmenetnek ilyen polaritásnál nincs szerepe. A J_2 átmenet szintén zárt, a blokkoló tartományban ez korlátozza az áramot. A J_1 és J_3 átmenet előfeszítése nyitóirányú. Az N_1 bázisréteg söntölő hatása a J_2-es átmenet letörése után megszűnik és az eszköz bekapcsol. Ellentétes polaritás esetén a J_1, J_3 és a J_2, J_4 átmenetek szerepet cserélnek. A középső réteghez ohmos kontaktust kapcsolva vezérelt kapcsolót nyerünk.

5. Négyrétegű eszközök alkalmazása

5.1 Impulzus-generátorok.

A 8. ábra négyrétegű- és rétegdióda felhasználásával készült generátort mutat. Ez az áramkör a kimenőjel alakja miatt különösen alkalmas a tirisztorok gyújtásához. Egyszerűsége mellett előnye, hogy az impulzusok frekvenciája és szélessége egymástól függetlenül választható.

A telepfeszültség bekapcsolásakor a rétegdióda vezet, a kondenzátor töltődik és ha a feszültsége eléri a négyrétegű dióda kapcsoló feszültségét (U_s), akkor az bekapcsol. A rétegdióda U_s nagyságú zárófeszültséglökést kap és zár. Ezután a kondenzátor ellenkező irányban töltődik fel, és ha az R_2 elég nagy, akkor a kondenzátor töltőáramának lecsökkenése után a négyrétegű dióda kikapcsol. A működés feltétele:

$$R_2 I_s > U_T > U_s \tag{14}$$

A D és ND nyitófeszültség esését elhanyagolva az impulzusszélességre

$$t_1 = R_1 C \ln\left(1+\frac{1}{2}\frac{U_s}{U_T}\right) \tag{15}$$

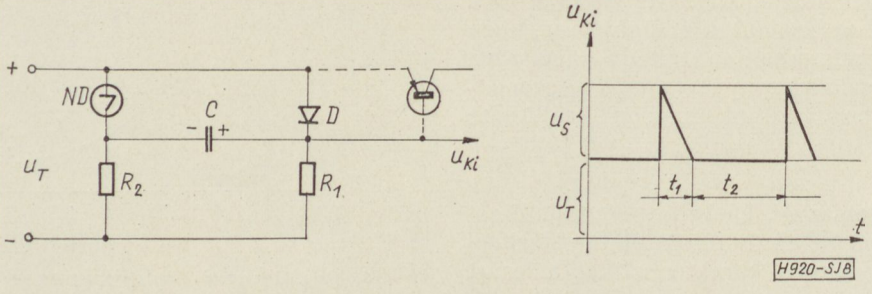
és a szünetidőre

$$t_2 = R_2 C \ln\left(1-\frac{U_s}{U_T}\right)^{-1} \tag{16}$$

kifejezéseket nyerjük.

A dióda helyébe a jelölt módon tranzisztor is kapcsolható (bázis-emitter letörési feszültsége U_s-nél nagyobb legyen!), így az áramkör megfelelő LC szűrőkör kiegészítésével kapcsoló üzemű stabilizátorként működik. Referenciaként a négyrétegű dióda kapcsolófeszültsége szolgál. Zenerdióda és hibajelerősítő beiktatásával a stabilizátor minősége nagymértékben javítható. A hibajelerősítő vagy az R_1 (folyási szög vezérlés) vagy az R_2 (frekvencia szabályozás) értékét szabályozza úgy, hogy a kimenőfeszültség konstans legyen.

Tirisztorral megépített generátort mutat be a 9. ábra. Amig a tirisztor zárt állapotban van a kondenzátor az R_1 ellenálláson keresztül az ábra szerinti polaritással feltöltődik. A trigger jel a tirisztort bekapcsolja és a kondenzátor az R_t ellenálláson keresztül kisül és ha a tirisztor árama a tartóáram értéke



8. ábra. Impulzus generátor

alá csökken, a tirisztor kikapcsol. A működés feltétele:

$$R_1 I_t > U_T \quad \text{és} \quad U_s > U_T \tag{17}$$

A kondenzátort impulzusformáló művonallal helyettesítve a kimenőjel négyszög alakú lesz.

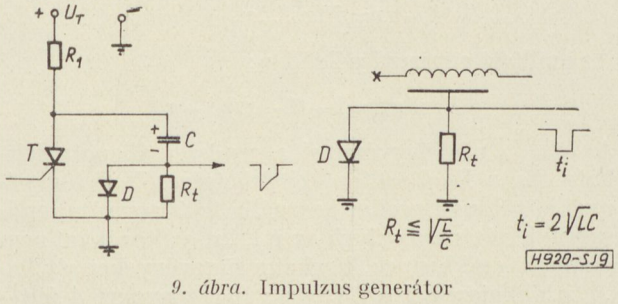
5.2. Egyenirányítóhíd tirisztorokkal

A 10. ábrán bemutatott egyfázisú kétutas egyenirányítóban két dióda és két tirisztor szerepel. A D_3 dióda célja, hogy a váltófeszültség zérus átmeneteinél a vezető állapotban levő tirisztor kikapcsoljon és az induktivitásban tárolt energia a terhelésre jusson. A feszültség- és áramhullám alakokat a 11. ábra mutatja be. Az ábra alapján nyilvánvaló, hogy az egyenirányító kimenő egyenfeszültsége a gyújtóimpulzusok késleltetésével szabályozható az

$$U_e = \frac{U_0}{\pi}(1 + \cos\alpha) \tag{18}$$

képletnek megfelelően. A szűréshez szükséges induktivitás értéke:

$$L \geq \frac{\pi R_t}{2\omega} \tag{19}$$

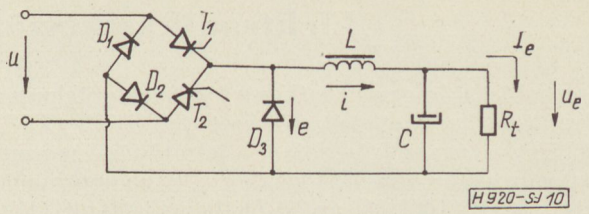


9. ábra. Impulzus generátor

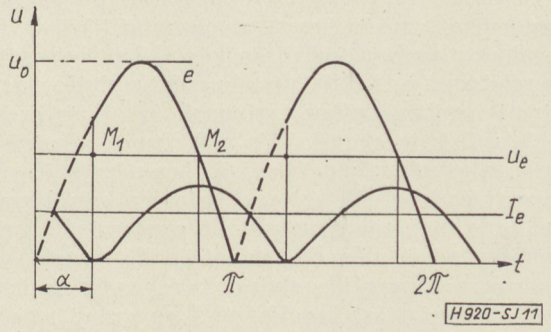
és a kondenzátor kapacitása;

$$C \geq \frac{1}{2\omega R_t}\left(\frac{U_e}{U_{br}}\right) \tag{20}$$

U_{br} a megengedett brummfeszültség.



10. ábra. Egyenirányító kapcsolás tirisztorral



11. ábra. A 10. ábra kapcsolásához tartozó hullámformák

Az áramkört referencia-forrással, hibajelerősítővel és feszültség-frekvencia átalakítóval kiegészítve feszültség-stabilizátorhoz jutunk.

IRODALOM

1. *Dr. Tarnay Kálmán:* Különleges félvezető eszközök. MTI kézirat. 1964.
2. *J. M. Mackintosh:* The Elektrical Characteristies of Silicon *PNPN* Triodes. Proc IRE June 1958.
3. *J. A. Hoerni, R. N. Noyce: PNπN* Switches. IRE Vescon Convention Record El. Dev. Part 3. 1958.
4. *F. E. Gentry at all:* Bidirectional Triode *PNPN* Switches. Proc IEEE April 1965.
5. *R. P. F. Lauder:* Silicon Four Layer Devices as High Power Pulse Generators. Electronic Eng. July 1961.
6. *Saufert János:* Tirisztoros kikapcsoló áramkörök és impulzusgenerátorok. Híradástechnika XVIII. évf. 7. szám.

DIPLOMATERV-PÁLYÁZAT

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület pályázatot hírdet a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kar Híradástechnikai Szakán 1969-ben végző nappali hallgatók részére az alábbi feltételekkel:

1. A pályázaton azok a hallgatók vehetnek részt, akik államvizsgájukat legkésőbb 1969. október 31-ig jeles, vagy jó eredménnyel leteszik.
2. A pályázaton való részvétel feltétele az egyesületi tagság.

A pályázat célja a legjobb diplomatervet kidolgozó és jó tanulmányi eredményt elért fiatal szakemberek megbecsülése és munkájuk külön jutalmazása.

A pályázaton való részvételi szándékot a hallgató az államvizsga alkalmával a vizsgáztató bizottságnak jelenti be.

Az illetékes tanszék a diplomaterveket a Híradástechnikai Tudományos Egyesületnek 1969. november 15-ig megküldi.

Az elbírálás határideje: 1969. december 15.

A bírálóbizottság elnökét és két tagját a HTE, további két tagját a BME Villamosmérnöki Kara jelöli ki.

Pályadíjak:	I. díj	1500,— Ft
	II. díj	1000,— Ft
	III. díj	800,— Ft

A jutalmakat az Egyesület ünnepélyes ülésén nyújtják át a nyerteseknek.

A nyertesek az Egyesületben diplomatervükről előadást tarthatnak, és tanulmányban számolhatnak be munkájukról lapunkban.

Elektronikus készülékek megbízhatósága*

A megbízhatóságra vonatkozó fogalmak értelmezésével több nemzetközi szervezet (pl. IEC, CCIR, CCITT) és úgyszólván minden jelentősebb nemzeti szabványosító szervezet foglalkozik. A szimpóziumon *R. C. SCHMIDT* [1] az NSZK-ban kialakult álláspontot ismertette. Az NTG 3002 Draft 1968 szabványtervezet foglalja össze az NSZK-ban elfogadott megbízhatósági fogalmakat. A legfontosabb általános fogalom az egység (item), amely mint közös gyűjtőfogalom magában foglalja a készüléket, berendezést és rendszert is. Az IEC értelmezés szerint az egység (item) fogalomköréhez tartoznak az alkatrészek is. A készülék mechanikai és elektromos alkatrészekegyesítése útján jön létre. A berendezés összetett részegységekből áll és egy rendszer egy bizonyos önálló feladatának a megvalósítására szolgál. A rendszer egy adott műszaki feladat önálló megoldásához szükséges műszaki eszközöket és szolgáltatásokat (pl. karbantartás, kezelés stb.) egyaránt magában foglalja. A ma divatos kifejezésekkel élve a „software" és a „hardware" egyaránt hozzátartozik a rendszer teljességéhez.

A komplex híradástechnikai rendszer számos különféle funkciót teljesít. Tehát nem lehet rendszer meghibásodásról beszélni akkor, ha csupán a részfunkciók hibásodtak meg. Ilyen meghibásodásokra új fogalmat kell bevezetni. A rövid ideig tartó hiba, ami a tartalék tápegység bekapcsolása alatt következik be, rendszerint nem számít hibának. Az irodalomban gyakran felmerül az igény a hibák súlyozására, következményüknek megfelelően. A rendszer állapota tehát nem jellemezhető egyszerűen egy igen-nem állítással. A rendszer hatékonysága a rendszer különböző lehetséges állapotainak a függvénye.

