50.165

XVI. ÉVFOLYAM, 8. SZÁM, 225—256 OLDAL
BUDAPEST, 1965. AUGUSZTUS HÓ 8

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

1965. augusztus XVI. évfolyam, 8. szám

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. LAJTHA GYÖRGY: Követelmények hírközlő hálózatok tervezéséhez 225
CSEPREGI HORVÁTH KÁZMÉR—STEFLER SÁNDOR: A televízió átvitel nonlinearitásainak mérési módszerei .. 232
Szemle 231, 243, 254
LUDÁNYI JÓZSEF: Papírkondenzátorok átütési szilárdsága 239
SIMKÓ ANTAL: Árameloszlás pentódákban és pozitív rácsú triódákban 244
Külföldi események 253
Tartalmi összefoglalások 255
Обобщения 255
Zusammenfassungen 255
Summaries 255
Résumés 256

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA felelős szerkesztő, SÁRKÖZY GÉZA kandidátus és VÁRALJAI VILMOS tudományos szerkesztők, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, FLESCH ISTVÁN, RUPPENTHAL PÉTER, VÁSÁRHELYI PÁL szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest, V., Október 6. utca 7. IV. 421. Telefon: 183—772 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest, V., Szabadság tér 17. Telefon: 113—027

Főszerkesztő: BALOGH PÁL. Szerkesztő bizottság: 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, MAGÓ KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, NOVÁK ISTVÁN, POGÁNY KÁROLY, VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tudományok doktora, VIG ISTVÁN

Index: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest, V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. Telefon: 113-450. Felelős kiadó: SOLT SÁNDOR. A lap megjelent 1270 példányban. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 24 Ft, egész évre 48 Ft. Egyes szám ára: 4 Ft Megjelenik havonta. Csekkszámlaszám: Egyéni 61,254, közületi 61,065 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest 62.

65.7694 Egyetemi Nyomda, Budapest

HÍRADÁSTECHNIKA
A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

DR. LAJTHA GYÖRGY
Posta Kísérleti Intézet

Követelmények hírközlő hálózatok tervezéséhez

ETO 621.395.743.003

A hírközlő hálózatok tervezése igen szerteágazó műszaki-gazdasági feladat. Ennek végrehajtásához nincsenek mechanikusan alkalmazható formulák, hanem minden tervezés egyedi megfontolást igényel és az összes körülményt mérlegelni kell. A lehetséges megoldások gazdasági és műszaki összehasonlítása még elektronikus számológépekkel is igen bonyolult feladat lenne. Ezért csak a részletek pontos számítását szokták elvégezni, és a hálózat kialakításának alapelveit a tapasztalatok ismeretében becslésekkel intuitív alapon állapítják meg.

A hálózattervezési munka szerteágazó és igen sok körülményt figyelembe vevő feladatát bizonyos mértékig áttekinthetőbbé lehet tenni ha a kielégítendő követelményeket táblázatosan összefoglaljuk. A különböző híranyagok esetére szemelőtt tartandó követelményeket vázlatosan az 1. táblázatban állítottuk össze. A táblázat egyes rovatait részletesebben is megvizsgáljuk, a tárgyalást a beszédátvitelhez tartozó követelményekkel kezdjük, mert a beszédhez tartozik a legáltalánosabb (közforgalmú: minden előfizető minden előfizetőt elérhet, és kétirányú: a híranyag egyidejűleg két irányban közvetítendő) hálózat és a többi híranyag egyszerűbb hálózatai általában mint az első speciális esetei levezethetők.

A tárgyalás során kiemeljük a gazdasági követelményeket, mert míg az első három követelménycsoportnak az az irányzata, hogy a lehető legjobb átvitelt biztosítsa, addig a gazdasági követelmények kielégítése általában a minőség csökkentésével jár. Ezért már az átviteli, forgalmi és üzemeltetési követelmények vizsgálatánál is előre gondolni kell a gazdasági követelményekre és a minőségi jellemzőket csak bizonyos határig javítjuk. Ezen túlmenni már nem érdemes, mert a minőség nem javul annyit, mint amennyit a költségek növekednek, tehát a gazdasági

1. táblázat

Híranyag	Beszéd		Zene	Kép		Digitális	
				mozgó	álló	távíró	adat
	Érthetőség $A = V \cdot E \cdot F \cdot H$		Hanghűség	Felismerhetőség	Olvashatóság	Hibátlanság	Hatékonyság
Átviteli követelmények	Végponton korrigálható Szint Torzítások: lineáris amplitúdó fázis, frekv., nonlin.	Nem korrigálható Zaj Terjedési idő (stabilitás, szint) Zaj	Szint Zaj Torzítások: amplitúdó frekvencia fázis nonlineáris	Szint Zaj Torzítások	Zaj Torzítások	Hibás jel összjel Zaj Torzítások	Hibás jel összjel Zaj Torzítások
Forgalmi követelmények	Tartásidő Várakozás — Veszteség Előfizető szám — Elhelyezés Forgalom — Hívásszám Fejlődés Egyidejű, kétirányú forgalom		Átvitel program szerint Egyidejű egyirány Előfizető szám, elhelyezés Maximális forgalom		A forgalom tárolható Központos — Pufferezett kapcsolás Egyirányú Előfizető szám — Elhelyezés Forgalom — Hívásszám Fejlődés		
Üzemviteli követelmények	Fenntartás megbízhatóság tartalékolás fenntartó személyzet hibaelhárítás Felügyeleti jelzések kezelő személyzet előfizetői jelek riasztások Különleges szolgáltatások		Fenntartás megbízhatóság tartalékolás fenntartó személyzet hibaelhárítás Felügyeleti jelzések kezelő személyzet előfizetők részére szolgáló jelzések kezelők részére szolgáló jelzések				
Gazdasági követelmények	Tarifa Beruházás Gyártás	1. Felhasználó: 2. Üzemeltető: 3. Gyártó:	A szolgáltatás értéke nagyobb legyen, mint a tarifa A szolgáltatás haszna nagyobb legyen, mint a beruházási és üzemeltetési összeg egy évre eső költsége Az eladási ár nagyobb legyen, mint az előállítás költsége				

követelmények kielégítéséből veszítünk. Ezt a szemléletet igyekszünk valamennyi követelmény tárgyalásánál végigvezetni.

1. Átviteli követelmények

A beszédátvitel elsődleges jellemzője az érthetőség. Az érthetőség a minőséget egyértelműen leírja, mérése azonban nehézkes, ezért mérési és tervezési feladatok megoldásához vissza kell vezetnünk ezt a statisztikus jellegű mennyiséget jobban kezelhető jellemzőkre. Célszerű a következő három csoportra bontva vizsgálni: az átviteli út csillapítása, torzításai, és zajai. A csillapítás a végponton a szintet szabja meg. A torzítások csoportjába tartoznak az amplitudó — (az átvitel során a különböző frekvenciához tartozó amplitudók aránya megváltozik), a fázis — (a különböző frekvenciájú összetevők relatív fázisa változik meg), a frekvencia — (a beadott és kimenő jel frekvenciájának eltérése), és a nonlineáris torzítások (a beadott és kimenő jel különböző szintjeinek aránya változik). Az érthetőség és a tervezési alapul szolgáló jellemzők kapcsolatát az irodalomban található görbék megadják [1, 2]. Az összeköttetés tervezésénél adott érthetőség esetén igyekszünk azt leggazdaságosabban elérni és a megengedhető csillapítást, zajt és torzításokat ennek megfelelően kiosztani.

Az érthetőségi érték előírásánál is szem előtt kell tartani a gazdasági megfontolásokat:

a) Azokat az átvivő utakat kell legszigorúbb előírások szerint tervezni, melyek a legnagyobb forgalmat viszik. Kisforgalmú szakaszokra a minimálisan szükséges minőségi jellemzőket kell megszabni. Úgy kell ezt megállapítani, hogy a létrehozott összeköttetések igen nagy része (min. 95%) teljesítse a nemzetközi ajánlásokat.

b) A legegyszerűbbek azok az áramkörök legyenek, amelyekből a legtöbb van.

c) Az áthidalandó távolság arányos legyen az áramkör jóságával. Nagy távolságra kiváló áramkörök alkalmazandók.

A beszédátvitelt meghatározó minőségi jellemzők tervezésénél másik szempont, hogy azokat a jellemzőket kell különösen gondosan felosztani, melyek a végponton nem korrigálható eltéréseket okoznak. A végponton nem korrigálható jellemzők közül legáltalánosabb a zaj. Ha a beszédhez, vagy bármely más hasznos analóg jelhez a vonal mentén hozzáadódik a zaj, akkor azt már leválasztani nem lehet, legfeljebb hatása csökkenthető. Ezért az áramkört elejétől végig meg kell zajra tervezni. Minden berendezés, minden áramkörszakasz csak a megengedett zajt keverheti a beszédhez.

Kétirányú átvitelnél, a beszélgetés folyamatosságának fenntartása érdekében nem szabad megengedni, hogy a jel terjedési ideje a beszélgető felek által észlelhető legyen. Ezért a terjedési idők megengedhető hányadát is az áramkör minden részére rögzíteni kell. Bár csak a terjedési idő abszolút értéke nem korrigálható a végponton, de a fázistorzításokat is alacsony értéken kell tartani, mert ezek korrekciója csak terjedési idő növeléssel hajtható végre.

A harmadik végponton nem korrigálható jellemző csak kéthuzalos összeköttetéseknél jelent nehézséget. Itt a stabilitás biztosítása miatt nem lehet az erősítőket tetszőlegesen szétosztani az áramkör mentén, hanem biztosítani kell, hogy valamennyi áramköri szakasz és berendezés külön is stabil legyen. Ez korlátozza az erősítés mértékét és ezért nem engedhető meg tetszőleges szintváltozás.

Az érthetőséget befolyásoló torzítások a végponton elvileg korrigálhatók, tehát a hírközlő hálózatok tervezésénél nem jelentkeznek mint elsődleges tényezők. Elhanyagolni azonban ezeket sem szabad, mert ha a torzítások már bizonyos határon túl nőttek, akkor hatásuk már gyakran a végponton nem korrigálható jellemzők csoportjához csatlakozik. Így pl. ha az amplitudótorzítás olyan nagymértékű, hogy az átvitt sáv egy része már a zajszint alá süllyed, akkor amplitudó kiegyenlítőkkel az már nem állítható helyre.

A zeneátvitel minőségére a hanghűség jellemző. A hanghűséget ugyanazok a tényezők befolyásolják, mint az érthetőséget. Az egyirányú átvitel miatt azonban a terjedési idő és stabilitás követelményekre nem kell tekintettel lenni.

A képátvitel minőségét is a torzítások és a zajok határozzák meg. Bár a mérési módszerek meglehetősen különbözők, de azonos tervezési szempontok szerint kell a hálózatot kialakítani [3].

A digitális átvitel hibaaránya statisztikus kapcsolatban van a hálózat jellemzőivel. Ezek a statisztikus összefüggések ma még nincsenek olyan mértékben kidolgozva, hogy a hálózatméretezés alapjául szolgálhatnának. Ezért a tervezésnél a tapasztalaton alapuló nemzetközi előírások elérésére kell törekedni.

2. Forgalmi követelmények

A forgalmi tervezés alapja közforgalmú hálózatokban, hogy minden előfizető minden előfizetőt elérhessen. Ezért első lépésben az előfizetők számát és elhelyezkedését kell meghatározni. A jelenleg ismert előfizetői számból és eloszlásból, valamint a terület gazdasági fejlesztési terveiből meg kell határozni a jövőben várható számot, mert a tervezést általában nagyobb távlatra érdemes végezni. Jellemző érték az üzembehelyezés időpontjáig várható fejlődés, és a berendezések 15—35 éves élettartamának végéig várható előfizetőszám növekedés. Az előfizetői számot a fejlődési tanulmány segítségével meghatározták.

Az előfizetők első forgalmi követelménye, hogy a kívánt összeköttetés várakozás nélkül, biztosan felépüljön. A várakozási idők és a veszteségek minimális értéken tartásával kell a forgalom lebonyolítására szolgáló összekötő utakat és a kapcsoló szerelvényeket megtervezni. A méretezés alapjául szolgáló teljes maximális veszteséget vagy várakozási időt azonban nem lehet minden határon túl csökkenteni, mert akkor a szükséges áramkörszám olyan mértékben megnövekedne, hogy azok már nem lennének kihasználva, tehát a gazdasági követelményekkel kerülnénk szembe.

Az előfizetők összekötése különböző hálózatokkal lehetséges. A hálózat kiválasztása is a forgalom alap-

ján lehetséges. Kis forgalmaknál a nagyobb forgalomkoncentráció irányában kell eltérni a minimális összeköttetésszámmal felépíthető csillaghálózattól (felfűzés). Igen nagy áramkörszámok esetén viszont a minimális áramkörkilométer adja a leggazdaságosabb megoldást. Ezért a csillaghálózat mellett a közvetlen összeköttetéseket is gazdaságos alkalmazni.

A forgalmi követelmények tehát a szükséges összeköttetések felépítéséhez használható hálózat jellegét és az áramkörszámok meghatározását szabják meg. Ehhez az előfizetők várható számát és forgalmi igényeit kell összeállítani [4].

Eddig a legnehezebb problémacsoportot vizsgáltuk. Itt kétirányú átvitel volt, és a kapcsolást várakozás nélkül közvetlenül kellett létrehozni. A híváskezdeményezés pedig csak sztochasztikus folyamattal volt leírható. Sok esetben ennél egyszerűbb hálózatok is megfelelnek. *A kép- és zenei műsorátvitel* például mindig *egyirányú* és az összeköttetéseket adott program szerint kötött időben kell biztosítani. Ilyen esetben nem kell veszteségre vagy várakozásra méretezni, ilyen híranyagok esetén kevesebb követelményt kell a hírközlő hálózatnak kielégíteni.

A beszéd kivételével a többi lehetséges híranyagnál nem feltétlenül szükséges követelmény az egyidejűség. A híranyag tárolható és mindig megvárhatja, amíg az összeköttetés következő szakasza felszabadul és akkor a rendelkezésre álló vonalon halad tovább. Ezt a *tárolásos forgalmi rendszert* főként távírónál használják (áttáviratozás). A forgalmi követelmények összeállításánál ebben a rendszerben is meg kell a várakozási és kapcsolási időt szabni, de veszteség általában nincs. Az általános esethez képest ez is egyszerűsíti a követelmények összeállítását.

3. Üzemeltetési követelmények

Ezek alatt a követelmények alatt a híranyagot átvivő rendszer használhatóságát értjük. Az üzemeltetéssel és az üzemvitellel szemben támasztott követelmények kielégítése három fő feladatot jelent. Az első a jó fenntartás, gyors hibaelhárítás, hibamegelőzés. Ehhez kapcsolódik a fenntartó személyzet kérdése, azok képzettsége, elhelyezése stb. A második a tájékoztatás, az előfizetők tudni akarják, hogy áll az összeköttetés felépítése. Ezért jól megkülönböztethető egyértelmű hangok és jelzések kellenek. Ezekhez kapcsolódik az automatizálás kérdése vagy a kezelőszemélyzet problémája. A harmadik csoportba a különleges szolgáltatásokat soroljuk. Az előfizetők kényelme érdekében hívásregisztrálás, ébresztés, pontos idő és sok más hasonló szolgálatot lehet bevezetni.

Az üzemeltetési követelményeket szintén az előfizetők igényeiből kiindulva vizsgáljuk. A karbantartási, fenntartási kérdések ebből a szempontból a megbízhatósággal kapcsolódnak szorosan össze. A kezelési, automatizálási és jelzéskérdések pedig a felhasználók idejének kiemeléséből, a felesleges várakozások elkerülésére irányuló törekvésekből vezethetők le.

A megbízhatóság követelménye tovább bontható és a teljes összeköttetés megbízhatósága összetevődik az alkatrészek megbízhatóságából, tartalékolási lehetőségéből, a fenntartó személyzet létszámából és képzettségéből, a riasztások és automatikus átkapcsolások megoldásából. Az összetevők helyes arányának megállapítása szintén a gazdasági követelményekkel kapcsolatos.

A számítás elvégzéséhez először az alapkövetelményt kell rögzíteni. Ezt kétféle alakban lehet megadni. Az egyik lehetőség: az összeköttetés pl. az idő 99,5%-ában üzemképes legyen. A másik: az összeköttetés 1000 órában legfeljebb pl. egyszer szakadhat meg. Ezek a valószínűségi értékek nem javíthatók tetszőleges mértékben, mert az itt példaképpen megadott értékeken túlhaladva a költségek rohamosan kezdenek növekedni. A feladat tehát ezeknek az értékeknek helyes felosztása.

Erre a célra alaposan kidolgozott matematikai apparátus áll rendelkezésre [5, 6].

A felügyeleti jelzések megtervezésénél az a követelmény, hogy azok tájékoztassák az előfizetőt valamennyi őt érdeklő körülményről. Ezek a körülmények főként a hívásfelépítésre vonatkoznak. Ezért különböző, de egyértelmű és jól megkülönböztethető jelzéseket kell alkalmazni a következőkre:

a) A kezdeményező előfizető átalakítójának és egyéni szerelvényeinek állapotára.

b) A szükséges összekötő utak és kapcsoló szerelvények műszaki állapotára, forgalmi túlterheltségére vagy esetleges foglaltságára.

c) A hívott előfizető vonalának, átalakítójának műszaki állapotára vagy foglaltságára.

d) A hívott előfizető nem tudja, vagy nem kívánja venni a híranyagot.

Kívánatos ezenkívül a berendezések szabálytalan használata esetén egy felügyeleti jelzéssel erre felhívni az előfizető figyelmét.

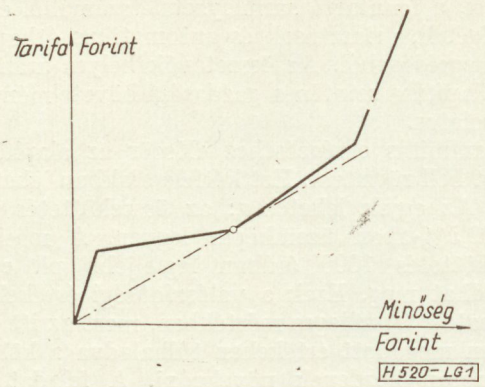
Célszerű végül a tarifaellenőrzést valamilyen felügyeleti jelzéssel biztosítani.

4. Gazdasági követelmények

Az előző három követelménycsoportban a minőség javítása volt a cél. A minőség javítása azonban általában a hírközlő hálózat beruházási és fenntartási költségeinek növelésével jár. A gazdasági követelmények viszont a szolgáltatások leegyszerűsítését követelik a kisebb költségek érdekében.

A gazdasági követelmények 3 szempontból vizsgálhatók: az előfizető, az üzemeltető és a gyártó szempontjából.

Az előfizető gazdasági követelményei a tarifakövetelmények. A tarifakövetelmények megmutatják, hogy melyik szolgáltatás mennyit ér az előfizetőnek. Az átviteli, forgalmi és üzemeltetési követelmények növekedése a tarifa növelésével jár. A minőség és a tarifa kapcsolata azonban nem lineáris, hanem különböző meredekségű szakaszokból áll (1. ábra). A minőség növelése legegyszerűbb megfogalmazásban addig a pontig gazdaságos, ahol az origóból húzott egyenes érinti a törtvonalas karakterisztikát. Ez az a pont, ahol a tarifa és a minőség közös optimumot ad. Természetesen ez a pont erősen függ a léptéktől. A lépték meghatározásánál figyelembe kell venni, hogy a tarifa függ az áthidalandó távolságtól, és a minőség forintba átszámított értéke függ az áramkör



1. ábra

céljától. Ennek a pontnak a meghatározása a tervezéshez szükséges egyik legfontosabb előtanulmány. Ebből tudjuk az alapvető számokat meghatározni: a megkövetelt érthetőségi indexet, a kapcsolás pontosságát, gyorsaságát és a szükséges megbízhatóságot. Az 5. pontban, ahol a hírközlés értékével foglalkozunk, állapítjuk majd meg ezeknek a számszerű értékeit, és azokat az ésszerű határokat, ameddig a minőséget javítani érdemes.

Az előfizető tarifális követelményei a hírközlés árának csökkentésére és a minőség növelés ésszerű határaira vonatkoznak.

Az üzemeltető gazdasági követelményei a maximális nyereségre irányulnak. Az előzőek alapján ismeretes, hogy adott minőségű hírközlésért milyen tarifát lehet felszámítani. Ezek rögzítése után a nyereség úgy növelhető, ha az előírt minőségű hírközlő hálózatot minimális beruházási és fenntartási költséggel valósítjuk meg. Ezt a két költséget összevonva beszélhetünk az „évi" költségről, ami a fenntartást és a beruházás egy évre eső amortizációját tartalmazza. Ez egyben a berendezés élettartalmát is magában foglaló szám.

A legkisebb évi költségre kell a hálózatot tervezni. Ez akkor biztosítható, ha egyidejűleg figyelembe vesszük a berendezések, átalakítók, alapáramkörök és kapcsolószerelvények közös költségeit. Megvizsgáljuk az egymást helyettesítő lehetőségeket és mindent évi költségre visszavezetve, igyekszünk a legjobb megoldást megtalálni. Ezeknek a számításoknak elvégzése a tervezés alapja, ehhez irányelvek összeállítása ennek a résznek a főcélja. A posták gazdaságos üzeme a gazdaságos tervezésen múlik.

A gyártó gazdasági követelményei a berendezések olcsó előállítására vonatkoznak. A tervek alapján az üzemeltető megadja milyen berendezésekre van szüksége a hálózathoz. Ezek gazdaságos előállítása az ipar célja. A gyártás technológiája, az alkatrészek, az áramköri megoldások és a konstrukció fejlesztésével igyekeznek a berendezések előállítási költségeit csökkenteni.

Az önköltség csökkentése növeli a gyártók nyereségét, de kihatással van a berendezés eladási árára is. Ezen keresztül a hálózat kialakítását is befolyásolja az előállítási költség változása. Így pl. a tranzisztor megjelenése a hírközlő hálózatok tervezési elveit teljesen megváltoztatta. Kidolgozták a távtáplált, földalatti erősítőket, a fenntartást nem igénylő berendezéseket, így a gazdaságos tervezés során alkalmazni lehet decentralizált berendezéseket. Ez oda vezet, hogy az előző helyzethez képest az összeköttetések kevesebbet fejlődő részei viszonylag drágábbak lesznek, így a hálózattervezésnél azok csökkentésére kell törekedni. Az előző példát folytatva: a tranzisztor megjelenésével eltolódott a vivőfrekvenciás berendezések és az alapáramkör árának viszonya, tehát rövidebb lesz az a távolság, ahol már gazdaságos vivőfrekvenciás berendezést alkalmazni.

A gazdasági kölcsönhatás tovább is terjed. A hálózatlétesítési költségek változása kihat a tarifa és az átvitel minősége közötti kapcsolatra is. Itt azonban már csak igen csekély változásokat eredményez egy-egy új megoldás [7, 8].

5. A hírközlés értéke

Annak érdekében, hogy a beruházási költségek és a hálózat által biztosított minőség kapcsolatát ki lehessen számítani, meg kell határozni a hírközlés értékét. Minden érték az előállításához szükséges munkával jellemezhető. A munka mértékegysége pedig a munkaidő. A kérdés tehát a következő: mekkora az a munkaidő megtakarítás amit a hírközlés lehetővé tesz. A hírközlés létezése T_H időnyereséget jelent, de ezt teljes egészében ma már irreális lenne számításba venni. A hírközlés léte annyira természetes, hogy teljesen alaptalan lenne a gyalog hírvivők munkaidejével összevetni.

Jogos viszont a hírközlés jelen állapotát kiindulási alapnak venni. Ehhez a T_H időhöz képest a minőség javítása vagy romlása $\pm T_2$ változást eredményez. Így a $T_H S_Á$ (ahol $S_Á$ az átlagórabér) hírközlési alapértéket elhagyva csak a $T_2 S_Á$ költséget vetjük össze az ehhez tartozó minőségváltozás költségeivel.

Például ha valaki kap egy távbeszélő állomást, akkor ezután nem kell naponta háromszor átmenni a szomszédhoz 3,3 perc távolságba a szükséges beszélgetéseket lebonyolítani, hanem szobájából beszélhet, ami napi 10 perc nyereség. A 20 éves amortizációs idő alatt ez 1200 óra, ami megfelel 12 000 Ft-nak, vagyis ennyi az új távbeszélő állomás létesítésének értéke, és ez már reálisabb számítás. Vagy más példával: egy új erősítő állomás létesítése a mondat érthetőségét 2%-kal növeli, akkor az átmenő 60 összeköttetést és napi 10 óra forgalmat számításba véve 200 000 óra · 0,02 · 10 Ft/óra = 40 000 Ft a megtakarítás. Vagy egy távírógép zavarmentesebb működése feleslegessé teszi a táviratban szereplő számok megismétlését, akkor ezzel 20%-kal javítható a gép kihasználása. 20 év és napi 2,7 órai táviratozás esetén 4000 óra vagyis 40 000 Ft takarítható meg.

Ez a számítás egyben megmutatja azt is, hogy meddig gazdaságos javítani az összeköttetések minőségét, és milyen új berendezésekkel érdemes a szolgálatot javítani.

Az előfizető idejének megfelelő érték a gazdaság számítás alapja. Minden gazdasági számítás elvégzésénél két lehetőségünk van:

a) Beruházási összegre való tervezés, mely a felhasznált berendezések költségéből és az üzembe-

helyezés egyszer felmerült munkadíjából egyszerűen számítható. Ehhez tartozó előfizetői idő értéke

$$G = \frac{365 \cdot T_o \cdot S_A}{r}\left(1 + \frac{T_2}{T_o}\right)$$

ahol 365 az évben levő napok száma, r a felhasznált berendezés elévülési idejének reciproka, T az az idő amíg a berendezést az előfizetők használják, és S_A az átlagórabér.