A meghibásodási tényező (failure rate) $-\lambda-$

$$\lambda(t)=-\frac{1}{R(t)}\cdot\frac{dR(t)}{dt}$$

egyenlettel definiált mennyiség, ahol $R(t)$ a populáció működőképességének a valószínűsége a t pillanatban. A meghibásodási tényező meghatározása céljából a készülékek „populációját" azonos körülmények között kellene működtetni. A híradástechnikai rendszerek viszont rendszerint helyi követelményeknek megfelelően vannak kialakítva. A DIN 40041 (1967) szabványtervezet az előbbi differenciálhányadoson kívül a meghibásodási tényező átlagértékének meghatározására egy differencia hányadost is értelmezett (failure quota)

$$q=\frac{n}{NT}$$

ahol T idő alatt megfigyelt N egység meghibásodásának száma n.

A nemzetközi szervezetek az IEC TC 56 bizottsága a CCITT XIV tanulmányi csoportja intenzíven foglalkozik megbízhatósági kérdésekkel. A készülékek, berendezések és rendszerek megbízhatóságára vonatkozó fogalmak eltérnek az alkatrészekre vonatkozó egyszerűbb fogalmaktól. Remélhetőleg a közeljövőben nemzetközi megállapodás ezekre a fogalmakra vonatkozólag is létrejön.

Berendezések megbízhatósága

A konferencián 6 előadás foglalkozott berendezések és rendszerek megbízhatóságával.

A rendszer megbízhatóságának leírására *H. Störmer* [2] Bool rendszerfüggvényt vezet be. Feltételezi, hogy a rendszer n részrendszerből áll, amelyeknek két lehetséges állapota van: „működő" és „nem működő". A részrendszerek állapotát x_I Bool változóval jellemzi

$$x_I=\begin{cases}0, \text{ ha az } i\text{-ik rendszer nem működik}\\ 1, \text{ ha az } i\text{-ik rendszer működik}\end{cases}$$

A legegyszerűbb vizsgálható rendszer két részegységből áll, amelyek közül ha legalább egy működik, a rendszer működőképes. A rendszert leíró x Bool függvény, az $x_1 \ldots x_n$ Bool változók függvénye:

$$x=B(x_1 \ldots x_n)$$

Az említett egyszerű példában:

$$B(x_1\, x_2)=1-(1-x_1)(1-x_2)$$

A $B(x_1 \ldots x_n)$ függvénnyel a rendszer állapota leírható. Az n Bool változó 2^{2^n} lehetséges Bool függvényei közül csak azokat használja fel a szerző a rendszerek leírására, amelyek az $x_1 \ldots x_n$ változókkal nem monoton csökkennek. Ezeket a függvényeket $s(x_i \ldots \ldots x_n)$ kifejezéssel jelöli. Az s függvényekre 4 feltételt állapít meg.

A részrendszerek állapotát stohasztikus folyamatnak tekinti. $p_i(t)$ annak a valószínűsége, hogy az i-ik egység t időpillanatban működik.

$$p_i(t)=P[x(t)=1]$$

$$p_i(t)=e^{-(\lambda t)^\alpha}$$

Weibull-eloszlást feltételezve egyszerű rendszerek működőképességét határozta meg a szerző.

Félvezetőkkel működő áramkörök és rendszerek megbízhatóságára történő tervezésével foglalkozik *Madas István* [3] előadása, különös tekintettel mikroelektronikus áramkörökre. A hőhatás lényeges befolyást gyakorol az Arrhenius-törvény következtében a félvezető áramkörök élettartamára. A hűtés javításával nem lehet a feladatokat mindig megoldani, kis teljesítményű integrált áramkörök kialakítására kell törekedni. A rendszerek bonyolultságának a fokozódása következtében egyre nő a kontaktusok száma, amely ugyancsak hatást gyakorol a katasztrofális meghibásodások számára.

Az előadás egy inverter bemenő áramkörét vizsgálja példaként. Összehasonlítja a különféle méretezési módszereket, a legkedvezőtlenebb esetre történő méretezést, és a statisztikai módszerekkel történő méretezést. A különféle módszerekkel elérhető eredményeket diagramok segítségével hasonlítja össze.

* A II. Megbízhatóság az Elektrotechnikában Szimpózium összefoglalásának folytatása lapunk f. é. 5. számából.

A statisztikai módszer jobb eredményt ad, de bonyolult, és több adat ismeretét tételezi fel.

Jutasi István [4] előadásában az információ átviteli rendszerek megbízhatósági követelményeinek előírásait ismertette.

Az információ átviteli rendszerek száma folyamatosan nő és minőségük állandóan javul. A berendezések számának a növekedése komoly követelményeket támaszt a karbantartással szemben. Nagyobb számú, jobban képzett karbantartó személyzetre van szükség. A karbantartási költségek a készülékek megbízhatóságának a fokozásával csökkenthetők.

A készülékek megbízhatóságára vonatkozó előírásoknak az átviteli csatornák kiesésének a valószínűségét és a hibák elhárításához szükséges idők várható értékét is tartalmazniok kell.

A készülékek előállítóinak és felhasználóinak közös érdeke, hogy az előírt és elért megbízhatóság ne térjen el lényegesen, mivel a karbantartási költségek csak így tarthatók az előírt szinten.

Fontos, hogy a felhasználók gondoskodjanak a pontos hibastatisztika felvételéről, mivel ilyen információknak a gyártásba történő visszacsatolása jelentősen elősegíti a technológia javítását és a további fejlesztések eredményességét.

A megbízhatóság a repüléssel kapcsolatban régóta vizsgált műszaki paraméter. *Domokos A.* [5] előadásában ezzel a kérdéssel foglalkozott. A személyszállító repülőgépekre vonatkozó statisztikák szerint az évenkinti repüléssel töltött üzemórák száma egy-két ezer óra, tehát az idő kihasználás nem több, mint 25%. A megbízhatósági vizsgálatok során a levegőben, illetve a földön töltött időperiódusokat különkülön figyelembe kell venni.

A repülés területén a megbízhatóság tradícionális vizsgálata nem kielégítő, mivel figyelembe kell venni az ismételten bekövetkező állapotváltozásokat. A repülés biztonsága megköveteli a felszállás előtti műszaki ellenőrzést. A karbantartási rendszer megszervezése kedvezően befolyásolja a repülőgép megbízhatóságát. A készülékek laboratóriumi vizsgálata a készülékek ki- és beépítése következtében újabb meghibásodási veszélyt idézhet elő. A legkedvezőbb megoldás a működő készülék üzemi paramétereinek automatikus ellenőrzése és regisztrálása. Ezáltal a repülés közben fellépő paraméterváltozások felismerhetők és a repülés befejezése után az egyes részegységek, illetve készülékek szükséges cseréjét végre lehet hajtani.

A mikrohullámú mérőműszerek megbízhatóságával *Almássy György* [6] foglalkozott.

Az üzemi és laboratóriumi műszerek megbízhatósága annak a valószínűsége, hogy *a)* az esetleges meghibásodást használatba vétel előtt felismerik, *b)* a készülékek használat közben nem hibásodnak meg.

Az IEC TC 56 bizottságának 56/CO/3 tervezete szerint bevezetésre kerül a műszerek használati megbízhatóságának a fogalma. A használati megbízhatóság annak a valószínűsége, hogy az egység, amelynek ismert saját megbízhatósága van, meghatározott ideig eleget tesz az előírt követelményeknek, adott ergonomiai és karbantartási viszonyok mellett (karbantartás, felszerelés, szállítási körülmények, tárolás stb.).

A meghibásodott egység vagy elektromos, vagy mechanikai alkatrész lehet. Különösen kényesek a gyakran bontott csatlakozók. A csatlakozók kezelése is lényegesen befolyásolja azok megbízhatóságát. A precíziós koaxiális csatlakozók (pl. Prezifix APC 7) különlegesen gondos kezelést igényelnek. A nemzetközi szabványajánlásban (IEC 154) szereplő csőtápvonal csatlakozók vastagsága sem kielégítő gyakori szétszerelés-összeszerelés esetén.

A mikrohullámú mérőműszerek használati megbízhatósága lényegesen fokozható, ha lehetőség van minden mérés előtt a mérőberendezés gyors ellenőrzésére.

Vobulátorral működő, széles frekvenciasávban használható, impedancia, illetve állóhullámarány-mérő készülékek gyors ellenőrzésére használható ellenőrző eszköz nyert ismertetést. Exponenciális megbízhatósági törvényt feltételezve a mérőberendezés megbízhatósága R

$$R = e^{-\lambda\tau}$$

érték alá nem csökken, ahol τ az ellenőrzéshez és a méréshez szükséges időértéke megfelelő ellenőrző eszközt és vobulátort alkalmazva percekre csökkenthető.

Schlitter R. [7] ismertette azokat a fogalmakat, amelyeket valamely rendszer megbízhatóságának jellemzésére a megbízhatóságon kívül eddig bevezettek. Ezek végleges értelmezése nemzetközi szinten még nem történt meg. Ilyen fogalmak pl. a két meghibásodás között eltelt idő várható értéke, használhatóság, aktív javítási idő, karbantarthatóság stb. A számított és mért értékek összevetésének hasznosítása és újabb rendszerek tervezésekor történő felhasználása is ismertetésre került.

Kerekasztal-megbeszélés

A rendszerek megbízhatóságát alkatrészeik paramétereinek megváltozása határozza meg. A nagyszámú érdeklődő jelenlétében megtartott megbeszélésen 3 bevezető előadás hangzott el. Almássy Gy. vitaindító szavai után *Géher K. a toleranciaérzékenység kérdésével foglalkozott.* Ismertette a tolerancia vizsgálati módszerekre kidolgozott eljárását, az optimális tolerancia eloszlás meghatározási módszereket. *Skultéti L.: Aktív áramkörök tűréshatára és az áramkörök megbízhatósága* című előadásában a degradációs meghibásodást jelentő végparaméter toleranciákat vizsgálta. Aktív áramköröknél a környezeti hatások is jelentősek. A vizsgálatok célja a meghibásodás szempontjából optimális végtolerancia eloszlás meghatározása. *Roska: Tűrésérzékenység meghatározása számítógéppel* című előadása a toleranciaérzékenység számítási módszereivel foglalkozott és egy, erre a célra kidolgozott program főbb vonásait bemutatta.

A bevezető előadásokat élénk vita követte, amelyek során a felszólalók (pl. Firkovicz, Lengyelország) az ismertetett módszerek alkalmazása során nyert tapasztalatok iránt érdeklődtek.

Dr. Almássy György

Előadások a 193. oldalon.

Félvezető eszközök és integrált áramkörök megbízhatósága

Az aktív elemek megbízhatóságával foglalkozó szekcióban a vákuumtechnikai eszközök, félvezető eszközök és integrált áramkörök megbízhatóságát, az ezzel kapcsolatos kérdéseket tárgyalta a szimpózium. A vákuumtechnikai eszközökkel foglalkozó előadások a Híradástechnika előző számában már ismertetésre kerültek. Itt most csak azokat az előadásokat ismertetjük, melyek a félvezető eszközök és integrált áramkörök megbízhatóságát vizsgálták. Közöljük a legfontosabb eredményeket és megállapításokat.