Egy új létesítmény beruházási ára A. Ennek segítségével T_2 megtakarítás érhető el. Gazdaságos a létesítés, ha $\Delta G > A$. Ahol $\Delta G = G_2 - G_1 = \frac{365}{r} S_A \cdot T_2$

A T_2 érték egy napra vonatkozik, tehát pl. az előfizetői készülék 10%-os javítása esetén $T_2 = 0{,}05$ óra, mert a készülék napi igénybevétele napi $T_0 = 0{,}5$ óra. Helyközi áramkörök kihasználtsága napi 5 óra, a 10%-os megtakarítás érdekében itt tízszer nagyobb tőkét gazdaságos még befektetni.

A számítás két gyenge pontja, hogy nagy távolságú összeköttetések értéke nemcsak a kihasználás arányában nagyobb. Egy interkontinentális összeköttetés léte ugyanis még nem természetes, a $T_H S_A$ alapérték, ami a hírközlésből származó nyereség, az még nem elhanyagolható. Ezért a gyakorlatban az interkontinentális összeköttetés értéke és az előfizetői vonal értékének hányadosa nagyobb, mint a kihasználás arányából adódó kb.

$$\frac{24}{0{,}24} = 100 \text{ nagyságú szorzó.}$$

A másik hiányosság, hogy a számítás nem veszi tekintetbe a fenntartás és üzemeltetés költségeit. Ez utóbbi hiányosság kiküszöbölésére használják a következő módszert.

b) Az évi költségre való tervezésnél a létesítmény egy évre eső amortizációs költségének ($r \cdot A$) és a fenntartás és üzemeltetés évi költségének (B) összege legyen kisebb, mint az egy évre eső értéknövekedés $\Delta G'$. Itt

$$G' = 365 \cdot T_0 \cdot S_A\left(1 + \frac{T_2}{T_0}\right)$$

és

$$\Delta G' = 365 \cdot T_2 S_A$$

Vagyis a létesítés gazdaságos, ha $\Delta G' > rA + B$. Ennél a számításnál nehézséget jelent, hogy B értékét általában nehéz meghatározni.

c) Tarifa szempontjából lehet az előző két tervezési irányelvet ellenőrizni. A létesítményen áthaladó beszélgetések tarifája u Ft/óra. Az ebből számított érték

$$G_t = \frac{365}{r} \cdot T_0 \cdot u$$

Vagy ha a minőségjavítás hatására az áramkörök jobban hasznosíthatók, akkor bevezethető a

$$\Delta G_t = 365 \cdot \frac{1}{r} T_2 \cdot u$$

Végül az évenkénti költség számításához $\Delta G_t' = 365 \cdot T_2 u$. Ez a számítás már jobban illeszkedik az áramkörök értékéhez, mert nagytávolságú értékesebb áramkörökön nagyobb a tarifa.

Az üzemeltető gazdasági követelményeit a $G_t > G$ feltétel fejezi ki. Azonban ez is csak közelítő adat mert az *a)* pontban említett első hiányosság miatt a feltétel nagytávolságú, nemzetközi összeköttetéseknél automatikusan teljesül.

Példa: *helyi hálózat gazdasági tervezése* [9]. Egyszerűség kedvéért a beruházási összegekre végezzük el a számítást.

A teljes összeköttetésre számítsuk ki az átvivő utak költségeit ($K_á$), a kapcsoló szerelvények költségeit (K_s), az átvivő utak nem tökéletes minősége miatt az előfizető időveszteségének értékét (K_{t1}), végül ugyanezt adjuk meg a kapcsoló szerelvényekre is (K_{t2}). E négy tag összege legyen a lehető legkisebb értékű, tehát keressük a

$$K_á + K_s + K_{t1} + K_{t2} = K$$

összeg minimumát. Ennek végrehajtásához vizsgáljuk meg külön a tagokat.

Az átvivő út költségei függnek az alapáramkörtől és az alkalmazott berendezésektől. Ha helyi összeköttetéseket vizsgálunk, akkor általában nem kell berendezésekkel foglalkozni, és a minőséget elsősorban az érátmérő szabja meg. A költségek pedig a közepes előfizetői kábelhossztól (l km-ben), az előfizetők számától (N), a kábelér átmérőjétől (Z mm-ben) függnek, és van egy ezektől függetlenül létesítési költség ($K_{á0}$).

$$K_á = K_{á0} + C \cdot l_m \cdot Z^2 \cdot N \quad \text{Ft}$$

ahol C Ft/km · mm² dimenziójú állandó.

Nagyobb távolságoknál vivőfrekvenciás berendezések alkalmazásával is számolni kell. Ezeknél a minőség az átvitt sávszélességtől, az alkalmazott erősítők számától stb. függ. Itt a teljes beruházás

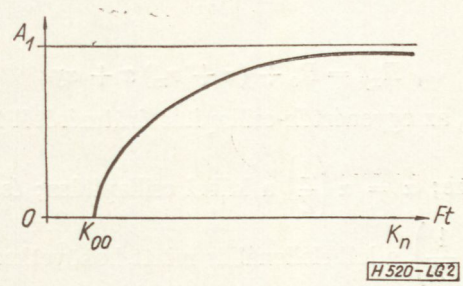
$$K_á = K_{á0} + K_{á1}m + K_{á2}m^2 + K_{á3}m^3$$

alakban írható fel. Ahol m érthetőségi indexszel arányos mennyiség. Az érthetőségi index (A) és K között a kapcsolat minőségileg a 2. ábrán látható. Ebből különböző esetekre a konstansok meghatározhatók.

A kapcsoló szerelvények költségei két részből tevődnek össze. Az egyik független a gépek és összekötő utak számától (a), a másik ezekkel lineárisan függ össze:

$$K_s = a + \sum_i b_i n_i$$

ahol az összegezést az összeköttetésben előforduló valamennyi gépre és összekötő áramkörre el kell végezni. b_1 egy ilyen szerelvény ára és n_1 ezeknek a



2. ábra

szerelvényeknek a száma (például trönk, híváskereső száma). Helyközi összeköttetéseknél az alkalmazott szakaszok áramkörszámából adódó költségek általában sokkal nagyobbak a kapcsológépek költségeinél. Növekvő távolságnál ezért ezek szabják meg főként a Σ alatti kifejezésértéket.

A nem kielégítő átvitel miatt az előfizető vesztesége az ismétlésekből számítható, azok számával egyenesen arányos. Ennek értéke

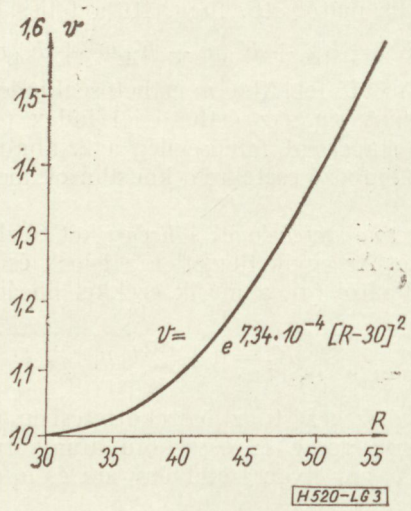
$$K_{t1} = \left[2G_1' T_0 (\vartheta_m - 1) + \varrho\right] \cdot N$$

ahol T_0 egy előfizető naponta telefonálással töltött ideje, ideális körülmények között, órában kifejezve; N az előfizetők száma, ϑ_m a beszélgetési idő közepes megnövekedése az érthetőségcsökkenés miatt és ϱ a visszakérdezetlenül maradt esetekben a félreértésből származó veszteség. Ez az utolsó tag főként távírónál és adatátvitelnél jelentős. G_1' értékét az előző pontban meghatározott G, ill. G' osztva T_0 értékkel adja.

ϑ_m és ϱ az érthetőségi indexszel arányos mennyiségek ezért függnek a megérkező szinttől, zajoktól és torzításoktól. Ha közvetlen fémes összeköttetést vizsgálunk, akkor ezek az érátmérő függvényei. Megadható egy empirikus összefüggés ϑ és az egyenérték-csillapítás között:

$$\vartheta = e^{7{,}34 \cdot 10^{-4} (R-30)^2}$$

ahol R az egyenérték-csillapítás dB-ben. Ezt a függvényt a 3. ábrán vázoltuk. Két előfizető között, amelyek x ill. y km távolságra vannak a központtól R_{xy} az egyenérték-csillapítás.



3. ábra

$$R_{xy} = R_0 + (\alpha + \alpha_m)\, x + \alpha y$$

ahol R_0 az egyenérték-csillapítás érátmérőtől független része; $\alpha = \alpha\left(\frac{1}{Z}\right)$ a kábel csillapítása; és $\alpha_m = \alpha_m\left(\frac{1}{Z^2}\right)$ a kábelellenállás miatt bekövetkező táp-áramcsökkenés-hatásra bekövetkező mikrofon (adás) egyenértékcsillapítás-növekedés. A csillapításfüggvények közelítő tapasztalati értéke:

$$\alpha = \frac{0{,}58}{Z} \text{ dB/km} \quad \text{és} \quad \alpha_m = \frac{0{,}19}{Z^2} \text{ dB/km}$$

ahol Z az érátmérő mm-ben. A számításnál az azonos kábelbe csatlakozó előfizetők átlagával kell számolni, és az átlagképzést $(\vartheta_{xy} - 1)$-re kell elvégezni. Ezek után egy adott esetre megoldható a

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}Z}(K_{á} + K_{tl}) = 0$$

egyenlet és ebből meghatározható a gazdasági szempontból optimális érátmérő. Ha $Z > 1$ adódik, akkor a számítást meg kell ismételni erősítők, vagy vivőfrekvenciás berendezések alkalmazásával, mert várható, hogy kisebb $K_{á} + K_{tl}$ értékkel lehet a hálózatot létesíteni. Ha két résztvevő közepes távolsága $(l_{xy})_m$ nagyobb mint 10 km, akkor is figyelembe lehet már venni a vivőfrekvenciás megoldásokat. A számítás további részletei az irodalomban találhatók [9].

A kapcsoló szerelvények-elégtelensége miatt szükséges várakozási idő szintén átszámítható forintba és összevethető a beruházási költségekkel. Bár a várakozási idők nagy része független a kapcsolószerelvények számától (a hívott foglalt vagy nem felel), mégis igyekezni kell arra, hogy az időveszteség ne növekedjék. A gazdasági számításhoz tételezzünk fel A erlang forgalmi igényt, vagy kínálatot ennek n szerelvény esetén E_{1n} része elvész, vagy E_{2n} része várakozik az alkalmazott rendszertől függően. Az ehhez tartozó veszteségi idő

$$y \cdot E_{1n} \cdot \tau, \text{ illetve } A \cdot E_{2n} \cdot \frac{1}{n - A}$$

(veszteséges ill. várakozásos forgalom esetére számítható [10]), ahol τ a kapcsolószerelvények miatt fellépő időveszteség és y a forgalom.

A forgalom torlódásértéke A forgalom és n párhuzamosan működő szerelvény esetén $E(n, A)$ ez megadja, hogy a teljes idő hányadrészében kell az előfizetőnek hiába várni. Az A átlagos forgalom az idő függvényében $f(A, t)$ szerint változik, a forgalom pillanatértéke, ez a valószínűség sűrűségfüggvény $A \cdot f(A \cdot t)$ értékkel egyenlő. Az időveszteség $A \cdot E(n, A) \cdot f(A, t)$. Ezt a forgalom szerint integrálva, és az üzemeltetési idővel szorozva a teljes időveszteséget kapjuk:

$$T. \int_0^{\infty} A.\, E(n, A)\, f(A, t)\, \mathrm{d}A$$

A teljes összeköttetés minőségjavításának értékét megkapjuk, ha ezt megszorozzuk G_1'-gyel. A létesítmény optimális áramkör számát kiszámíthatjuk, ha a veszteségek (minőségjavítás) számított összegéhez hozzáadjuk a beruházási költséget, vagyis itt is szélső értéket keresünk. A $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}n}(K_S + K_{t2}) = 0$ egyenlet megoldása adja az optimális n értéket. Természetesen K_S és K_{t2} értékét $(K_S + K_{t2} = K/n)$ az össze-

köttetés mentén található valamennyi szerelvényre összegezni kell:

$$K(n_i) = \sum_i b_{ij} n_i + \sum_j G_j T_j \int_0^\infty A_j E_j f(A_j) \, dA_j$$

Ha a párhuzamosan működő szerelvények számát Δn lépésekben változtatjuk, akkor $K(n)$ értéke csökken az optimális n_0 értékig, utána ismét növekedni kezd. A minimumra vonatkozóan érvényes, hogy

$$K(n_0 \pm \Delta n) > K(n_0)$$

Ez $i = 1$ és $j = 1$ esetén egyszerűen felírható, mert a bn_0 minden esetben szerepel, tehát mint állandó elhagyható.

$$T \int_0^\infty A \cdot [E(n_0 - \Delta n), A - E(n_0 A)] f(A) \, dA \geqq \frac{b\Delta n}{G_1} \geqq$$

$$\geqq T \int_0^\infty A \cdot [E(n_0 A) - E(n_0 + \Delta n, A)] f(A) \, dA$$

Ez a kifejezés már alkalmas numerikus számításra, a szélső érték gyakorlati meghatározására.

5. Összefoglalás

A hálózattervezésnél szem előtt tartandó követelményeket csak azért állítottuk össze, hogy az egyes részfeladatok tervezői betekintsenek a hálózattervezés további feltételeibe. Nem szabad ugyanis valamely kiemelt szempont alapján optimalizálni. Nem biztos ugyanis, hogy egy-egy szerelvény valamelyik követelmény szempontjából való lényeges, de egyoldalú javítása a teljes hálózat szempontjából kedvező.

Erre például megemlíthető a távbeszélő készülék hangosságának növelése, ami áthallást okozhat és a vivőfrekvenciás berendezéseket túlvezérli; vagy a vivőfrekvenciás berendezések zajainak csökkentése, ami a bonyolultabb szűrők miatt a terjedési időt és a beruházási költséget növeli. Tehát a berendezések és áramkörök valamennyi jellemzőjét az összes hálózatra vonatkozó követelmény szem előtt tartásával kell meghatározni.

A Híradástechnika Egyesület „Rendszertechnikai Bizottságának" vitáit a cikk összeállításánál felhasználtuk.

IRODALOM

1. *H. Fletcher:* Speech and Hearing in Communication. D. van Nostrand. New York 1953.
2. *Dr. Tarnózcy Tamás:* Fizikai Akusztika. Akadémiai Kiadó. Bp. 1963.
3. *K. Mc. Ilwain—C. E. Dean:* Principles of Color Television. John Wiley & Sons. New York 1956.
4. *Ócskay—Soós:* A csillagrendszerű helyközi hálózat és tervezési elvei. Közlekedési Kiadó Bp. 1953.
5. *F. Riordan:* Stochastic Service Systems. Wiley Sons London 1962.
6. *Dr. Sárközy G.:* Híradástechnikai berendezések üzembiztonságának néhány kérdése. Magyar Híradástechnika 1961. 1. sz. 30—35.
7. *U. Christiansen—G. Lind:* Maintenance of Telephone Plant from Statistical and Economic Aspects. Ericsson Technics Vol 18 (1962) No 1 61—88.
8. *Y. Rapp:* Extension of Telephone Plant With Regard to the Value of Subscribers' Time. Ericsson Technics Vol 17. (1961) I. rész: No 1 3—59, II. rész: No 1 63—101, III. rész: No 2 151—182.
9. *H. Hanson—G. Lind:* Estimation of the Increase in Conversation Time as Function of the Overall Reference Equivalent of a Telephone Circuit. Ericsson Technics Vol 18 (1962) No 1 35—59 ol.
10. *Horváth Gy:* Távbeszélő berendezések tervezésének néhány kérdése. Felsőoktatási Jegyzetellátó V. Bp. 1954.

SZEMLE

Bulgária automatikus távíróhálózatának nagyarányú kiszélesítését irányozták elő ebben az évben. Új automatikus távíróközpontokat helyeznek üzembe, melyeknek kapacitása 460 szám lesz, hat új távíróközpontban. Ezzel megteremtik az országban a távíróösszeköttetések automatizálásának alapját.

A városi telefonhálózatokat bővítik és 25 000 új telefonállomást helyeznek üzembe, ebből több mint 12 000-et Szófiában. Ez kielégíti majd a lakosság és a népgazdaság telefon iránti igényeinek jelentős részét. Ezenkívül tervbe vették a helyközi telefonhálózatnak 160 vonallal való növelését. Mindez megteremti az előfizetői automatikus távválasztás bevezetésének alapjait. A közeljövőben megvalósítják a távválasztást Szófia, Plovdiv és Sztara Zagora között.

1965-ben üzembe helyezik az új nagyteljesítményű televízióadót a Botev-csúcson, melynek adásai ellátják majd az ország területének 40%-át. Megkezdik a Napfényes Part Fekete-tengeri üdülőhelyen a televízió adóállomás első részlegének építését, mely televízió programmal látja majd el a Fekete-tengeri partvidéket. A Jugoszláviával való összeköttetés kiszélesítése céljából megkezdődik a Szófia—Dragomán rádiórelé vonal építése. Bővül a távíró és telefonösszeköttetés Bulgária, Görögország és Törökország között. Megkezdték már Petrohánban a rádiórelé-állomás építését, mely biztosítja majd a szükséges távíró- és telefonösszeköttetést Mihajlovgrád és Vidin megyékben.

Ebben az évben átjátszó televízióadókat helyeznek üzembe Szlivenben, Targovistében, Kolarovgrádban, Szmoljánban, Madanban és Kardzsaliban és új műszaki épületeket emelnek Vidinben, Dimitrovgrádban, Szilisztrában, Mihajlovgrádban, Lovecsben és Kolarovgrádban, ezen városok postaszolgálati összeköttetéseinek fejlesztése céljából. Bélyegző és díjszabásmeghatározó gépeket állítanak be a postai dolgozók munkaigényes munkafolyamatainak a gépesítésére. (Bolgár Tájékoztatási Iroda.)

CSEPREGI HORVÁTH KÁZMÉR–STEFLER SÁNDOR
Elektromechanikai Vállalat

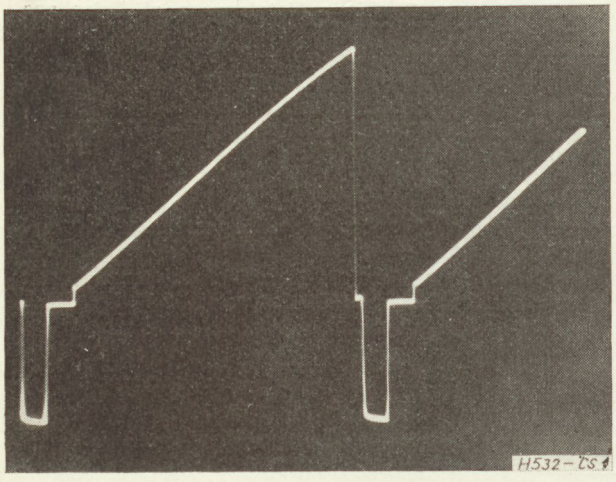
A televízióátvitel nonlinearitásainak mérési módszerei

ETO 621.391.837.21.08

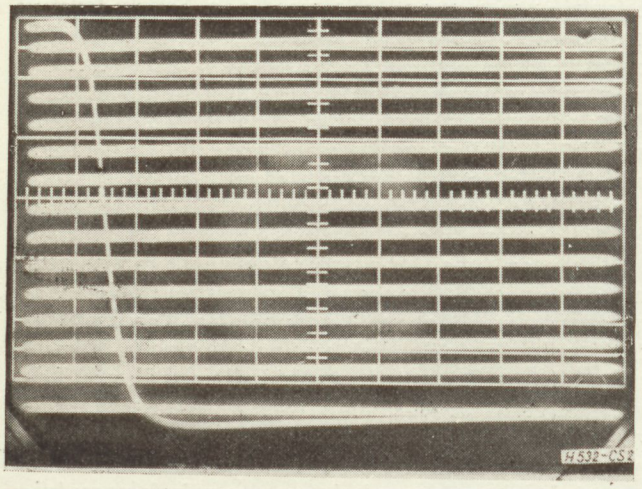
A nonlinearitás mérésére többféle módszer ismeretes, amelyek mindegyikének van előnye és hátránya. Az üzemi közvetítő lánc mérésére vannak szabványos előírások, de vannak bevezetett mérési eljárások a stúdió és mérőműszer-linearitás mérésekre is. A következőkben ezek közül mutatunk be néhányat.

A statikus nonlinearitás mérési módszerei

A statikus nonlinearitás legkézenfekvőbb mérési lehetősége az oszcilloszkópon szemmel történő kiértékelés. A méréshez általában sorfrekvenciás fűrészjelet használnak (1. ábra), amelyet kiértékelés céljából az oszcilloszkópra vezetnek. A mérésnek igen sok nehézsége van. Először is az elérhető mérési pontosságot az oszcilloszkópok eltérítési nonlinearitása szabja meg. Jó oszcilloszkópnak nevezhető az, amelyik függőlegesen 2%, vízszintesen pedig 4% linearitás hibával rendelkezik. A két hiba — legrosszabb kombinációt figyelembe véve — összegződik, tehát az oszcilloszkóp maga már 6% hibát okoz. Természetesen ez nem az egyedüli hibaforrás, mert a „leolvasás" teljesen bizonytalan. Ennél a módszernél a látott jel geometriai egyenességét vetik össze egy egyenes vonallal, amit például az oszcilloszkóp skálájára helyeznek. Az összehasonlításkor a két jelnek ideális esetben össze kellene esni, de ezt a parallaxis hiba miatt igen nehezen lehet megállapítani: nem beszélve arról, hogy ha nem egyenes a látott fűrészjel, akkor a nonlinearitás értéke nem állapítható meg számszerűen. Valamivel jobb módszer a vizsgáló jel frekvenciájánál lényegesen nagyobb vízszintes eltérési frekvencia választása. Ekkor egymás mellett sok fűrészvonal jelenik meg az ernyőn és így már valamivel könnyebb a kiértékelés (2. ábra) különösen akkor, ha ernyő-fényképről végezzük. Még ezzel a módszerrel is közvetlen kiértékelés csak az egészen durva hibák megállapítására alkalmas.



1. ábra. Sorfrekvenciás fűrészjel

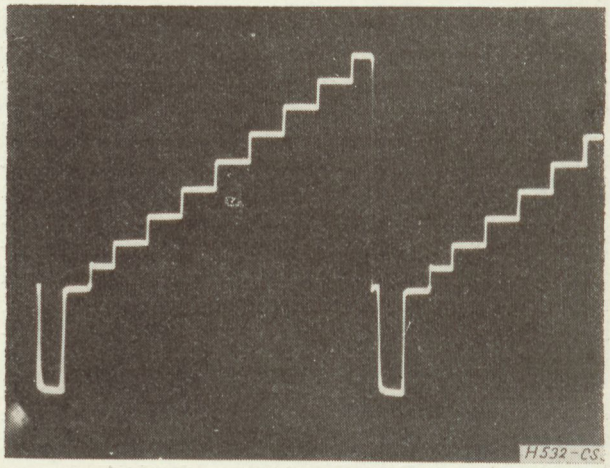


2. ábra. Sorfrekvenciás fűrészjel. A vízszintes eltérítés frekvenciája nagyobb, mint a jelfrekvencia

Lényegében ugyanez a helyzet akkor is, ha fűrészjel helyett soklépcsős lépcső-jelet használunk. Itt az „egyenesség" nagyon is bizonytalan megállapítása helyett már csak magasságot, az egyes lépcsőfokok magasságát kell mérni. Egyúttal kiesik az oszcilloszkóp vízszintes eltérítésének hibája is. Természetesen a leolvasás és függőleges nonlinearitás hibája továbbra is megmarad. A módszer mindenesetre pontosabb, bár a lépcsőjel alaphibája — a generátorból kiadott jel hibája — nagyobb, mint a fűrészjelé.

Szuperponált nagyfrekvenciával történő mérés

Jól használható mérési módszer a szuperponált nagyfrekvenciás módszer. A mérésre sorfrekvenciás fűrészjelet használnak, amelyre a teljes jel-amplitúdó 10%-ának megfelelő nagyfrekvenciát szuperponálnak (4. ábra). Szabványosított nagyfrekvenciás-jel frekvencia: 0,2 f_c = 1,2 MHz, az OIRT rendszerben).



3. ábra. Sorfrekvenciás lépcsőjel

A mérés elve a következő:

Ha a jel valamilyen nonlineáris rendszeren halad át, akkor eltorzul, vagyis a fűrészjel valamelyik része megnyúlik vagy összenyomódik. Természetesen ugyanekkor a szuperponált nagyfrekvencia amplitúdója is megnő, illetve csökken. A mérésre ezt a megváltozott amplitúdójú nagyfrekvenciát használják. Megfelelő rendszerrel (lásd később) a nagyfrekvenciát leválasztják a fűrészjelről és az oszcilloszkópra viszik (5. ábra). Ha a jel nem szenvedett torzulást az átvitel folyamán, akkor a leválasztott jel amplitúdója állandó a két szinkron, illetve kioltójel közötti tartományban. Ha torzult, akkor a jel amplitúdója nem állandó.