E téma-területen a következőképpen célszerű csoportosítani a feladatokat:

1. Hiba-mechanizmusok fizikai, kémiai problémái.
2. Félvezető anyagok és eszközök hibáinak mérése, vizsgálata.
3. A hiba-mechanizmusok és a megbízhatóság kapcsolata.
4. Félvezető eszközök és integrált áramkörök megbízhatóságának általános problémái.
5. Félvezető eszközök élettartamának, megbízhatóságának vizsgálata. Mérőkészülékek, automaták.

Természetesen az előadások gyakran olyan felépítésűek, hogy egynél több problémacsoportot érintenek. Ilyenkor azt vettük alapul, hogy a legfontosabb eredmények alapján mely csoportba sorolható a szóban forgó előadás.

A szimpózium alkalmából kerekasztal-vitát is rendeztünk, a tranzisztorok második letöréséről. Erről is részletesen beszámolunk. Először azonban az előadásokat ismertetjük a fenti felosztásnak megfelelően.

Hiba-mechanizmusok fizikai, kémiai problémái

E témakörben elhangzott előadásokat két alcsoportba oszthatjuk. Az egyik az alapanyag, a másik az eszközhibákat és az ezekkel kapcsolatos fizikai, kémiai jelenségeket foglalja magában. Az alapanyag kérdésekkel három nagyon érdekes, értékes hazai előadás foglalkozott.

Nagy László és *Vértesy Miklós* [1] előadásunkban azt ismertették, hogy a diffúzáns-anyag felületi koncentrációja hogyan hat a nagyfrekvenciás szilíciumdiódák fontosabb jellemzőire (letörési feszültség, levágási frekvencia, soros ellenállás, záróréteg kapacitás). A dióda levágási frekvenciája fordítva arányos a soros ellenállással és a záróréteg kapacitással. A soros ellenállás a diffúzáns anyag felületi koncentrációjától, az adalék-anyag koncentrációjától és az átmenet mélységétől függ. Ha a felületi koncentráció megnő, a soros ellenállás lecsökken, az adalék-anyag eloszlás gradiense nagyobb lesz. A levágási frekvencia íly módon növelhető, azonban a diffúzáns anyag felületi koncentrációját nem lehet korlátlanul növelni. A szerzők vizsgálatai szerint, kb. $2 \cdot 10^{20}$ atom/cm^3 felületi sűrűség felett, a kristály-hibák képződésének valószínűsége rohamosan megnő. A számos kristályhiba a dióda letörési feszültségét erősen csökkenti és a zárókapacitásban, valamint az áramfeszültség karakterisztikában instabilitásokat okoz. A szerzők által elvégzett kísérletek azt mutatták, hogy ha a diffúzáns anyag felületi sűrűsége nagyobb mint $2 \cdot 10^{20}$ atom/cm^3, százalékosan több diódánál tapasztalható nagymértékű letörési feszültség-csökkenés, mint ennél alacsonyabb felületi koncentrációjú diffúzió esetén. A dióda levágási frekvenciája mint már láttuk a záróréteg kapacitással is fordítva arányos. Ha soros ellenállást a felületi koncentráció növelése révén csökkentjük, az adalék-anyag-eloszlás gradiense megnő. A záróréteg kapacitás — diffúzióval készített átmenetek esetében — az eloszlás gradiensével van szoros kapcsolatban, mégpedig növekvő gradiensnél a záróréteg kapacitás is növekszik. Mindazonáltal a felületi koncentráció emelése a levágási frekvenciát növeli.

Kormány T., *Vértesy M.*, *Varga M.*, *Nagy L.*, *Fetter L.* [2] szerzők úgyszintén a nagyfrekvenciás szilícium diódák előállításával kapcsolatos hibamechanizmusokat vizsgálták. Előadásukban arról számoltak be, hogy a szilícium diódák készítéséhez használt félvezető szeletek felületi kikészítésének különböző módszerei hogyan hatnak a diódák jellemző tulajdonságaira. A félvezető szeletekkel végzett különböző mechanikai műveletek alapvető fontosságúak az eszköz-gyártásban. Az ideális mechanikai megmunkálásoktól a következőket kell elvárnunk: minimális felületi roncsolódás, a szennyezések hiánya, a kívánt mechanikai toleranciák betartása. A szerzők n-típusú, alacsony fajlagos ellenállású szilícium egykristály szeleteket vizsgáltak meg abból a szempontból, hogy a különböző felület-kikészítési módszerek alkalmazása után milyen szennyező atomokat és milyen mértékben találhatunk a félvezető szeletek felületén és a térfogatban. A következő szennyező anyagok koncentrációját mérték meg: alumínium, réz, arany, vas és nátrium. A mérések elvégzéséhez spektroszkópiai és neutron-aktivációs módszereket használtak. Az eredményeket táblázatba foglalva részletesen ismertették az előadás alkalmából, de ezek szerepelnek a nyomtatott szövegben is. E rövid összefoglalásban nem tudunk kitérni ezek részletes tárgyalására, azonban itt szeretnénk felhívni a téma iránt érdeklődők figyelmét ezen nagyon értékes eredményekre. Erről a fontos kérdésről mindeddig viszonylag keveset tudtunk. A félvezető eszközök minőségének javítását, a megbízhatóság növelését tekintve ez egyike a legfontosabb feladatoknak.

Nagyon meggyőzőek a szerzők azon kísérleti eredményei is, melyek a letörési feszültség és a felületi kikészítési módszerek közötti összefüggésre mutatnak. Ha a félvezető szeleteken a mechanikai műveleteken kívül kémiai marást is végeztek, az epitaxiális felépítésű diódák letörési feszültsége nagyon jelentősen emelkedett azon esethez viszonyítva, amikor csak mechanikai kikészítést alkalmaztak. Az előadás másik részében a mechanikai műveletekkel kapcsolatos felületi roncsolódásról hallottunk. A mechanikai kikészítés a félvezető szeletek felületi rétegeinek roncsolódását okozza, melynek mértéke függ az alkalma-

zott technológiától. A felületi rétegben rugalmasan feszített tartományok, diszlokációk és diszlokációs hálózatok keletkeznek. A szerzők azt is megvizsgálták, hogy a roncsolódás milyen vastag rétegben lép fel. Azt találták, hogy ez függ az anyag fajlagos ellenállásától, az adalék-anyagtól. Minél alacsonyabb a fajlagos ellenállás, annál mélyebbre hatol az elroncsolt felületi réteg. Méréseik szerint a 0,02...0,003 ohmcm fajlagos ellenállású szeletekben a károsodott réteg vastagság 35—60 μm. Mindezek alapján azt mondhatjuk, hogy a félvezető eszközök gyártásában különleges figyelmet kell fordítani a félvezető lapkák felületi kikészítésére. A mechanikai műveleteket úgy kell végrehajtani, hogy ez a lehető legkisebb roncsolódást okozza. A szerzők további vizsgálatokat fognak végezni azzal kapcsolatban, hogy a mechanikai műveleteket között végzett marás mennyire hatásos, illetve fontos.

A különböző hibamechanizmusok között a legnagyobb problémát a félvezető eszközök „második letörése" jelenti. A következőkben három olyan előadást ismertetünk, melyek ezzel foglalkoznak.

H. A. Schafft [3] a tranzisztorok második letöréséről tartott nagyon érdekes előadást. A szerző e témában az egyik legismertebb szaktekintély. A második letörés lényege a következő. Ha a tranzisztorra impulzusüzemben nagy teljesítményt adunk, valamely adott teljesítmény felett a tranzisztorban folyó áram áram eloszlása megváltozik. Az áram valamely meghatározott tartományra igyekszik koncentrálódni. E folyamat következtében forró pont keletkezik, mely általában az eszköz tönkremenetelét okozza. A teljesítmény impulzus kezdete és a második letörés bekövetkezése között időkésés jelentkezik, mely késleltetési idő a tranzisztortól és az impulzus teljesítményétől függ. Minél nagyobb ezen késleltetési idő (τ) és az impulzus-teljesítmény (P_{SB}) annál nagyobb a tranzisztor ellenállóképessége a második letöréssel szemben, melyet számszerűen a

$$E_M = P_{SB}\tau$$

energiával lehet megadni. A tranzisztor konstrukció, a belső struktúra megfelelő kialakításával valamint az impulzus igénybevételi terület helyes megválasztásával tudjuk a második letöréssel szembeni ellenállóképességet növelni. A szerző az előadás nyomtatott szövegében részletesen tárgyalja a legfontosabb elméleti kérdéseket. Kitünő áttekintést ad a témáról.

Az előadás első részében a második letöréssel kapcsolatos elektromos és fizikai jellemzőkről hallottunk. Itt érdemes megemlíteni a forró pontok kimutatásának azt a módszerét, mely a cink-kadmium-szulfidfoszfor hőfok-érzékenységét használja fel. A vizsgálandó planáris tranzisztor emitterét ezen lumineszkáló anyaggal vonják be, melyre ultraviola-sugárzást bocsájtanak. A forró pontokban elsötétedés következik be.

A továbbiakban a második letörés megindításában szerepet játszó különböző mechanizmusokról volt szó, melyek a következőek:

1. Pinch-in hatás (áram befűződés).
2. Oldalirányú termikus instabilitás.
3. A második letörés megindulásához tartozó, kritikus hőmérséklet (Triggering temperature, intrinsic temp.).
4. A szabad töltéshordozók hatása.

Valószínű, hogy a második letörés kialakulásában a fenti mechanizmusok együttesen szerepet játszanak. Nem lehet csak az egyik vagy a másik mechanizmust a második letörésért felelőssé tenni.

Végül ki kell hangsúlyozni, hogy a második letörést teljesen kiküszöbölni jelenleg nem tudjuk csak csökkenteni lehet kialakulásának valószínűségét. Ezért e kérdéssel nemcsak az eszköztervezőnek, gyártónak kell foglalkoznia, hanem az áramköri felhasználóknak is. Az utóbbiaknak nemcsak a biztonságos működés tartományára vonatkozó előírásokat kell ismerniük, hanem az ezzel kapcsolatos kérdések belső tartalmát is, hogy a legtökéletesebb működést és megbízhatóságot elérhessék.

A második letöréssel foglalkozott előadásában *Kocsis M.* is [4]. A második letörés mechanizmusának megértésében a legtöbb problémát az okozza, hogy rendkívül bonyolult, nagyon összetett jelenségről van szó. A szerző egy olyan viszonylag egyszerű modellt javasol a második letörés leírására, mely várhatóan kielégítő eredményeket képes szolgáltani. E modellt alkalmazva az eddig ismert vizsgálati eredményekben jelentkező különböző ellentmondásokat is fel lehet oldani. Például a forró pontok hőmérséklet-időfüggvénye e modell szerint kétféle lehet. Az egyik esetben a második letörés késleltetési ideje (τ) a kollektor átmenet hőidő-állandójával azonos nagyságrendű, (alacsony frekvenciás, széles bázisú tranzisztorok) a másik esetben (nagyfrekvenciás, keskeny bázisú tranzisztorok) ennél sokkal kisebb is lehet. A forró pont hőmérsékletének számításában az alapkristály hővezetőképességének hőfokfüggését figyelembe véve újszerű eredményekre jutunk. Kiderül, hogy az eddig ismert összefüggések hibásak, és a tényleges hőmérsékletnél jóval alacsonyabb hőmérsékletet adnak. Ez is döntő lehet a második letörés jelenségeinek magyarázatában.

Ezután a különböző elektromos és termikus jelenségekről volt szó, majd a második letörés alatti folyamatokat tekintette át az előadó. Végül ismertette a második letörés megindításában alapvető szerepet játszó egyenlőtlen árameloszlás okait. Ezek a következőek:

1. Az áram zajszerű ingadozása.
2. Az emitter-perem hatás.
3. A töltéstárolási jelenségek kapcsoló üzemben.
4. A lavinaletörési jelenség.
5. Belső struktúra hibák.

E témakörhöz kapcsolódik *Kocsis M.* és *Saufert J.* nagyfeszültségű félvezető diódák tönkremenetelével foglalkozó előadása [5]. Azt tapasztalták, hogy ha a diódákra nagy zárófeszültség lökéseket adtak, a vizsgált diódák egy adott hányada tönkrement. A lavina letörési feszültség mérése (impulzus üzemi mérés, néhány mA áramnál) nem vezetett eredményre. A részletesebb vizsgálatok azt mutatták, hogy a zárófeszültség-lökésre azok a diódák érzékenyek, melyeknek zárókarakterisztikájában, valamely adott feszült-

ségnél éles törés jelentkezik. A tönkremeneteli folyamat — a vizsgálatok szerint — a nagy zárófeszültség lökés és a dióda kikapcsolási tranziens folyamatának együttes hatására lép fel. A töréspontot megközelítő vagy azzal azonos amplitúdójú zárófeszültség impulzus hatására a dióda kikapcsolásának tranzienseiben különböző rendellenességeket lehetett megfigyelni oszcilloszkóp segítségével. Mérési eredményeik szerint a kritikus zárófeszültség (az a feszültség, ami a kikapcsolásban rendellenességet okoz) a diódán átfolyó nyitóáramtól is függ. A vizsgált diódáknál a kritikus zárófeszültség kb. 50—100 mA felett már független a nyitóáramtól. Ezen áramérték alatt a kritikus zárófeszültség növekszik. Az elméleti és kísérleti eredmények alapján azt mondhatjuk, hogy a diódák tönkremenetele elkerülhető, ha az üzem közben fellépő zárófeszültséglökés sokkal kisebb a zárókarakterisztika törésponti feszültségénél. Természetesen a normális lavina letörés esetében a zárókarakterisztikában nem jelentkezik az itt említett éles törés.

Félvezető alapanyagok és eszközök hibáinak mérése, vizsgálata

Lőrinczy A., Németh M., Németh T., Szigeti Gy. [6] szerzők a mechanikai feszültség egy bizonyos fajtájának kimutatásáról számoltak be. Vizsgálataikat germánium alapanyaggal végezték el. A félvezető anyag jellemzőit erősen befolyásolják a belső mechanikai feszültségek. Természetesen ennek megfelelően a félvezető eszközök elektromos paraméterei is megváltoznak. Ezért nagyon jelentős minden olyan vizsgálat, ami valami módon alkalmas a belső mechanikai feszültségek kimutatására. Ezen előadás különösen azért érdemel komoly figyelmet, mivel viszonylag egyszerű módszert ismertet, a mechanikai feszültségek és az ezekkel kapcsolatos alapanyag hibák kimutatására. A szerzők vizsgálatai szerint az alacsony és nagy áramsűrűségnél végzett anódikus maratással különböző jellegű hibákat lehet kimutatni. Alacsony áramsűrűségnél (néhány mA/cm²) a felületen képződő marási gödrök és az alapkristály diszlokációs marási gödrök között azonosságot lehet megállapítani. Nagy áramsűrűségnél (10 mA/cm² felett) a fenti összefüggés megszűnik. A diszlokációkat nem lehet felismerni viszont néhány nagy marási gödör tűnik fel. Ezek kétféle eredetűek lehetnek. Az egyik fajta azzal kapcsolatos, hogy az alapkristályban az anyag bizonyos pontokban felhalmozódik. A másik esetben közvetlenül a belső mechanikai feszültség okozza a nagy marási gödröt. Érdekes az az eredmény is mely szerint az a kritikus áramsűrűség ami felett a diszlokációk nem jelentkeznek, annál nagyobb minél nagyobb az n-típusú anyag fajlagos ellenállása; p-típus esetében éppen fordított összefüggés érvényes.

Megállapításaik szerint a mechanikai feszültség és az alapanyag paraméterek közötti összefüggéseket figyelembe kell venni a különböző mérőtűk alkalmazásánál, hiszen azok valamely meghatározott nyomást gyakorolnak a mérendő alapkristályra.

Végül fel kell hívni a figyelmet arra, hogy az ismertetett új módszer nagyon előnyösen használható az alapanyagokban rejlő különböző hibák kimutatására. A félvezető eszközök paramétereinek javítása a megbízhatóság növelése érdekében helyes lenne e módszer mielőbbi gyakorlati bevezetése.

Hidas Gy., Ambrózy A. [7] előadásukban a félvezető eszközök felületi hibáinak zajmérés segítségével történő vizsgálatával foglalkoztak. Az elektronikus eszközökkel szembeni megbízhatósági követelmények egyre nagyobbak. Ezért nagyon hosszú ideig kell üzemeltetni az eszközöket, hogy megbízható adatokat kapjunk az eszközök várható élettartamáról. Ezen okok miatt egyre inkább előtérbe kerülnek azok a módszerek, melyek a hibák fizikai eredetének felderítésére alkalmasak. A félvezető eszközökben jelentkező alacsonyfrekvenciás (flicker) zaj a lassú felületi állapotokkal van szoros kapcsolatban, melyek az eszközök élettartamát főképpen meghatározzák. A szerzők által kidolgozott vizsgálati módszer szerint a tranzisztor emitter és kollektor diódáin zajfeszültséget kell mérni. Ez az eddig ismert mérőműszerekkel nem lehetséges mivel kb. 100 nV nagyságrendű feszültségeket kell mérni. Az általuk kidolgozott és a gyakorlatban is bevált újszerű készülékre találmányi bejelentést tettek. Érdemes még megemlíteni, hogy a készülék telepek zajának mérésére is használható. A szerzők ötvözött, mesa és planáris tranzisztorokat vizsgáltak meg. Az emmitter és kollektor diódák nyitó és záró előfeszítéséhez tartozó zajfeszültséget egyaránt megmérték. Ezután a tranzisztorokat két különböző hőciklusnak vetették alá, majd ismét mérték a zajfeszültséget. Az eredmények azt mutatták, hogy mindkét hőciklus esetében degradáció lépett fel. Különösen erősen változott az emitter dióda nyitóirányú előfeszítéséhez tartozó flicker-zaj...

Az alacsony teljesítményű mesa tranzisztorok emittere általában nagyon kicsi. Ezért, valamint egyéb technológiai okok miatt az áramerősítési tényező némelykor erős szórást mutat. Az emitter dióda zaját vizsgálva megállapítható, hogy az alacsonyáramú áramerősítési tényező nincs szoros kapcsolatban a zajtényezővel. Az azonban látható, hogy minél nagyobb a felületi rekombináció annál nagyobb az átmenet zaja és annál kisebb a áramerősítési tényező. Szilícium planáris tranzisztoroknál, a bázisáram

$$I_B = I_2 \exp\left(\frac{q\,U_{BE}}{m\,kT}\right)$$

alakban írható fel, amint az az irodalomból ismeretes. A vizsgálatok szerint kapcsolat van a zajtényező és az m-faktor, azaz a felületi rekombináció és az m-faktor között.

Az elkészített berendezés segítségével a záróirányban előfeszített diódák zaja is vizsgálható és a mikroplazma jelentkezését jól lehetett indikálni.

A hiba-mechanizmusok és a megbízhatóság kapcsolata

J. Kolodziejski [8] a félvezető eszközök hibamechanizmusait analizálta. A hibák okai főként a következőek lehetnek: anyaghibák, a technológiai és a konstrukció hibái, valamint az elektromos, termikus és mechanikai igénybevétel által okozott hibák. Ezek következtében változások léphetnek fel a „molekuláris" struktúrában melyek az eszköz makroszkopikus

(kapocs) jellemzőinek, elektromos paramétereinek változásait vonják maguk után. Ez utóbbiak azonban nem jelzik érzékenyen a belső mikroszkopikus változásokat. Az előadás első részében az Arrhenius egyenletből indult ki. Megemlíti Young és Mason cikkét, melyben az Arrhenius törvényt n-p-n planáris tranzisztorokra alkalmazták az említett szerzők. E modell alapján az I_{CES} visszáram és a h_{FE} áramerősítési tényező degradációját magyarázni lehetett.

A gyorsított vizsgálatokban a következő paramétereket kell mérni: záróáram, áramerősítési tényező, $1/f$ zaj alacsony frekvencián, letörési feszültség, kapcsolási idők. Egyik következtetésében a szerző kijelenteni, hogy a Weibull-eloszlás alkalmazásával kapcsolatos kérdéseket elméletileg és kísérletileg egyaránt tovább kell vizsgálni.

Félvezető eszközök és integrált áramkörök megbízhatóságának általános problémái

Valkó I. Péter [9] előadásában az elektronika legújabb, legnagyobb jelentőségű területének a mikroelektronikának megbízhatósági problémáival foglalkozott. A tranzisztorok és integrált áramkörök technológiájának hatalmas fejlődése következtében az alkatelemek megbízhatósága rendkívüli módon növekedett s még további javulás várható a jövőben. Az elektronikus berendezések élettartamát így új módon kell meghatározni; a hasznos élettartam attól függ mikor válik előnyösebbé (a gazdaságosság, termelékenység, minőség szempontjából) az új berendezés munkába állítása a régi helyett. A számítógép-ipar, az automatizálási technika területén ez az idő jelenleg 5—10 év, ami közelítőleg 50 000 óra folytonos működést jelent. Ez a mai legkorszerűbb alkatelemek megbízhatóságát tekintve nagyon rövid, tehát a hasznos élettartam alatt a hibák száma alacsony. Számunkra az a fontos; mennyi lehet a hasznos élettartam alatt fellépő összes hiba? Erre a kérdésre kísérletileg lehet választ adni. Két út kínálkozik. Az egyik, nagyszámú mintát vizsgálni rövid ideig, a másik mód a gyorsított vizsgálat, megnövelt igénybevétel mellett. Az előadó a továbbiakban matematikailag is tárgyalta mindkét módszert. A gyorsított vizsgálatokban az Arrhenius törvényt tekintjük kiindulási alapnak. Ezután arról hallottunk nagyon érdekes fejtegetéseket, hogy a mikroelektronika különböző technológiai lépései mennyiben statisztikus jellegűek. Szigorúan véve, meg kellene határozni — számítógép segítségével — minden technológiai lépés statisztikai toleranciáit és az adott technológiához tartozó megengedhető legkisebb méretet. E megállapítások teljesen újszerűek s az irodalomban eddig nem szerepeltek.