A nonlinearitás mérőszámának az m tényezőt tekintik: Egy adott frekvencián (f_1):

$$m_{f_1} = \frac{M_{\min}}{M_{\max}} \cdot 100,$$

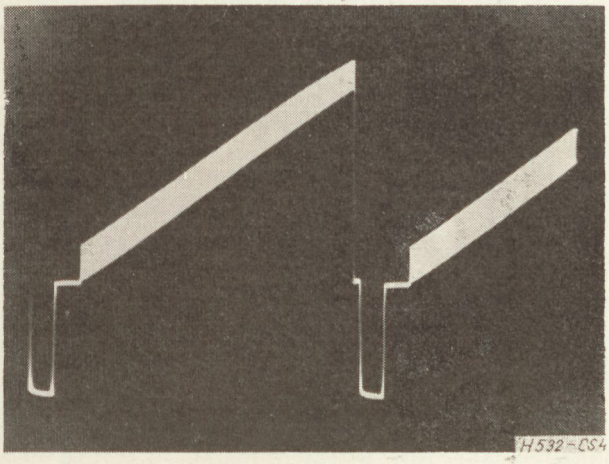
illetve:

$$A_{f_1} = 20 \lg \frac{M_{\max}}{M_{\min}} \; (dB),$$

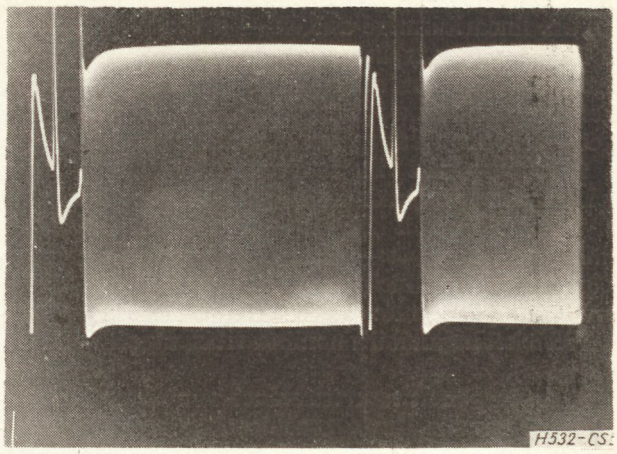
ahol $M_{\max}$ a leválasztott nagyfrekvencia legnagyobb és $M_{\min}$ a legkisebb amplitúdója.

A mérési módszernek számos előnye van. A mérésből kiesik a vízszintes eltérítés hibája és kiesik az eredeti, generátorból kiadott fűrészjel linearitási hibája, hiszen a nagyfrekvenciát nem okvetlenül fűrészjelre kell szuperponálni, csupán az a lényeges, hogy ez a tetszés szerinti lefutású jel a feketétől a fehérig terjedő tartományt átfogja és a szuperponált jel amplitúdója állandó legyen. A függőleges eltérítés nonlinearitása csak másodrendűen jelentkezik, mint a mért linearitás-hiba kiértékelési hibája. (A közvetlen módszernél — a szuperpozíció nélküli fűrészjelnél — közvetlenül, mint a linearitás hibája jelentkezett.) A mérés viszonylag pontos és gyorsan végrehajtható, ez az OIRT — CCIR szabványosított nonlinearitás mérési eljárás is, ez örvend a legnagyobb elterjedtségnek.

Természetesen ennek a mérési módszernek is vannak hátrányai vagy inkább nehézségei, éspedig a kis torzítások kiértékelésénél. Mint az előbbiekben láttuk, a nagyfrekvenciás jel teljes amplitúdójához, illetve középértékéhez viszonyítottuk az egyenestől való eltérés mértékét. A mindennapi televíziós üzemi



4. ábra. Sorfrekvenciás fűrészjel, szuperponált nagyfrekvenciával



5. ábra. Leválasztott nagyfrekvencia (vízszintes eltérítés: sorfrekvencia)

gyakorlatban előforduló lánc- és adóberendezés nonlinearitásoknál ez megfelelő is, hiszen itt $m = 0{,}9$ nagyságrendű torzítások szerepelnek. Nehézséget jelent, ha a mérendő linearitás-hiba kicsi. 6 cm-es ernyő képet véve alapul, a legkisebb leolvasható amplitúdóingadozást 1 mm-nek véve, a kiértékelhető legkisebb hiba a jel alján és tetején is:

$$1/60 \times 100 = 1{,}66\%.$$

Ez maga is — bizonyos esetekben — elég nagy nonlinearitás érték és általában már nehezen olvasható le megfelelő biztonsággal. Ilyenkor a függőleges erősítőn nagyobb erősítést állítunk be úgy, hogy a nagyfrekvenciás jel amplitúdó-ingadozásai nyújtva legyenek leolvashatók. Az alkalmazott nyújtásnak egyrészt az oszcilloszkóp túlvezérelhetőségi tulajdonságai, másrészt a rendszerre adott jel saját nonlinearitáshibája, végül pedig az oszcilloszkópra adott jel ingadozásai szabnak határt. Mind a három hatást figyelembe véve, olyan esetekben, amikor a rendszer bemenet is hozzáférhető és így a beadott jel hibáját meg lehet állapítani, a megbízhatóan kiértékelhető legkisebb hiba-érték 1% ($m = 0{,}98$) körül van (alul is 1%, felül is, ezért $m = 0{,}98$ az 1%). Természetesen a mérési hiba nő az oszcilloszkóp túlvezérlése miatt.

Ugyanezt a jelet fel lehet használni a dinamikus nonlinearitás mérésére, ha a szuperponált jelek frekvenciáját változtatjuk. Ehhez a méréshez a 0,2 f_c-n kívül a nemzetközi ajánlások még a 4,43 MHz-es (szín-segédvivő) frekvenciát is ajánlják. Ha a linearitást ezen a két frekvencián vizsgáljuk, akkor tájékoztatást kapunk a rendszer dinamikus — frekvenciafüggő — viselkedéséről. Természetesen a szuperponált nagyfrekvencia értéke ennél nagyobb frekvenciákig is kiterjeszthető.

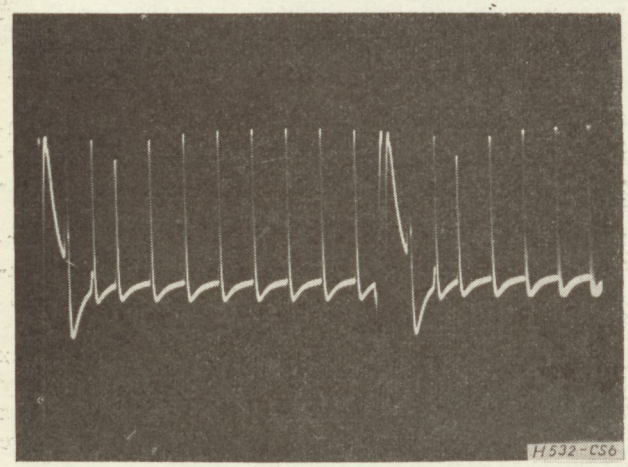
Másik — inkább gyakorlati — kivitelezésből származó hátránya ennek a módszernek, hogy a szinkron- és kioltójelek nagyobb frekvenciákat képviselő élei is megjelennek a leválasztott jelben, nagy (elvben 10-szeres) amplitúdóval. Ezek a tüskék egyrészt az oszcilloszkópot túlvezérelhetik, másrészt pedig a nagy amplitúdójú jelek lecsengése bizonyos időt vesz igénybe. A lecsengési idő okozta hiba kiküszöbölésére csak a jelnek vízszintes irányban (időben) mért 10—90% közötti részét szokták kihasználni. Az igényes

nagyfrekvencia-leválasztó linearitásmérő készülékek, az ún. linearitásmérő szűrők — a tüskék ideje alatt a kimenetet lezárják és így a tüskéket kirekesztik, ami kétségkívül növeli a mérés pontosságát — csökkenti az oszcilloszkóppal szemben támasztandó igényeket —, azonban lényegesen több alkatrészt kíván.

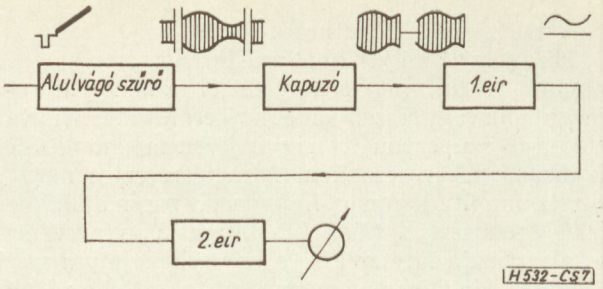
A szuperponált nagyfrekvenciával ellátott fűrészjel helyett soklépcsős lépcsőjelet is lehet használni. Ilyenkor a lépcsők helyett — a szűrő által elvégzett differenciálás miatt — csak az ugrással azonos nagyságú tüskék jelennek meg. Ideális esetben a tüskék amplitúdója állandó: gyakorlatban a hosszak változását fel lehet használni a nonlinearitás megállapítására (6. ábra).

A szuperponált nagyfrekvenciás módszer kialakítható olyanra is, hogy oszcilloszkóp nélkül közvetlenül, mutatós műszeren olvasható le a nonlinearitás értéke (7. ábra). A nagyfrekvenciás jelet — leválasztás és a tüskék kirekesztése után — két-diódás egyenirányítóra vezetik. Ekkor a kimeneten nem jelenik meg a nagyfrekvencia, hanem csak annak burkolója. A burkolót még egyszer egyenirányítva meg lehet kapni ennek az ingadozásnak — a nonlinearitásnak — a csúcsértékét. Ha ezt mutatós műszerre vezetjük és valamiképpen gondoskodunk a teljes nagyfrekvenciás jelhez történő viszonyításról, akkor lehetőség nyílik a nonlinearitás-hibának mutatós műszerrel történő mérésére. Végeztünk ilyenirányú vizsgálatokat és a módszert alacsony saját-hiba értékekkel valóban használni lehetett. A fenti mérési módszernek egyik válfaját a Távközlési Kutató Intézet fejlesztette ki a mikrohullámú láncok mérésére (vonalközös módszer). Lényegében ez nem más, mint a szuperponált nagyfrekvenciás módszernek egy változata. Itt alapjelként 50 *Hz*-es színuszjelet használnak, amelyre ráültetik a nagyfrekvenciát. A mérés kiértékelés további menete azonos az előzőkben ismertettel: a kiértékelés oszcilloszkópon történik bekapuzott vonalközzel.

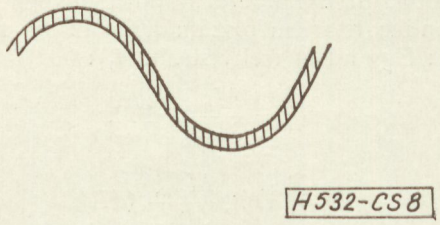
A módszernek kétségkívül előnye, hogy roppant egyszerű, hiszen az alapjel, hordozójel, előállítására egy színuszosító áramkör közbejöttével magát a hálózatot fel lehet használni, másik előnye, hogy az alapjel frekvenciája és a szuperponált jel frekvenciája között sokkal nagyobb a különbség, ami a szűrővel kapcsolatban támasztott követelményeket enyhíti.



6. ábra. Lépcsőjel linearitás-szűrő után



7. ábra. Közvetlenül mutató linearitás-mérő vázlata



8. ábra. TKI által használt mérőjel

Hátránya az eljárásnak, hogy nem használható olyan áramköröknél, amelyek alapszint helyreállítókat (clampereket) tartalmaznak, mert ezek nem teszik lehetővé a szinkronjel nélküli jelek átvitelét.

A módszernek fő felhasználási területe a mikrohullámú berendezések, ezért a magyar gyártmányú mikrohullámú berendezésekkel együtt tartozékként a fenti eljárást alkalmazó berendezést is szállítják.

Linearitás mérése differenciális módszerrel (differenciális linearitás)

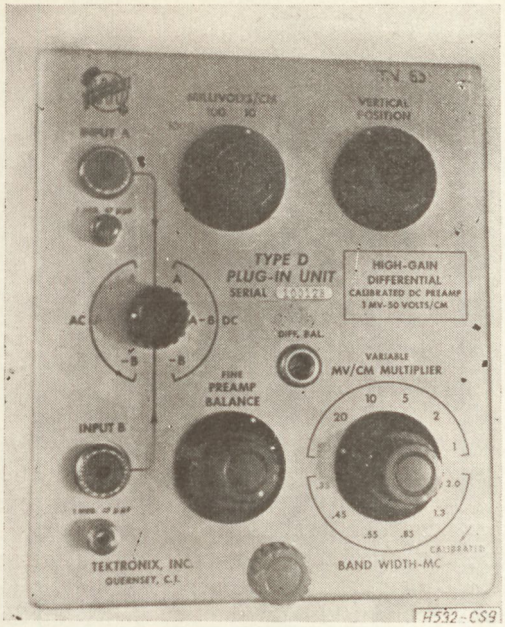
A differenciális linearitás fogalma nem azonos a differenciális erősítésével. A mérési módszer nem pontos, az eddigi nonlinearitás-jellemzőkké nem számítható át. Ennek ellenére vannak helyek, ahol használják (Marconi).

Az eljárásnak lényege az, hogy az eredeti és torzult jelet egyszerre beadják egy olyan négypólusba, amelyik csak a két jel különbségét állítja elő, az azonos összetevők nagymértékben elnyomódnak. A differenciális linearitás a négypólus bemenetén és kimenetén fellépő jelek különbségének nagysága, viszonyítva a teljes jelhez. Ha a differenciális linearitás 0, akkor a jel nem szenvedett torzulást. A differenciális linearitás mérésére az egyes oszcilloszkópoknál külön differenciál-erősítő egységek dugaszolhatók a készülék előerősítője helyére, amelyekkel a differenciális linearitás mérhetővé válik. Ilyen például a Tektronix oszcilloszkópoknál általánosan használható *D* típusegység.