Még a legtökéletesebb technológia mellett is lehetséges, hogy a jó példányokhoz, korai kiesést mutató félvezető eszközök, ill. integrált áramkörök keveredjenek. A megbízhatóság további növelése miatt ezért nagy jelentősége van a különböző szűrővizsgálatoknak, melyek azonban csak akkor hatásosak, ha 100%-os vizsgálatot alkalmazunk. Ezek a következőek: mechanikai vizsgálatok, topológiai módszerek, (röntgensugaras vizsgálat, infravörös mikroszkópia, „scanning-electron-microscopy"). Mindkét módszer automatizálható. Segítségükkel a potenciál- és hőmérsékleteloszlás is jól megfigyelhető. Jelenleg a megfigyelő személy szerepe nagyon lényeges ezen eredmények kiértékelésében. Az integrált áramkörök gyártásában ezért e módszer állandó jelleggel nem használható, csak akkor ha különlegesen nagy megbízhatóságot kívánunk elérni és a gazdaságossági szempontoktól eltekintünk.

A félvezetős integrált áramkörök minőségi, stabilitási és megbízhatósági kérdéseivel foglalkozott *H. Koschel* [10] előadása. A legkorszerűbb logikai áramkörök TTL-rendszerűek. Az előadásban elsősorban ezekről hallottunk. A fő cél a minőség, megbízhatóság javítása. Ennek érdekében a leggyakoribb hiba okokat a kontaktus problémákat kell kiküszöbölni.

Az elektronikus készülékgyártó ipar minőségi igényei, a komplexitás növelésére irányuló tendenciák azt követelik, hogy növeljük az egyetlen szilíciumlapkán levő áramkörök számát. Ennek előnyei a következők: a szomszédos — azonos funkciójú — elemek karakterisztikája is azonos, lényegesen csökken a vezetékek hosszúsága és a kontaktusok száma.

Értékesek azok az eredmények, melyek a TTL kapuk jel-késleltetési időinek változását mutatják az idő függvényében kb. 500 óránál minimum, ill. maximum jelentkezik. 2000 óra üzemidő felett már nincs változás. Figyelemre méltó az integrált áramkörök minőség ellenőrzésének, vizsgálati módszereinek ismertetése is.

C. H. Gladüs és *J. Oleskevics* „Weibull eloszlásfüggvény a félvezető eszközök megbízhatósági analízisében" címmel számolt be eredményeiről [11].

A megbízhatósági adatok számszerű kiértékelésében az exponenciális eloszlás csak nullad-fokú közelítésnek tekinthető. A szerzők ötvözött és ötvözött-diffúziós tranzisztorokat vizsgáltak. Ennek alapján jutottak arra az eredményre, hogy a Weibull eloszlás használható az elektromos disszipációra igénybevett félvezető eszközök élettartam-eloszlásának leírására.

Szilícium planáris tranzisztorok gyorsított megbízhatósági vizsgálataival foglalkozott *K. Tomasek* [12]. A planáris, planáris-epitaxális tranzisztorok hibamechanizmusai nagyon lassúak, tehát a szokásos megbízhatósági vizsgálatok különböző műszaki és gazdasági nehézségekbe ütköznek. Ezért gyorsított vizsgálatokat kell végezni. A szerző szilícium, planáris-epitaxiális tranzisztorokon végzett el ilyen vizsgálatokat, melynek eredményét analizálta a hőmérséklet és disszipáció szempontjából. (A nyomtatott szövegben csak az előadás rövid kivonata jelent meg.)

J. J. Barlic előadásában a félvezető eszközök hibaeloszlását analizálta [13] (ezen előadás anyaga nem szerepel a szimpózium által kiadott kötetekben). A félvezető eszközök élettartama három szakaszra osztható fel. Az első a korai degradáció, hibák szakasza, amikor a hibaarány magas, de csökkenő tendenciájú. A második szakaszban a hibaarány állandó s viszonylag alacsony. Végül a harmadik időszakaszban a hibaarány ismét növekszik. A felhasználók elsősorban a második és harmadik szakasz jellemzőire kíváncsiak. A gyártók számára viszont az első időszakasz a legfontosabb. A szerző diffúziós típusú, nagyfeszültségű

szilícium diódákat vizsgált. Az eszközökön letörési feszültséget és visszáramot mért. Az általa alkalmazott módszerekkel a kezdeti paraméter eloszlás alapján meg lehet becsülni, mely eszközök fognak kiesni az élettartam első időszakaszában.

Félvezető eszközök megbízhatóságának vizsgálata Mérőkészülékek, automaták

Kemény Á. „Félvezető egyenirányítók élettartam vizsgálata energiatakarékos szintetikus áramkörökkel", [14] című előadásában számolt be eredményeiről.

Az ismertetett módszerek az ohmos terhelésű, ill. a kapacitív bemenetű szűrőkörös, egyutas hálózati egyenirányítók üzemét szintetizálják a nyitó- és záróirányú utak, tirisztorkapcsolóval való szétválasztása útján. Ezáltal szükségtelenné válik a csúcszárófeszültséggel megegyező amplitúdójú transzformátor alkalmazása a nyitó félperiódus áramának előállítására. Így a probléma kb. 10...15 Vp transzformátor feszültséggel megoldható. A szintetikus kapcsolások energia megtakarítása így $U_{RP}/10$ V, mely a nagyfeszültségű egyenirányítóknál közelítőleg két nagyságrendet jelent. A kapacitív bemenetű szűrőkörös kapcsolást kioltott tirisztorral lehet megvalósítani a periódikus csúcsáramvizsgálat céljaira. Az egyetlen különbség a szokványos és a szintetikus kapcsolások jellegzetes hullámformája között a nyitó és záró félperiódusok közötti átmenetben létrejövő rekombinációs áramtranziens hiánya a szintetikus módszernél. Ez azonban olyan kis energiájú a nyitó- és záróirányú veszteségi teljesítményekhez képest, hogy a vizsgált eszközök degradációjára nincs hatással.

Az előadásban ismertetésre kerültek 0,5 és 20 A közötti félvezető egyenirányítók maximális átlagáram vizsgálatára, ill. 0,5—1,5 A-es tv egyenirányítók periódikus csúcsáram vizsgálatára alkalmas berendezések.

Márkus J., Kemény Á. „Automatikus vizsgáló rendszer tranzisztorok megbízhatósági vizsgálatára" [15]. Az előadás a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézetben kialakított vizsgáló rendszer mérőegységét ismerteti. A megbízhatóság vizsgálatára szolgáló berendezésekben a tranzisztorok tízes csoportokban kerülnek mérésre. A teljes rendszernek az a feladata, hogy az összes, a vizsgálat során kapott feladatokat automatikus, számítógépes feldolgozásra alkalmas formába adja meg. Így mind a tartós terhelés ideje alatti katasztrófális hibák kijelzése, mind pedig a számszerűen mért paraméter értékek a megfelelő automatikai rendszeren keresztül lyukszalagra nyomtatva jelennek meg, amelyek az adott programozással, számítógépen közvetlenül a megbízhatósági adatokat adják.

A mérőautomatika két fő egységből áll. Ezek a következők, vezérlő és mérőrendszer. A vezérlő egység — a beállításnak megfelelően — először az első tranzisztoron végig méri az összes paramétert, majd egymás után a többi tranzisztort hasonló módon méri vagy az első paraméterre leméri az összes tranzisztort s ezután a többi paramétert. A léptetést digitális logikai egységek, a kapcsolást nagy megbízhatóságú reed-jelfogók végzik. A mérőrendszer fiókos (subrack) kiképzésű, így a mérendő paraméterek sorrendjét egyszerűen a behelyezési sorrenddel lehet meghatározni. A mérendő paraméterek számát a digitális rendszerben alkalmazott visszacsatolással 1 és 10 között tetszőlegesen határozhatjuk meg. Természetesen van mód egy-egy tranzisztor mérésére is, amikor a berendezés egyetlen tranzisztoron méri le az összes paramétert.

Kerekasztal-megbeszélés

A szimpózium szervező bizottsága nagy jelentőséget tulajdonított a kerekasztal megbeszéléseknek. A félvezető témában az egyik — sajnos még ma is aktuális — fontos kérdés a félvezető eszközök második letörése. 1968. okt. 16-án du. e kérdés megvitatására ült össze a külföldi és hazai szakemberek népes csoportja. A vitát H. A. *Schafft* (Institute for Applied Techn. National Bureau of Standars. USA) és *Dr. Valkó I. Péter* egyetemi tanár, a műszaki tudományok doktora vezette.

Bevezetőként három vitaindító előadás hangzott el. *H. Koschel* a termikus problémákat, *D. Gerstner* a második letörés elkerülésének néhány módszerét, *Kocsis M.* a második letöréssel kapcsolatos még jelenleg is megoldatlan kérdéseket tárgyalta. Az előadásokat élénk vita követte. Az érdeklődés olyan nagy volt, hogy még a következő napok délelőttjein is folytatódtak a megbeszélések.

A következőkben ismertetjük a kerekasztal vita eredményeit, fontosabb megállapításait.

A második letörés mechanizmusának lényege

Ha a félvezető eszközökben az egyenletes árameloszlás — a leggyakrabban impulzus üzemben — valamely ok következtében megváltozik, a belső pozitív jellegű termikus visszacsatolás és/vagy különböző elektromos hatások miatt olyan folyamat indulhat meg, ami az egyenlőtlen árameloszlást fokozza. Ennek következtében az eszközön átfolyó áram az eredeti, hatásos keresztmetszetnek valamely adott tartományára igyekszik koncentrálódni. E folyamat legtöbbször forró pont kialakulásával jár együtt, ami az esetek nagy részében az elektromos paraméterek változását vagy az eszköz teljes tönkremenetelét okozza. A második letörés lényege tehát az áramkoncentrálódás. A kollektor áramkollektor feszültség karakterisztikában jelentkező változások, ill. impulzusüzemben a kollektor zárófeszültség ugrásszerű lecsökkenése nem feltétlenül második letörést jelent. Ezt egyszerű termikus folyamat is létrehozhatja egyenletes árameloszlás mellett, mely ebben az esetben nem okozza az eszköz tönkremenetelét. Az eddigiek alapján a második letöréssel kapcsolatos főbb problématerületek, feladatok a következőek:

1. Általános érvényű modell kialakítása, melynek alapján az összes eseteket magyarázni lehet.
2. A második letörés vizsgálatára és előrejelzésére alkalmas módszerek, készülékek kidolgozása.
3. A technológusok és eszköz-konstruktőrök számára olyan technológiai szabályok, konstrukciós megoldások, javaslatok kialakítása melyek a második letöréstől mentes tranzisztorok gyártását lehetővé teszik.
4. Az áramköri alkalmazás számára levonható következtetések, szabályok megállapítása. A megbízható működést biztosító kollektoráram-fe-

szültség igénybevételi területre és egyéb paraméterekre vonatkozó adatok szolgáltatása.

A szimpóziumon elhangzott azon előadások melyek a második letöréssel foglalkoztak főképpen az általános modelleket tárgyalták. Úgy gondoljuk, hogy ebben a kérdésben már többé-kevésbé egységes vélemény alakult ki. Első közelítésben a két-tranzisztoros modellt célszerű alkalmazni.

A 2. pont szerinti feladatokkal kapcsolatban a következő — ma már általánosan elfogadott — alapvető megállapításokból kell kiindulni. Bármilyen előrehaladást érünk is el a második letöréssel kapcsolatos kérdések megoldásában, e jelenséget a gyártási szórás, alapanyag hibák... stb. miatt teljesen kiküszöbölni nem lehet. Ez a megállapítás elsősorban a nagyteljesítményű, nagyfeszültségű nagyfrekvenciás tranzisztorokra érvényes. Ezért a különböző vizsgáló, előrejelző módszerekre most és a jövőben is mindig szükség lesz. A vita során ilyen vizsgáló eljárást ismertetett H. Koschel aki a hőellenállás változását mérte. A jelenlegi vizsgálati módszerek legfőbb hibája az, hogy a vizsgálat megváltoztatja az elektromos paramétereket, vagy tönkreteszi a tranzisztort.

A 3. pont szerinti feladatok megoldását tekintve az alábbiak betartása, a második letöréstől többé-kevésbé mentes tranzisztorok gyártásának szükséges előfeltétele:

1. Nagytisztaságú, belső hibáktól, káros szennyeződésektől, inhomogénitásoktól, belső mechanikai feszültségektől mentes alapanyag.
2. A diffúziós technológiai folyamatok nagyon gondos ellenőrzése, a különböző anomáliák kiküszöbölése.
3. Az emitter átmenet egyenletes injektálásának biztosítása, a megfelelő emitter-geometria megválasztásával. A nagyteljesítményű, nagyfrekvenciás tranzisztorokban a párhuzamosan kapcsolt emitter ágakba (pl. vékonyréteg) soros ellenállások beiktatása. A kollektor átmenet szélén a görbületi sugár növelése a helyi jellegű letörés veszélyének csökkentése céljából.
4. A nagyfeszültségű tranzisztorok, diódák esetében különösen gondos felületkezelés szükséges. Ezen eszközökben ugyanis a felületi letörés is megindíthat olyan folyamatokat melyek második letörést okoznak. Ekkor a felületi és a térfogati jelenségek együttesen szerepelnek a tönkremenetel folyamatában.
5. Termikus szempontból is optimális konstrukció kialakítása. Nyilvánvaló; arra kell törekedni, hogy a hőellenállás minél kisebb, a hőidőállandó minél nagyobb legyen. Ezzel kapcsolatban egy új irányzatról számolt be *H. A. Schafft*, mely szerint a kollektorátmeneten megjelenő hőmennyiséget két irányba vezetik el. Az eddig alkalmazott tranzisztor konstrukciók esetében csak a kollektor kontaktus irányában van hőelvezetés. Az új konstrukciójú tranzisztorokban a félvezető lapkának mindkét felülete egyformán tudja a kollektornál keletkező hőt elvezetni. E felépítéssel a hőellenállás a felére csökkenthető.
6. A nagyfeszültségű tranzisztorokba néha előnyös olyan védő diódák beépítése, melyek a lavina letörésben jelentkező befűződési jelenséget (pinch-in-effect) kiküszöbölik. Természetesen ez a megoldás a belső hibák miatt kialakuló második letörés ellen nem nyújt védelmet. Alkalmazása csak akkor hatásos, ha a nagyon magas szintű s jól kézben tartható technológia segítségével, az összes belső szerkezeti hibákat ki tudjuk küszöbölni.

A 4. pontban felsoroltakat tekintve, jelenleg a gyárak arra törekszenek, hogy pontosan megállapítsák és előírják azt az impulzus-igénybevételi áramfeszültség területet, melyen belül a tranzisztor üzembiztosan működik. (A paraméter az impulzusszélesség.) Az áramköri alkalmazóknak ezen előírásokat szigorúan be kell tartani. E kérdésekkel az előadások és a vita során *H. A. Schafft* és *H. Koschel* foglalkozott. A probléma méréstechnikai szempontból szoros kapcsolatban van a 2. pontban tárgyalt kérdésekkel.

Kocsis Miklós

ELŐADÁSOK

Elektronikus készülékek megbízhatósága

1. *R. C. Schmid:* Elektromos készülékeknél, berendezéseknél és rendszereknél használt megbízhatósági feltételekről
2. *H. Störmer:* Komplex rendszerek megbízhatósága
3. *Madas I.:* Katasztrofális hibák figyelembevétele logikai áramkörök és rendszerek tervezésnél
4. *Jutasi I.:* A szükséges megbízhatóság előírása és annak biztosítása az átviteltechnikai berendezéseknél
5. *Domokos Á.:* Megbízhatóság és repülésbiztonság
6. *Almássy Gy.:* Mikrohullámú mérőberendezések megbízhatósági kérdései
7. *R. Schliter:* Rendszerek inherens és alkalmazási megbízhatóságának jellemző paraméterei

Félvezető eszközök és integrált áramkörök megbízhatósága

1. *Nagy L., Vértesy M.:* A helyes felületi koncentráció érték kiválasztása nagyfrekvenciás diódák diffúziós p-n átmeneteinek előállításánál
2. *Kormány T., Vértesy M., Varga M., Fetter L.:* A felület előkészítési módszerek megválasztásának szempontjai nagyfrekvenciás szilícium diódák előállításánál. 218. old.
3. *H. A. Schafft:* Tranzisztorok második letörése
4. *Kocsis M.:* A második letörés elméleti problémái
5. *Kocsis M., Saufert J.:* Nagyfeszültségű félvezető diódák tönkremenetele impulzusüzemben
6. *Lőrinczy A., Németh T., Némethné, Szigethy Gy.:* A mechanikai feszültség egy fajtájának detektálásáról Ge-ban
7. *Hidas Gy., Ambrózy A.:* Félvezető eszközök hibásodási hajlamának vizsgálata zajmérési módszerek segítségével
8. *J. Kolodziejski:* Félvezető eszközök meghibásodási mechanizmusainak analízise
9. *Valkó I. P.:* Új szemlélet a mikroelektrónikai megbízhatóság tárgyalásában
10. *H. Koschel:* Monolitikus-szilícium integrált áramkörök minőségének, stabilitásának és megbízhatóságának helyzete
11. *Ch. Gladüs, J. Oleskevics:* Weibull eloszlásfüggvény félvezető eszközök megbízhatósági analízisénél
12. *K. Tomasek:* Szilícium planáris tranzisztorok megbízhatóságának gyorsított vizsgálatai
13. *J. Barlič:* Eloszlási analízis a megbízhatóság javítására
14. *Kemény Á.:* Félvezető egyenirányítók maximális átlagáram, periodikus csúcsáram tartós terheléses megbízhatóság vizsgálata szintetikus (energia megtakarító) kapcsolásokkal
15. *Márkus J., Kemény Á.:* Tranzisztorok megbízhatóságvizsgálatának automatizált rendszere

KÖNYVISMERTETÉSEK

Csét József—Dr. Héberger Károly—Pásztor Józsefné: *Villamossági irodalomkutatás*, Tankönyvkiadó, Budapest, 1969, ára 41,— Ft.

A könyv előszava szerint fő célja: a dokumentációt igénybe venni kívánó szakembereket a villamossági dokumentációs kiadványtípusok, kiadványok és az ezekben közreadott közlemények rengetegében segítse eligazodni.

Ismerteti a legfontosabb könyvtári szolgáltatásokat, eszközöket, és példák útján nyújt segítséget felhasználásukra vonatkozólag.

Részletes ismertetést ad a jelentősebb villamossági tárgyú referálólapokról, kézikönyvekről és folyóiratokról. Hasznos tanácsokat nyújt a szakirodalom jegyzetelésére vonatkozóan is.

A kiadvány használhatóságát növeli a részletes tárgymutató. A mű elsősorban az irodalomkutatás oktatását hivatott szolgálni, de tartalma alapján várható, hogy hasznos segítőtársa lesz minden műszaki szakembernek, aki tájékozódni óhajt a szakmai irodalomban.

Proceedings of the Third Colloquium on Microwave Communication Budapest, 19—22 Apr. 1966. Akadémiai Kiadó, 1968.

Bognár Géza akadémikus megnyitójából kitűnik, hogy hat szekcióban összesen 107 előadás hangzott el. Az előadások témájukat a hírközlő rendszerek elméletéből, a hálózatelméletből, az elektromágneses terek elméletéből, a mikrohullámú elektronika és mikrohullámú technika, valamint a mikrohullámú- és rendszermérések témaköréből merítették.

A hírközlő rendszerek közül a körkeresztmetszetű csőtápvonal H modusát felhasználó 30—40 GHz sávban működő berendezés problémáiról *(Barlow H. M.; Taheri S. H.)* a csőtápvonal inhomogenitásai miatti moduskonverzió okozta járulékos csillapításról *(Taheri S. H.; Barlow H. M.;* továbbá *Dmitrisenko V. M.; Iszajenko J. M.; Malin V. V.; Popova M. M.* valamint *Matvejev R. F.; Meriakri V.V.)* ennek csökkené tését szolgáló dielektromos réteg viselkedéséről *(Kazancev J. N.)* valamint a gerjesztést biztosító $H_{10}^{\square}$—$H_{02}^{\square}$—H_{01}^{0} folytonos átalakítóról *(Iszajenko J. M.)* hangzott el ismertetés.

A címkódrendszer problémáit *(Ács E.)*, valamint a troposzférikus terjedést felhasználó néhány száz km-t áthidaló rendszer vételi térerősségének elméleti és gyakorlati értékét vizsgáló előadások *(Simon J. C.* illetve *Koloszov M. A.; Lomakin A. N.)* mellett a rövidtávú összeköttetést biztosító 11 GHz és annál magasabb frekvencián működő rádiórelé berendezések lehetőségét és megbízhatóságát vizsgálták. *(Glaser W.*, ill. *Mansjeld W.)*.

A szélessávú mikrohullámú rendszerek közül részletes ismertetésre került az olasz 6 GHZ-es 2700 és a 4 GHz-es 1800 csatornás *(Meucci G. F.; Rudilosco C.)* és a Siemens 6 GHz-es 1800 csatornás berendezés és érdekesebb félvezetős áramkörei *(Seibt E.*, ill. *Kürzl A.)*. Több előadó foglalkozott a szélessávú berendezések egyik jellemző problémájával: szögmodulált jel lineáris és nemlineáris négypóluson való átvitelével *(Pribelszky Gy.)*, a fellépő intermodulációs zaj meghatározásával *(Róna P.*, ill. *Borodics Sz. V.)*, valamint a TV átvitelnél fellépő, az egyes áramkörök okozta, különböző jelalaktorzulásokkal *(Di Blasio G.; Valdoni F.* és *Smolinski A. K.)*, valamint *Bobesch H.)*.

A vizsgált átviteli csatorna megbízhatósági vizsgálatát az idősorok segítségével lehetett elvégezni *(Csibi S.)*. A detekció probléma új megközelítését az idősorok Hilbert-térben való vizsgálatával végezték *(Kailath T.)*.