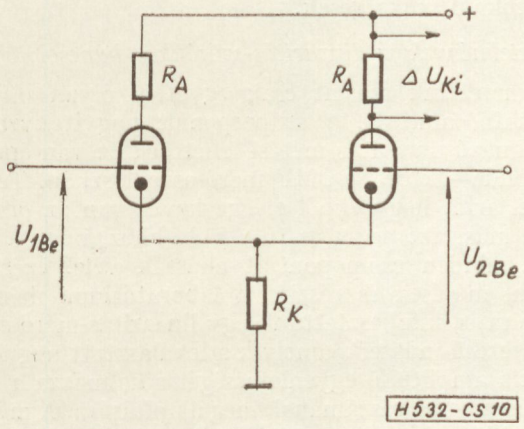
A differenciál-erősítő alapkapcsolása a 10. ábrán látható. Ez lényegében nem más, mint két elektroncső, amelyeknek közös ellenállásra van kötve a katódja.

A differenciál erősítő az azonos jeleket, illetve a jelek azonos összetevőit elnyomja, a különbözőket, illetve a nem azonos összetevőket erősíti.

Az alapkapcsolást vizsgálva látható, hogy az azonos fázisú jelek elnyomása annál nagyobb, minél nagyobb a közös katódellenállás és minél nagyobb a két csőfél jellemzőinek azonossága. Ez a legfontosabb differenciál-erősítő jellemző, hiszen ez szabja meg a mérhető legkisebb differenciális erősítés-hibát. Ha



9. ábra. Differenciál erősítő



10. ábra. Differenciál erősítő alapkapcsolása

1 % hibát akarunk mérni, úgy, hogy a mérés hibája 10% legyen, akkor

$$\frac{1}{0{,}01 \times 0{,}1} = 1000 \div 40 \text{ dB}$$

Ehhez tehát 1000-szeres azonos fázisú jel elnyomás szükséges, ami könnyen megvalósítható érték.

Felhasználási példák

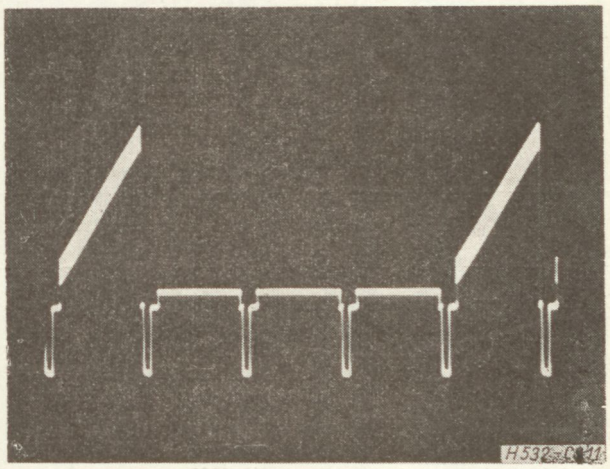
Mint ismeretes, a videó (vagy bármilyen jel) *RC* csatolású fokozatokon áthaladva eredeti egyenáramú értékét elveszti és az ún. egyenáramú középértékre áll be. Ekkor az egyenáramú középértékre szimmetrikus a jel elhelyezkedése, tehát ugyanakkora terület van a középérték alatt, mint felett. Ezt az elveszett egyenáramú középértéket a láncon több helyen, ún. alapszint-helyreállítókkal — clamperekkel — állítják vissza. Az egyenáramú közép változásával természetesen a videójel az erősítő csöveinek vagy tranzisztorainak más és más kivezérlési tartományába csúszik. Ha sok fekete sor van és kevés fehér, akkor az egyenáramú közép a szinkron jelek közelében van, ha sok fehér sor van, akkor a helyzet megfordul, tehát a linearitás szempontjából különösen lényeges videó-tartomány a kivezérlési tartomány más és más helyére kerül. Mivel ez az eset a gyakorlatban is állandóan előfordul, ezért a viszonyok leutánzására, illetve a különböző egyenáramú középérték melletti mérésekre külön mérőjelet szabványosítottak (CCIR 3. számú szabványos vizsgálójel). Ezeknél a jeleknél a linearitás mérésére használt fűrészjelet fehér, illetve fekete sorok közé helyezik, minden negyedik sorban van csak fűrészjel (11. ábra). Ezzel a két szélsőséges esetet elő lehet állítani, mérésére a linearitás szűrőt lehet használni.

Természetesen az egyenáramú közép változásával a szinkronjel alakhelyessége is megváltozik, nyúlik vagy összenyomódik. A változás mérésére használatos az a módszer, hogy a nagyfrekvenciás szuperpozíciót kiterjesztik a szinkronjelek idejére is és a szűrő után mérhető az összenyomódás, illetve nyúlás mértéke. A módszert a gyakorlatban nemigen használják, mert olyan szűrőt kíván, melynél a nagy élmeredekségű jelhomlokokból származó tüskék kb 0,5—1 μsec alatt teljesen lecsengenek: ezt a feltételt a gyakorlatban nehezen lehet megvalósítani. Helyette általában megelégszenek a szinkronjel nagyságának geometriai mérésével. Ez a módszer pontatlanabb, azonban kisebb felkészülést kíván.

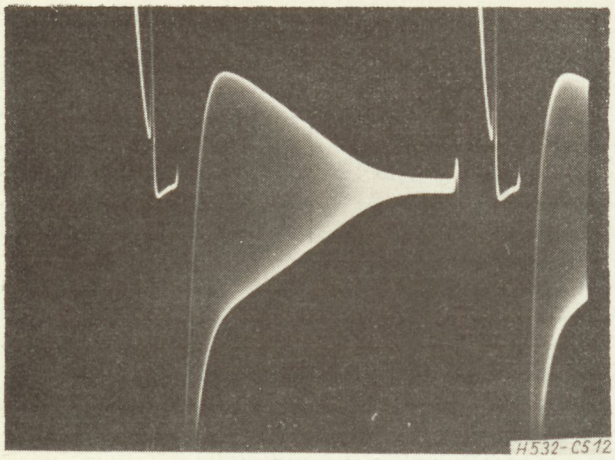
A szuperponált nagyfrekvenciát alkalmazó eljárás alkalmas a határolók frekvencia-függőségének megállapítására is. A TV-lánc bizonyos helyein a szinttúllépés megakadályozására határolókat szoktak használni. Így okvetlenül alkalmazni kell ilyen határolót az adóberendezéseknél, mert túl nagy modulációnál megszűnik a képvivő és ilyenkor az intercarrier rendszerű vevők nem tudják előállítani a középfrekvenciát és élvezhetetlenné válik a hangvétel.

A határolók általában diódás áramkörök, amelyeknél a vágási szint változtatható. Ideális esetben a vágó után a fűrészjel helyett állandó szintet kell kapni és természetesen a szuperpozíciónak is meg kell szűnnie. Ha a szuperponált jel frekvenciáját megváltoztatjuk, akkor — lineárítás szűrő után — meg lehet mérni a vágó frekvencia-függőségét.

Dinamikus nonlinearitás gyakran keletkezik a katódkövető fokozatokban. Mint ismeretes a katód-



11. ábra. Sorfrekvenciás fűrészjel, változó egyenáramú középértékkel (fűrészjelek közt fekete sorok)



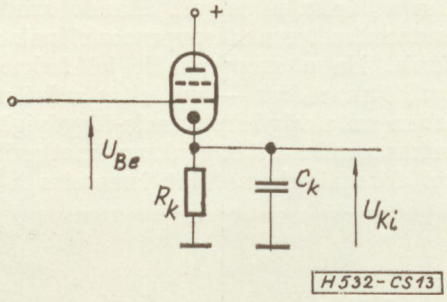
12. ábra. Határolt jel leválasztott nagyfrekvenciás jele

követő kimenő-impedanciája függ a cső meredekségétől, a meredekség pedig a pillanatnyi kivezérléstől. Ez annyit jelent, hogy a lezárás közelében kisebb a meredekség és az erősítést itt a kimeneti kapacitások jobban terhelik. A terhelés-változás nyilván nagyobb frekvencián jobban szembeötlő. A katódkövető erősítése:

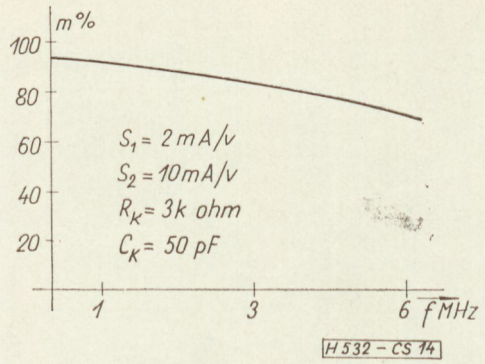
$$A = \frac{SR_K}{(1 + SR_K)^2 + (\omega C_K R_K)^2}$$

Tehát az erősítés egyrészt az S-től, másrészt pedig ω-tól függ. Alacsony frekvencián a második tag elhanyagolható, nagyobb frekvencián viszont már nem. A viszonyokat kissé túlozva az értékeket a 14. ábrán lehet látni. Látható, hogy a katódkövető meredekségváltozása észrevehető dinamikus nonlinearitás hibát eredményez.

Néha szükséges nem egységnyi γ értékű erősítők vizsgálata is. Ehhez olyan készüléket kell alkalmazni, amelyik a lineáris fűrészjelet (szuperpozíció nélkül)



13. ábra. Katódkövető kapcsolás



14. ábra. A katódkövető frekvencia függősége

ismert mértékben eltorzítja. A gamma-kompenzálón áthaladt jelet a differenciál-erősítő egyik bemenetére adjuk, az ismert előtorzítását pedig a másik bemenetre. Az ismert torzítást addig változtatjuk, míg a két jel a lehető legjobban egyező nem lesz: vagyis a differenciális nonlinearitás minimálissá nem válik, akkor a két jel gamma-értéke azonos. Ilyen mérések filmbontóknál, kameráknál, általában gamma kompenzátoroknál szükségesek.

Követelmények a linearitás-szűrőkkel kapcsolatban

Ismereteink szerint csak egyetlen olyan műszer kapható, amelybe a szuperponált nagyfrekvenciát alkalmazó linearitás mérési lehetőség be van építve: a Rohde—Schwarz OMF mérő-oszcilloszkóp. Tekintettel arra, hogy ebből eléggé kevés van az országban, másrészt pedig ez túl „jó" ahhoz, hogy a TV-lánc minden csomópontját ellássák vele, ezért az üzemi mérések és részint a laboratóriumi mérések céljaira is, kifejlesztettünk egy linearitás-mérő szűrő elnevezésű műszert, amelyik a leválasztott nagyfrekvencia amplitudó egyenletességét alkalmazza a linearitás-hiba mérőszámának megállapítására. A műszer eléggé kisméretű és nem túl költséges ahhoz, hogy az országos TV-lánc csomópontjait és esetleg az egyes laboratóriumokat el lehessen vele látni.

Megfelelő oszcilloszkóp alkalmazása esetén 1% nagyságrendű hibák mérésére is alkalmas, tehát a mérési módszer elméleti mérési lehetősége megközelíthető segítségével.

A készülék kialakításánál kétféle megvalósítási lehetőség jöhetett számba; egyik, amikor a nagyfrekvencia leválasztását alkalmas felülátereszto szűrő végzi, a másik pedig, amikor a leválasztást egyszerű

A nonlinearitás mérési módszerek összehasonlítása *1. táblázat*

Mérési módszer	Felhasználandó jel	Generátorhiba	Mérési alaphiba	Felhasználási terület
O. szkópon, szemmel	sor. fr. fűrész	2%	6%	durva kiértékelés
O. szkópon, szemmel	sor. fr. lépcső	5%	7%	durva kiértékelés
Linearitás-szűrő	sor. fr. fűrész + 1,2 MHz	$m = 0{,}98$	$m = 0{,}02$	CCIR-OIRT szabvány (4 soronkint)
Linearitás-szűrő	sor. fr. fűrész + 1—6 MHz	$m = 0{,}98$	$m = 0{,}3$	dinamikus non. lin.
TKI-módszer	50 Hz színusz + 1,2 MHz	$m = 0{,}99$	$m = 0{,}01$	TKI mikrók (USA előírás)
Differenciál erősítő	tetszés szerinti	—	$A = 0{,}01$	differenciális linearitás korrektorok

differenciálással végzik el (RC-szűrő). Mindkét módszer rendelkezik előnnyel és hátránnyal is. A felüláteresztő szűrő előnye az, hogy sokkal keskenyebb frekvenciasávot foglal el az átmeneti tartomány, hátránya viszont, hogy az áteresztő tartomány frekvencia-menete nehezen tehető teljesen egyenessé; némiképp ellene szól az is, hogy a gyakorlati kivitelezése nehézkesebb, mert hangolni kell és nagy helyet foglal el a szűrő.