Az elosztott paraméterű hálózatok elméleti vizsgálata is széles területet ölel fel. Az elosztott paraméterű hálózatok hálózatfüggvényeinek analitikus tulajdonságai *(Csurgay Á.)* csoportfutási idő függvényeinek viselkedése *(Carlin H. J.)*, távvezetékszakaszokból álló négypólus új számítási módja *(Uzsoky M., Frigyes I.)*, új hálózat-mátrix elosztott és koncentrált paraméterű négypólus leírására *(Kummer M.)*, elosztott paraméterű RC hálózatok vizsgálata *(Novák M.*, ill. *Braun J.)*, periódikusan terhelt távvezeték vizsgálata *(Perini J.*, ill. *Kerzsenceva N. P.)*, sztohasztikus jellel gerjesztett inhomogén távvezeték analízise *(Kaczorek T.)* került tárgyalásra. Nemlineáris elemet tartalmazó hálózat numerikus analízisét *Bondarenko V. M.* végezte el.

A hálózatelméleti kérdések mind elméleti, mind gyakorlati problémáival, valamint parametrikus rendszerekkel igen széles körben foglalkoztak. A hálózat-függvények elemértékekre való érzékenységét a komplex frekvenciatérben vizsgálták *(Géher K.)*, az időtérben való közelítést, illetve a módszer optimális szűrő tervezésére való felhasználását *(Vich R.*, ill. *Matthes C.)* végezték el. Szimmetrikus sávátereszto szűrő frekvencia-transzformációval való tervezését *(Baranyi A.)* ismertették. Sávátereszto szűrőnek parametrikus rendszerként való egyik realizálását *Cizek V.* mutatta be. Változó paraméterű kétpólust vezérelt generátorokkal realizáltak *(Cimagalli V.)*.

Parametrikus rendszerek vizsgálatára alkalmas nem reciprok hálózat modelt *Keen A. W.*, általános háromkapus parametrikus erősítőt *Fantom A. E.*, irányhatással bíró parametrikus erősítőt *Grabowski K.* vizsgált. Parametrikus erősítőkkel kapcsolatban azok sávszélességét *Berceli T.*, a négyfrekvenciás erősítő zaját *Howson D. P.*, kétdiódás erősítőt *Bozsóki I., Frigyes I., Szabó Z.*, a parametrikus szubharmonikus oszcillátort *Weisz T.* tanulmányozta.

A hálózatelmélet topológiai módszerei főleg hírhálók optimális tervezésére alkalmazták. *(Mayeda W.; Van Valkenburg M. E.*, ill. *Myers B. R.; Tapia M. A.*, valamint *Solymosi J.*, továbbá *Roginszki/ V. N.* és *Prokop J.)*.

Az elektromágneses terek elméletével és annak felhasználásával foglalkozó előadások is sok új eredményről számoltak be. Időben állandó elektromágneses teret levezették egyetlen vektorból *(Nagy Gy. A.)*, meghatározták tetszőleges vezérgörbéjű hengeres csőtápvonal normálmodusait *(Schlosser W.)*, parabolikus csőtápvonal elektromágneses terét *(Zagrodzinski J.)*, négyszögletes csőtápvonalban keltett reflexiókat *(Lewin L.)*, üregrezonátorok közötti csatoló nyílások helyettesítő hálózatát *(Reiter Gy.)*, két nyitott kétdimenziós üregrezonátor csatolását *(Kurusin E. P., Nefedov E. I.)*, felületi hullámok viselkedését az egyvezetékes tápvonal inhomogenitásainál *(Sevcsenko V. V.)*, negyedhullámú csatolt vonalas sávszűrő futási—idő karakterisztikáját *(Herna J., Komárek B.)*. Mikrohullámú passzív áramkörök közül ismertettek nagylinearitású mikrohullámú diszkriminátort *(Gonda J.)*, távvezetékszakaszokból felépített futási—idő kiegyenlítőt *(Pregla R.)*, mikrohullámú berendezésekben felhasznált csatornaelválasztó szűrőket *(Schmidt K.)*, ferrit eszközöket a 10 GHz-es sávra *(Stuchly S.; Kraszewski A.); Rzepecka M.)* az X-sávra *(Benda O.; Novak S.; Uher L.)* és a 6 GHz-es sávra *(Ványai P.)*, monopulse radarhoz alkalmas bűvös T hibridet *(Deniszczuk B.)*.

Antenna és sugárzórendszerekkel kapcsolatban vizsgálat tárgyává tették a tetszőleges alakú huzalantennákat és reflektorokat *(Harrington R. F.)*, tölcsérparabola többfrekvencián való működési viszonyait *(Müller K. E.; Strecker S.)*, nemlineáris polarizációjú lokátorantennák eső—zavar elleni védőhatását *(Kühn R.)*, excentrikus gerjesztésű parabola-antenna hatásfokát *(Neske H. K.)*, véges vastagságú dielektromos lencse viselkedését *(Kacenelenbaum B.)*. Az antennák mérésével kapcsolatosan beszámoltak egy abszolút nyereségmérési módszerről *(Budin J.; Gajšek S.)*, reflexiómméréseire alkalmas újtípusú reklektométerről *(Teske G.)*, valamint mikrohullámú süketszobákról *(Gudmandsen P.*, ill. *Kleineberg H.)*

A Smith-diagram kiterjesztését arra az estre, ha a távvezeték terheléseként aktív elem is szerepel *Fielder D. C.*, másfelől *Wasserman K.; Hoffman E.* adták meg.

A teljesen szilárd test mikrohullámú berendezések és eszközök igen széleskörű áttekintésén kívül *(Caruthers R. S.)* sok előadó foglalkozott a félvezetős mikrohullámú áramkörök speciális problémáival, így varaktoros kétszerező zajával *(Bíró V.)*, félvezetős szélessávú rendszerek oszcillátor- és sokszorozózajával *(Mastalli P.)*, ammónia maserhez készített varaktoros sokszorozó tervezésével *(Jelinek F.; Vrba J.)*, nagyszintű varaktoros keverő méretezésével *(Dostál J.; Michalik D.; Nejedly Z.)*, varaktordióda helyettesítő áramkörének meg-

határozásával *(Jelenski A.)* és alagútdióda helyettesítő áramkörével *(Koryu Ishii T.)*, félvezetős FM modulátor és demodulátor újabb megvalósításával *(Carassa F.)*, cirkulátoros amplitúdó és fázismodulátorral *(Krzycki Z.)*, diódás mikrohullámú kapcsolóval *(Van Szju-Ting)*.

A mikrohullámú elektronika területéről elhangzott előadások az elektron-nyalábban fellépő tértöltés-rezgésekről *(Czarczynski W.)*, a haladóhullámú cső mikrohullámú hírközlésben való alkalmazásáról *(Pöschl K.)*, a haladóhullámú csövek fázis- *(Berceli T.; Tóth T.)* és serrodyne frekvenciamodulációjáról *(Fuchs G.)*, AN—PM konverziójáról és intermodulációs torzításáról *(Schwelb O.)*, a belső reflexiókkal kapcsolatos futási idejéről *(Horna J.)*, valamint a haladóhullámú csőből kialakított oszcillátorról *(Cza Ke-Kung)* hangzottak el. Az előadások foglalkoztak még a reflex klisztron modulációs karakterisztikájával *(Bartos H.)*, annak járulékos frekvenciamodulációt csökkentő amplitúdó-modulációs módjáról *(Steffens B.)* és autodyne detektorként való felhasználásával *(Kloza M.; Suski M.)*, ezenkívül másfelől rubinmaser optimális működéséhez szükséges krómion koncentráció meghatározásával *(Jelenski A.; Szmyezak H.;* Warowski *J.)*.

A szubmilliméteres technikával foglalkozók a hullámhossznál kisebb rácstávolságú fémhálók felhasználásáról *(Iriszova N. A.; Vinogradov E. A.)*, valamint a tűsdiódák szubmilliméteres tartománybeli érzékenységéről *(Murai A.)* számoltak be.

A mikrohullámú méréstechnika területéről elhangzott előadások ismertették a jellemző mikrohullámú mérések információkapacitását a mérések automatizálása szemszögéből *(Almássy Gy.)*, új módszert a szélessávú berendezések KF erősítőinek csoportfutási idejének mérésére *(Sárkány T.)*, valamint pontos helyettesítéses mikrohullámú csillapításmérési módszert *(Stuchly S.;* W*lodek J.)*. Új mikrohullámú mérőműszerekről, ill. berendezésekről az alábbi előadók számoltak be: 3,4 cm-es rádiométerről *Fischer H. J.;* S-sávún abszolút zajetalonról *Jankowski W.*, továbbá nagypontosságú mikrohullámú teljesítménymérőről *Lühe F.*

Schmideg Iván

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.372.823:621.396.44

Dr. Egri J. Gy.:

Nagytávolságú átvitel körkeresztmetszetű hullámvezetőn

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 6. sz.

Igen nagy frekvenciasávok átvitelét lehet hullámvezetőn gazdaságosan megvalósítani. A cikk foglalkozik a körkeresztmetszetű hullámvezetőn való hullámterjedéssel és az átviteli jellemzők alakulásával. Tárgyalja az alkalmazható modulációs rendszereket és a gazdaságosan átvihető frekvenciasáv nagyságát. Ismerteti a hullámvezető gyártását, fektetését és mérési eljárást közöl a csillapítás mérésére. A vonali és végberendezéseket részletesen tárgyalja, végül tájékoztat az átvihető távbeszélő és video csatornák számáról.

ETO 621.391.827:621.391.837.3:621.397.132

Bognár L.:

A képinformáció továbbításakor keletkező áthallások vizsgálata színes televízió-készülékek képcsatornájában

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 6. sz.

A cikk első része a színes televízió vevőkészülék világosságjel és színcsatornáiban fellépő kölcsönös áthallások okait és következményeit tárgyalja. A második részben az áthallások mértékeként a szerző bevezeti az áthallási zavararány fogalmát, és ismerteti a mennyiség mérésének egy-egy lehetséges módszerét. Külön méri a világosságjel csatornájában fellépő áthallást jellemző áthallási zavararányt, és egyetlen összesített eljárással határozza meg az egyes színcsatornákba a többi színcsatornából és a világosságjel csatornájából átjutó zavaró jelek nagyságát, illetőleg az áthallás mértékét. Az utóbbi eljárás némileg módosított változata az előbbi mérést is helyettesítheti. A cikk utolsó része egy vevőkészüléken végzett mérések eredményeit ismerteti.

ETO 621.318.57:621.382

Saufert J.:

Négy- és ötrétegű félvezető kapcsolóeszközök

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 6. sz.

A négy- és ötrétegű félvezető kapcsolóeszközöknek nemcsak az automatizálás, szabályozás és az erősáramú elektronika területén, hanem a híradástechnikán belül is egyre növekszik a szerepük. A cikk röviden ismerteti a híradástechnika területén alkalmazott legfontosabb négy- és ötrétegű félvezető kapcsolóeszközöket, azok működését, lényegesebb paramétereit. Néhány példán bemutatja alkalmazási lehetőségüket.

Обобщения

ДК 621.372.823621.396.44

Д-р Й. Д. Эгри:

Передача на большие растояния в круговом волноводе

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 6

Радиосвязь с очень широкими полосами частот осуществляется экономично по волноводам. Статья занимается распространением волн по круговым волноводам и показателями передачи. Изложены используемые системы модуляции и величина передаваемого полосы частот. Написываются производство, монтаж волноводов, и метод измерения затухания. Подробно трактуются линейные и оконечные устройства, а наконец число передаваемых телефонных и видео-каналов.