Az RC-szűrős differenciáló módszernél a zárási és áteresztési tartomány folyamatosan megy át az egyikből a másikba, viszont a nagyobb frekvenciákat a differenciálótag már nem befolyásolja és így lehetőség nyílik a „dinamikus nonlinearitás" megmérésére, vagyis a linearitás-hiba frekvencia-függőségének megállapítására. Hasonlóképpen alkalmas az adóberendezések kimodulálhatóságának megmérésére, vagyis annak megvizsgálására, hogy milyen módon változik az adóberendezés átvitele fekete, szürke és fehér szinten. Ennek mérésekor a feketének, szürkének és fehérnek megfelelő állandó szintet kis amplitúdójú nagyfrekvenciával modulálják. Nyilvánvalóan a nagy frekvencia amplitúdójának sem a szint, sem pedig a frekvencia függvényében nem szabad változnia. A mérés lényegében azonos a „dinamikus nonlinearitás" mérésével: az adóberendezés előírásai azonban ezt a módszert kissé másképpen írják elő. Tapasztalat szerint az átmeneti tartomány szélesebb volta a gyakorlatban nem jelent hátrányt, viszont a lineáris frekvencia-jelleggörbe előnyös és ezért a ténylegesen elkészített műszernél ezt az utat választottuk.

Mind az LC-szűrős, mind pedig a differenciálást használó RC-szűrős megoldásnál megjelenik a nagyobb frekvenciát képviselő szinkron és kioltójel-él is. Ezeknek emelkedési ideje kb 2,5 MHz-nek felel meg, tehát a műszer ezeket átviszi, közel eredeti amplitúdóval. Ez annyit jelent, hogy a leválasztott jelek — ha az erősítő az éleknek megfelelő jeleket is torzítatlanul átviszi — az oszcilloszkópot, mellyel a torzítást, illetve a linearitás-hibát kiértékeljük, könnyen túlvezérlik. Ennek elkerülésére lehet olyan megoldást választani, hogy a készülékbe rezgőköröket építünk, amelyek a rezonancia frekvencián nagyobb erősítést biztosítanak és így a tüskék amplitúdója a hasznos jelhez képest lecsökken. Konkrét frekvenciás méréseknél a mérőfrekvenciák szabványosított értéke az 1,2 MHz és 4,43 MHz: ezek mindegyikétől elegendő távolságban van az éleknek megfelelő 2,5 MHz, tehát a hasznos jel amplitúdója valóban megemelkedik. A módszer alkalmazásával a teljes sávban történő mérés lehetősége természetesen elesik, mivel a rezgőköröket csak egyetlen frekvencia környezetben lehet használni.

Ezt a nehézséget a kivitelezett készüléknél a tüskék vágásával kerültük meg. Azok amplitúdója annyira korlátozva van, hogy a túlvezérlés veszélye lecsökken és gyengébb oszcilloszkópok is használhatók a hiba kiértékelésére. Az amplitúdó határolást a műszerbe beépített erősítő tranzisztorok végzik. A műszer kialakításakor bizonyos elvi nehézségek is merültek fel a mérendő jellemzőkkel kapcsolatban, amelyeket nem sikerült minden vonatkozásban megnyugtatóan megoldani.

Először is nem határozható meg egyértelműen az áteresztő és záró tartomány helye. Tekintettel arra, hogy a leválasztott jelben nemkívánatos a fűrészalakú komponens jelenléte, ezért — a megvalósítandó mérési hiba szem előtt tartásával — meg lehet határozni azt az alapfrekvencia csillapítást, amit meg kell valósítani. Természetesen ez nem elegendő feltétel, sőt talán nem is nevezhető feltételnek, mert a linearitás-hibát közvetlenül ki lehetne értékelni magából a jelből oly módon, hogy a nagyfrekvencia amplitúdóját egyszerűen megmérnénk és egyenáramú oszcilloszkópot alkalmazva az ernyőn a jelet mindig ugyanarra a helyre tolva az oszcilloszkóp linearitáshibáját is ki lehetne ejteni. Természetesen ez a módszer igen körülményes lenne és a gyakorlatban nem lehet használni.

Így azt a kikötést tettük, hogy az átvitt jelben a megmaradó fűrész-amplitúdó ne legyen nagyobb mint 1% és így már lehetséges a hiba olyképp történő mérése, hogy nem a jel maximális és minimális értékét határozzuk meg, hanem a felső, illetve alsó maximális értéktől való eltérést. Erre kis nonlinearitások mérésénél úgyis szükség van, mert a jelet annyira meg kell nyújtani, hogy az ernyőre nem fér be a teljes jel. (Ha 1%-os hibát akarunk mérni ($m = 0{,}98$) és a legkisebb, még leolvasható értéket az oszcilloszkóp ernyőjén 1 mm-ben határozzuk meg, akkor 100 mm-es ernyőképre van szükség. Tekintettel arra, hogy a korszerű oszcilloszkópok 4, illetve 6 cm-es eltérítést tesznek lehetővé függőleges irányban, mindenképpen szükség van a jel ernyőméreten túli nyújtására).

Ilyen módon történő méréskor a mérési hiba a következőképpen alakul:

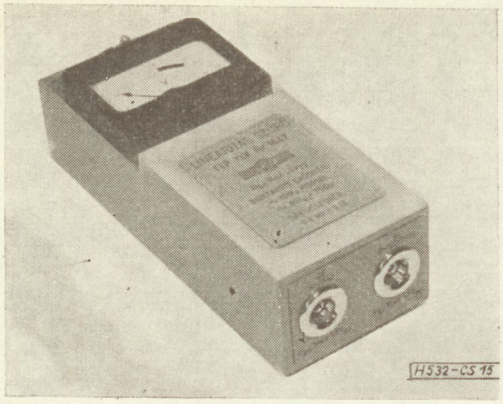
tényleges hiba:	1% mért érték:	1,5% pontosság: 50%
2%	2,5%	25%
5%	5,5%	10%
10%	10,5%	5%

Tekintettel arra, hogy a legnagyobb értéket általában (vízszintesen) középen találjuk, ezért a mérési hiba felével lehet számolni.

Mivel a generátorok által megvalósítható saját linearitás nem jobb, mint 1%, tehát ezt úgyis figyelembe kell venni, illetve ennek figyelembevétele nélkül illuzorikus eredményt kapunk. A figyelembevételnél szerepel a linearitás-mérő saját hibája is, vagyis az ilyen, összehasonlítással történő mérésnél a megmaradó, a fűrész-összetevő által okozott saját hiba kiesik. A gyakorlati értékek 5% körül vannak és ezek mérésére kielégítő a kiadódó 5%-os mérési hiba.

Hibát okoz a leválasztott jel torzulása is, mert az eddigiekben a leválasztott jel teljesen torzítatlan átvitelét tételeztük fel. A hibát az erősítőben fellépő összenyomódás ténye okozza, viszont ez egyértelműen nem mérhető. Helyette lehet valamiképpen mérni a leválasztott jel nonlineáris torzítását, de ez igen sok bizonytalanságot rejt magában.

Folyamatos színuszjellel a torzítás nem mérhető, mert a fokozatok egészen más munkaponton dolgoznak szinkronjelek jelenléte esetén, mint egyébként. Fűrészre szuperponálva a felharmonikus tartalom



15. ábra. Az EMV XLV típusú linearitás-szűrő fényképe

szintén nem határozható meg, mert a felharmonikus-szint mérő a jelenlevő tüskék miatt illuzorikus értéket mutat. A nehézséget úgy kerültük meg, hogy a szintmérőre jutó jelet a tüskék idejére megfelelő kapuzó áramkörökkel megszakítottuk. Ekkor újabb bizonytalanságként jelentkezett, hogy a fűrészjelet szolgáltató generátor szuperponált jele is kb 5% felharmonikust tartalmazott. A mérések eredményeként az adódott, hogy a generátor nagyfrekvenciás jelének

2. táblázat

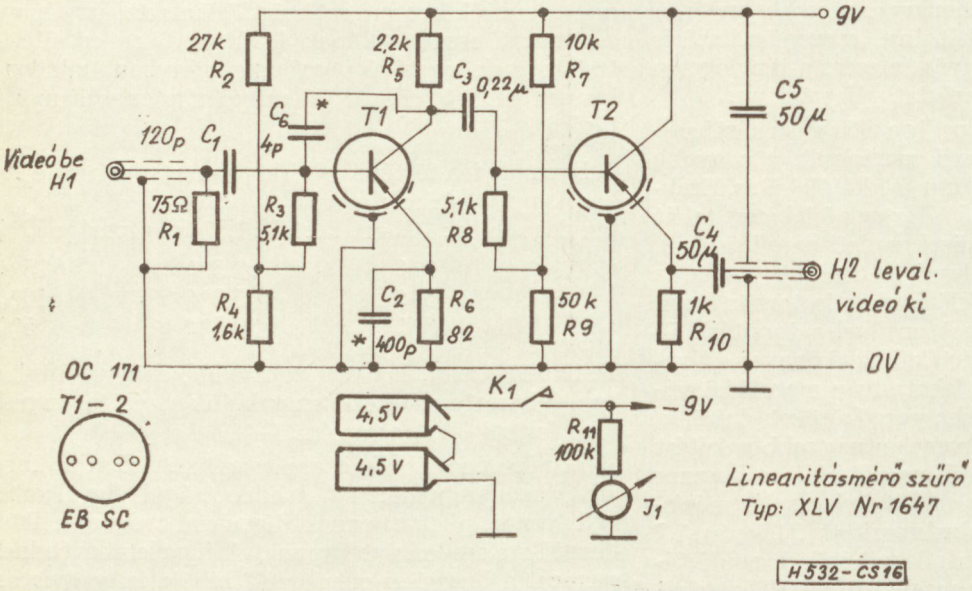
Az EMV typ. XLV., Nr. 1647 linearitás-szűrő műszaki jellemzői

Bemenőfeszültség:	max 1,5 V_{pp}
Bemenőimpedancia:	75 ohm, ± 5%
Beiktatott erősítés:	kb. 6-szoros (75 ohm-on)
	kb. 10-szeres (150 ohm-on)
Mérés saját hibája:	1%
Leválasztott jel sávszélesség:	1—6 MHz, ± 5%

A megvalósított műszer kapcsolásában a fentiek szerint semmi különleges megoldás nincs. A 75 ohmmal pontosan lezárt bemenetet követi a differenciáló tag, amelyik a csatoló kondenzátorból, a bázisosztóból és a tranzisztor bemenő-ellenállásából áll. A tranzisztor emitter-ellenállása a magasfrekvenciás átvitel megfelelő volta érdekében kapacitással át van hidalva. Az első fokozat után emitterkövető fokozat van, amelyről az oszcilloszkópra lehet csatlakozni. A műszer két beépített zseblámpaelemről kapja a táplálást. Az elemek gyakorlatilag a raktározási időig használhatók, mivel a tranzisztoros áramkör fogyasztása igen kicsi. A telep feszültségét műszer méri, mert a megfelelő linearitást csak a 9 V ± 1 V tartományban lehetett megvalósítani.

Tekintettel arra, hogy a műszerből nagysorozat nem készül, az áramkörök klasszikus, nem nyomtatott kivitelűek.

Az üzemi használatban a műszer megfelelőnek bizonyult és megfelelően használható, vagyis a kitűzött célt sikerült elérni.



16. ábra. Az EMV XLV típusú linearitás-szűrő kapcsolási rajza

felharmonikus tartalma ugyanaz, mint a linearitásmérő szűrő kimenetén levő jelé. Ez elvben azt jelenti, hogy a műszer hibátlan. Természetesen ez az állítás egyáltalán nem ellenőrizhető és nem megbízható. Tapasztalat szerint az EMV gyártmányú műszer és a Rohde–Schwarz mérő-oszcilloszkóp a különböző linearitás-hibákat ugyanakkorának méri, ami az előbbi állítást támasztja alá, és azt igazolja, hogy a két műszer egyforma hibás mérési eredményt ad.

A fentieket figyelembe véve a műszer előírt specifikációja már meghatározható. Az alapfrekvencia csillapítását nem definiáltuk, hanem csak a maradék fűrészösszetevő értékét. A specifikációt a 2. táblázat tartalmazza.

IRODALOM

1. *Plotter, J. B.:* Measuring and Interpretation of Nonlinearity in TV Systems, B. I. R. E, 1963, Nr 2, Vol. 26.
2. *Müller. W.:* Über die nichtlinearen Verzerrungen A. E. Ü, 1957, Nr 12.
3. *Black, H. S.:* Modulation Theory, D. Van Nostrand Co. N. Y.
4. *Dillenburger, W.:* Fernseh Messtechnik, Schiele—Schön GmbH, Berlin.
5. Hazeltine Laboratory Staff Principles of color Television John Wiley—Sons, Inc.
6. *Amos, S. W., Birkinshaw, D. C.:* Television Engineering Iliffe Books Ltd, London.
7. *Barta, I.:* Rádióvevőkészülékek és erősítők. Tankönyvkiadó.
8. *C. C. I. R.* Document of the Xth Plenary Assembly Geneva, 1963.