ДК 621.391.857:621.391.837.3:621.397.132

Л. Богнар:

Испытание перекрёстной модуляции в канале изображения цветных телевизоров при передаче видеоинформации

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 6

Первая часть статьи излагает причины и последствия взаимной перекрёстной модуляции между каналах яркости и цветной информации цветных телевизоров. Во второй части автор введёт понятие отношения помех перекрёстной модуляции и написает один из возможных методов его измерения. Отдельно измеряется отношение помех характеризующее перекрёстную модуляцию в канале сигнала яркости и определяется одним сложенным методом величины сигналов помех и перекрярстной модуляции переходящих в отдельные цветные каналы из других цветных каналов и из канала сигналов якости. Вариант некоторым образом измененный последнего метода может заместить тоже первое измерение. Заканчивающая часть статьи дает результаты измерений на телевизором

ДК 621.318.57:621.382

Й. Сауферт:

Полупроводниковые для коммутации с 4 и 5 слоями

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 6

Роль полупроводниковых коммутационных приборов с 4 и 5 слоями всё увеличивается не только в области автоматизации, регулировки и электроники сильного тока, но тоже в технике связи. Кратко излагаются важнейшие коммутационные приборы с 4 и 5 слоями примененные в области техники связи, их работа, значительные параметры. Возможности их применение показывается некоторыми примерами.

Zusammenfassungen

DK 621.372.823:621.396.44

Dr. J. Gy. Egri:

Weitverkehrsübertragung auf kreisförmigen Hohlleitern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 6.

Die Übertragung von sehr hohen Frequenzbänder kann an Hohlleitern sehr ökonomisch ausgeführt werden. In dem Artikel wird die Wellenausbreitung an kreisförmigen Hohlleitern und das Zustandekommen der Übertragungskennwerte erörtert. Die anwendbare Modulationssysteme und die Grösse der ökonomisch übertragbaren Frequenzbänder werden beschrieben. Es wird die Fabrikation und Auslegung der Hohlleiter und eine Messmethode zur Messung der Dämpfung beschrieben. Die Linien- und Endeinrichtungen werden eingehend diskutiert und zuletzt ein Überblick über die Anzahl der übertragbaren Fernsprech- und Videokanäle gegeben.

DK 621.391.827.621.391.837.3:621.397.132

L. Bognár:

Prüfung der Kreuzmodulation, die während der Übertragung der Bildinformationen im Bildkanal von Farbfernsehempfänger entsteht

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 6.

In dem Artikel werden zuerst die Gründe und Konsequenzen der gegenseitigen Kreuzmodulation die in den Leuchtdichtesignal- und Farbkanälen des Farbfernsehempfängers auftreten, diskutiert. In dem zweiten Teil wird der Begriff des Kreuzmodulationsverhältnisses als Mass der Kreuzmodulation eingeführt, und es werden einzelne möglichen Methoden der Messung desjenigen erörtert. Das Kreuzmodulationsverhältnis, das in dem Kanal der Leuchtdichtesignale zustandekommt, wird separat gemessen und mit einem einzigen zusammengefassten Verfahren wird die Grösse der Störsignale, die aus den übrigen Farb- und Leuchtdichtekanälen in die einzelnen Farbkanäle durchkommen, das heisst die Grösse der Kreuzmodulation, bestimmt. Eine in gewissermassen modifizierte Variante des letztigen Verfahrens kann die ersterwähnte Messung auch ersetzen. In dem letzten Teil des Artikels werden die Ergebnisse auf einem Empfänger ausgeführten Messungen beschrieben.

DK 621.318.57:621.382

J. Saufert:

Vier- und fünfschichtige Halbleiterschaltmittel

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 6.

Die Rolle der vier- und fünfschichtigen Halbleiterschaltmittel vergrösserts sich mehr und mehr nicht nur auf dem Gebiet der Automatisierung, Regelung und Hochstromelektronik, sondern auch in der Fernmeldetechnik. In dem Artikel werden die in der Fernmeldetechnik angewandten wichtigsten vier- und fünfschichtigen Halbleiterschaltmittel, deren Funktion und wesentliche Paramter, kurz erörtert. Die Möglichkeiten ihrer Anwendbarkeit wird durch einige Beispiele geschildert.

Summaries

UDC 621.372.823:621.396.44

Dr. J. Gy. Egri:

Long-Distance Transmission on a Circular Waveguide

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) No 6.

The transmission of very high frequency bands can be realized economically in waveguides. The propagation of the waves om a circular waveguide and the formation of the transmission characteristics are dealt with. The applicable modulation systems and the width of the economically transmissible frequency band are discussed. The method of manufacturing and laying out of the waveguide is presented and a measuring method is described to measure the attenuation. The line and terminal equipments are dealt with in detail and finally an information is given of the number of the transmitted thelephone and video channels.

UDC 621.391.827:621.391.837.3:621.397.132

L. Bognár:

Examination of the Cross Modulation During the Transmission of Video Information in the Picture Channel of the Colour Television Receiver

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) No 6.

The causes and consequences of the mutual cross modulation appearing in the luminance signal and chrominance channels of colour television receivers are discussed in the first part of the paper. In the second part as a measure of crossmodulation the author introduces the concept of cross modulation interference ratio and certain possible methods of the measurement of this quantity are presented. The cross modulation interference ratio appearing in the luminance channel is separately measured and the magnitude of the interference signals leaking through to the chrominance channels out of the other chrominance channels and luminance channel and the measure of cross modulation is determined by a single complex procedure. A slight modified alternative of the last procedure can substitute the preceding measurement, too. The last part of the paper presents the results of measurements made on a receiver.

UDC 621.318.57:621.382

J. Saufert:

Four- and Five-Layer Semiconductor Switching Devices

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 6.

The importance of the four- and five-layer semiconductor switching devices increases more and more not only in the field of automation, control and power current electronics, but also in the telecommunication engineering. In the paper the most important four — and five-layer semiconductor switching devices used in the field of telecommunication, their function and main parameters are presented. The possibility of their use is illustrated by some examples.

Résumés

CDU 621.372.823:621.396.44

Dr. J. G. Egri:

Transmission à grande portée par guides d'ondes circulaires

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) No 6.

La transmission des bandes très larges peut être réalisée économiquement par guides d'ondes. L'article analyse la propagation des ondes par guides d'ondes circulaires et les caractéristiques de la propagation. Les systèmes de modulation appliquées et la largeur de la bande de fréquence transmise sont exposés. La fabrication et installation ainsi qu'une méthode pour mesurer l'affaiblissement sont descrites. Des informatios détaillées sont données sur les appareillages de ligne et terminaux et enfin sur le nombre des voies téléphoniques et vidéo transmises.

CDU 621.391.827:621.391.837.3:621.397.132

L. Bognár:

Examen de la transmodulation dans le canal d'image des récepteurs de television en couleurs au cours de la transmission des informations vidéo

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) No 6.

La première partie de l'article analyse les causes et les conséquences de la transmodulation mutuelle entre les canaux des signaux de luminance et chrominance des récepteurs de télévision en couleurs. Dans la deuxième partie l'auteur introduit le concept du rapport d'interférences de transmodulation comme le taux de la transmodulation et donne une des méthodes possibles pour sa mesure. On détermine séparément le rapport de transmodulation qui se présente dans le canal des signaux de luminance et — par une méthode seule complexe — les valeurs et les taux de transmodulation dans les canaux des signaux de chrominance provenant du canal de luminance et des autres canaux de chrominance. Une alternative un peu modifiée de cette dernière méthode peut remplacer aussi la première mesure. La partie finale de l'article donne des résultats de mesure sur un récepteur.

CDU 621.318.57:621.382

J. Saufert:

Dispositifs sémiconducteurs de commutation à 4 et 5 couches

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) No 6.

La rôle des dispositifs sémiconducteurs de commutation à 4 et 5 couches s'étend de proche en proche non seulement dans le domaine de l'automatisation, réglage et électronique de courant fort, mais aussi dans la technique de télécommunication. Les dispositifs de commutation les plus importants à 4 et 5 couches utilisés dans le domaine de tlécommunication, leur fonction et paramètres principaux sont briévement exposés. Les possibilités de leur application sont présentées par quelques exemples.

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

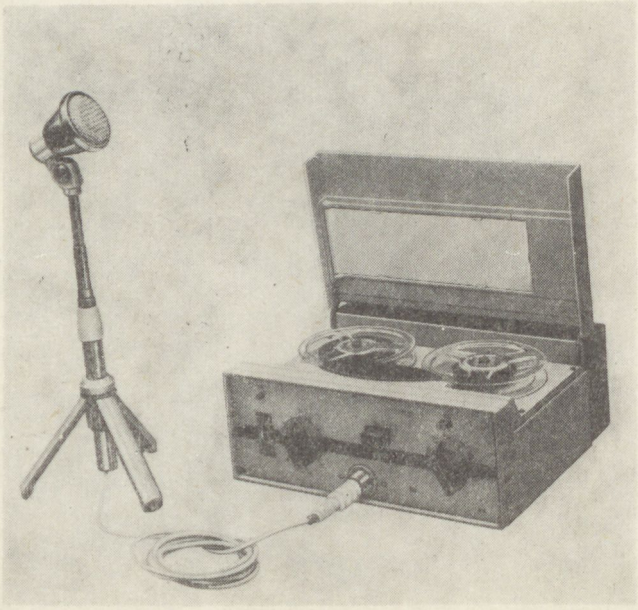
Zárt-acélkötelek

Lapunk példányonként megvásárolható:

V., Váci utca 10 és

V., Bajcsy-Zsilinszky út 76

alatti Hírlapboltokban.



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

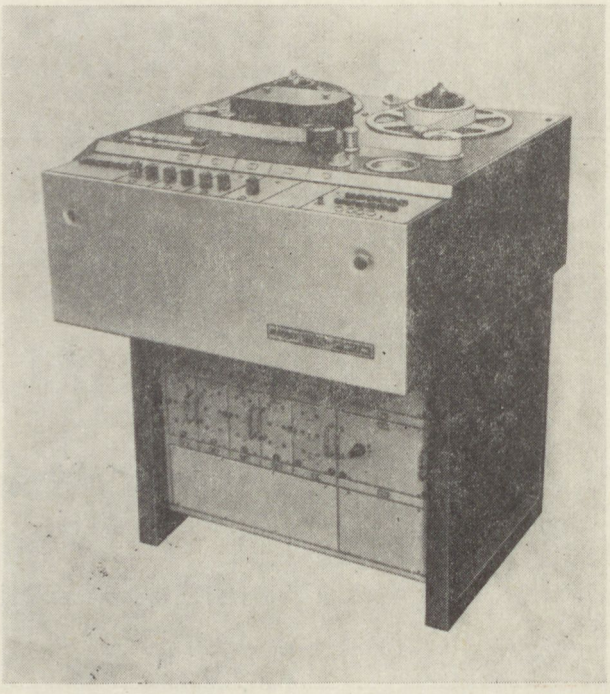
Alkalmazásával sztereo műsorok elkészítése lényegesen egyszerűbbé válik.

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