LUDÁNYI JÓZSEF
Kohó- és Gépipari Minisztérium

Papírkondenzátorok átütési szilárdsága

ETO 621.319.4 : 621.315.614.6.015.51

Nemcsak a híradástechnikában, hanem az elektronika minden területén a legkülönbözőbb célokra alkalmaznak papírkondenzátorokat. Ezeknél a dielektrikum legfontosabb alkotórésze a cellulóze papír, melyet a megfelelően megválasztott szilárd, vagy folyékony anyaggal impregnálva biztosítani lehet a felhasználás szempontjából fontos tulajdonságokat.

A híradástechnikában a papírkondenzátorokat főképpen szűrési célokra, az egyen- és váltófeszültség szétválasztására, csatolásra használják. Az alkalmazások nagy részénél a kondenzátor átütési szilárdságának nagysága és tartóssága a fontos, a kapacitás stabilitása és a veszteségtényező nagysága alárendeltebb jelentőségű.

A BHG-ban 1947-óta gyártott vazelin-impregnálású papírkondenzátorokon végzett vizsgálatok eredményei azt mutatták, hogy a sorozatban gyártott kondenzátorok szigetelési ellenállása jóval magasabb, veszteségi tényezőjük alacsonyabb, mint a szabványban megadott érték. Az átütési vizsgálatok eredményei meghaladták a szakirodalomban általában közölt értékeket, s igen magasaknak mondhatók.

A gazdaságos méretezési módszer kidolgozása érdekében kísérletsorozatot végeztünk azzal a céllal, hogy megállapítsuk a különböző összetételű vazelin-impregnálású papír dielektrikumok villamos szilárdságát, a villamos szilárdság hőmérséklet-függését, és összehasonlítást tegyünk két különböző gyártmányú kondenzátorpapír villamos szilárdsága között.

A vizsgálat ismertetése

A különböző dielektrikum-összetétellel készített minta-kondenzátorokból fajtánként 100—100 db került vizsgálatra, a dielektrikum összetételeket az 1. táblázat tartalmazza.

Nem foglalkoztunk a vastagabb kondenzátorpapírból összeállított 3 és 4 réteges dielektrikumok átütés vizsgálatával, mert átütésvizsgáló berendezésünk csak max. 10 kV egyenfeszültséget tudott szolgáltatni, s ez a feszültség a 32 μ-nál vastagabb dielektrikumok átütési vizsgálatához már nem elegendő.

A minta-kondenzátorok tekercseinek tervezésénél azonos fegyverzethosszból indultunk ki (267 cm), így a fegyverzet nagyságának változását a különböző vastagságú dielektrikumok átütési eredményeinek értékelésekor nem kellett figyelembe venni.

A mintakondenzátorok szárítása és impregnálása megegyezett a sorozatban gyártott papírkondenzátoroknál alkalmazott technológiával. Ezt az elvégzett kapacitás-, veszteségtényező- és szigetelési ellenállásmérések is igazolták.

Vizsgálati eredmények

Vizsgálatok labortérben

Az átütés vizsgálatot laboratóriumi körülmények között végeztük, a terem hőmérséklete a vizsgálatok alatt 20 és 29 C° között változott. A vizsgálati eredményeket a 2. táblázat tartalmazza.

Vizsgálatok különböző hőmérsékleten

Az átütési feszültség hőmérséklet-függésének megállapítására 3×10 μ $= 30$ μ dielektrikum összetételű mintakondenzátorokon átütésvizsgálatokat végeztünk úgy, hogy a mintakondenzátorok egyes csoportjait 20 C°, 40 C° és 85 C° hőmérsékleten tartottuk. A vizsgálati eredményeket a 3. táblázat tartalmazza.

Vizsgálati eredmények kiértékelése

Labortérben végzett vizsgálatok

Az 1. ábra mutatja az átütési feszültségek eloszlását, különböző dielektrikum-vastagság esetén. Megállapítható az ábrából, hogy az átütési feszültségek szórása kicsi, s az átlagos átütési feszültségek értéke igen magas. A jelenlegi kondenzátor-konstrukcióknál megengedett névleges feszültségek még a tizedét sem érik el a vizsgálatoknál kapott átlag átütési feszültség értékeknek.

Mivel a sorozatgyártásnál alkalmazott próbafeszültség-vizsgálatnál kiesnek azok a kondenzátorok, melyeknek átütési szilárdsága a kondenzátor papírban levő hibák vagy egyéb okok miatt nem kielégítő, ezért az ellenőrzésnél megfelelő kondenzátorok esetén viszont igen hosszú élettartam várható. E következtetést alátámasztják a vazelin-impregnálású papírkondenzátorokon régebben végzett gyorsított élettartam vizsgálataink eredményei is.

A mérési eredmények számszerű kiértékelhetősége érdekében kiszámítottuk az átütési térfeszültségeket (n és n-1 rétegre), melyeket a 4. táblázat tartalmaz. Feltüntettük az átütési feszültségek átlagos, minimális és maximális értékeit is.

A táblázatban az átütési feszültség „min." oszlopában 0 értékeket is láthatunk. E csoportokban zárlatos, vagy igen alacsony feszültségnél átütött kondenzátorok is voltak, azért, mert az impregnálás után a mintakondenzátorokon nem végeztünk próbafeszültség-vizsgálatot, hanem csak átütésvizsgálatot, hogy az átütési feszültségek eloszlásáról helyes képet kapjunk. A táblázat adataiból megállapítható, hogy az átlagos átütési feszültségértékek igen magasak. Látható az is, hogy ugyanolyan teljes dielektrikum-vastagság esetén a több rétegből összerakott dielektrikum nagyobb átütési szilárdságot ad.

Megfigyelhető, hogy az egy réteg figyelmen kívül

1. táblázat

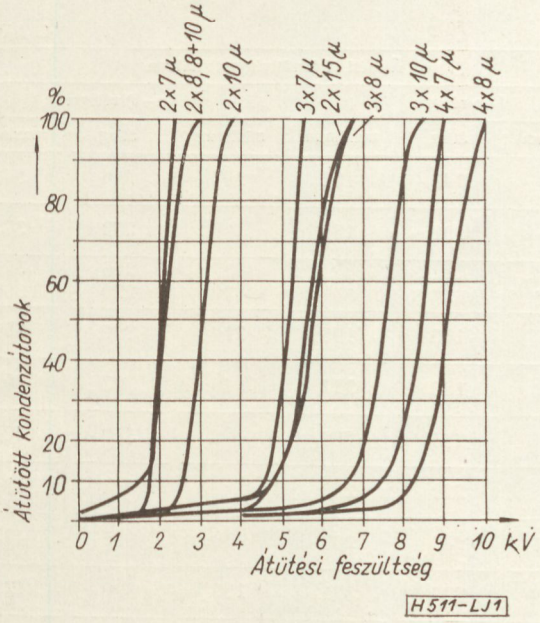
Réteg-szám	Papír- gyártmány	Papír- vastagság, μ	Dielektrikum-vastagság μ	Réteg-szám	Papír- gyártmány	Papír- vastagság, μ	Dielektrikum-vastagság, μ	Réteg-szám	Papír- gyártmány	Papír- vastagság, μ	Dielektrikum-vastagság μ,
2	A	7	14	3	A	7	21	4	A	7	28
	B	8	16		B	8	24		B	8	32
		8 10	18			10	30				
		10	20								
		15	30								

2. táblázat

Átütési feszültség tartomány U ± 0,05 kV	Átütött kondenzátorok darabszáma az alábbi dielektrikum összetételnél és vastagságnál									
	2×7 μ = = 14 μ	2×8 μ = = 16 μ	8 + 10 μ = = 18 μ	2×10 μ = = 20 μ	3×7 μ = = 21 μ	3×8 μ = = 24 μ	4×7 μ = = 28 μ	2×15 μ = = 30 μ	3×10μ = = 30 μ	4×8 μ = = 32 μ
0		2			2	2				
0,2		1								
0,3			1							
0,5		1	2							
0,6			1					1		
0,7			1							
0,9		1								
1,0		1							1	
1,2		1								
1,3		3								
1,4	1									
1,5	2									
1,6			1							
1,7	7	1	5							
1,8	8	5	2							
1,9	13	10	8							
2,0	20	8	5		1					
2,1	15	12	9	1						
2,2	17	7	8	1	1	1				
2,3	14	18	10	2						
2,4	3	10	12	2	1					
2,5		6	10	5						
2,6		4	8	5						
2,7		5	10	8						
2,8		1	5	10						
2,9		2		6						
3,0		1	2	12		1				
3,1				8						
3,2				6						
3,3				10						
3,4				10						
3,5				4						
3,6				5						
3,7				3						
3,8				2						
3,9				2						
4,0						1	1	1		
4,1										
4,2					1			1		
4,3					1					
4,4					1	1		1		
4,5					2					
4,6					3	4		6		
4,7					5	3		1		
4,8					7	4		2		1
4,9					9					
5,0					7	1		3		
5,1					11			1	2	
5,2					14	5		9		
5,3					3	2		2		
5,4					17	6		10		
5,5					10	3		1		
5,6					4	8		16		
5,7						6		5	1	
5,8						12		10	1	

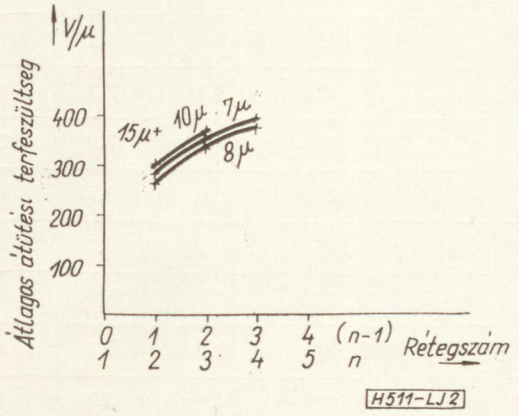
2. táblázat folytatása

Átütési feszültség tartomány U ± 0,05 kV	Átütött kondenzátorok darabszáma az alábbi dielektrikum összetételnél és vastagságnál									
	2×7 μ = = 14 μ	2×8 μ = = 16 μ	8×10 μ = = 20 μ	2×10 μ = = 20 μ	3×7 μ = = 21 μ	3×8 μ = = 24 μ	4×7 μ = = 28 μ	2×15 μ = = 30 μ	2×10 μ = = 30 μ	4×8 μ = = 32 μ
5,9						3		3		
6,0						13	3	11	1	
6,1						2		4		
6,2						6		2		
6,3						1		3		
6,4						10		2	3	1
6,5						1		1		
6,6								3	1	
6,7						1			1	
6,8						3	1	1	6	
6,9									2	
7,0							3		13	
7,1									4	
7,2							2		8	
7,3									2	
7,4							1		6	1
7,5									4	
7,6							3		8	1
7,7							3		2	
7,8							5		12	2
7,9							3		7	
8,0							6		9	3
8,1							2		2	
8,2							8		2	4
8,3							1		1	1
8,4							25			4
8,5							2		1	3
8,6							16			5
8,7							1			8
8,8							9			10
8,9										5
9,0							5			4
9,1										1
9,2										16
9,3										1
9,4										6
9,5										5
9,6										8
9,7										1
9,8										6
9,9										2
10,0										1



1. ábra. Különböző dielektrikum vastagságú papírkondenzátorok átütési feszültségeinek eloszlási görbéi

hagyásával számított átütési térfeszültség-értékek is növekednek, ha a rétegszám nő. A 2. ábra mutatja az n-1 rétegre számított átlagos átütési feszültség értékeit a rétegszám függvényében különböző vastagságú papíroknál. Látható, hogy a papírban levő



2. ábra. Az átlagos átütési térfeszültség a rétegszám függvényében

3. táblázat

Átütési feszültség kV	Átütött kondenzátorok száma		
	24 C°-on	40 C°-on	85 C°-on
4,95—5,05	—	—	1
5,05—5,15	3	—	—
5,15—5,25	—	1	—
5,25—5,35	—	—	3
5,55—5,65	—	—	4
5,65—5,75	1	2	—
5,75—5,85	1	2	6
5,85—5,95	—	—	2
5,95—6,05	1	1	4
6,15—6,25	—	—	5
6,25—6,35	—	5	3
6,35—6,45	3	2	1
6,45—6,55	—	5	3
6,55—6,65	1	1	6
6,65—6,75	1	5	—
6,75—6,85	6	5	6
6,85—6,95	2	1	—
6,95—7,05	13	5	2
7,05—7,15	4	1	—
7,15—7,25	8	3	—
7,25—7,35	2	3	—
7,35—7,45	6	4	—
7,45—7,55	4	1	—
7,55—7,65	8	1	—
7,65—7,75	2	—	—
7,75—7,85	12	2	—
7,85—7,95	7	—	—
7,95—8,05	9	—	—
8,05—8,15	2	—	—
8,15—8,25	2	—	—
8,25—8,35	1	—	—
8,45—8,55	1	—	—
Összesen:	100 db	50 db	46 db

vezetőpontok még 4 réteg esetén is befolyásolják az átütési feszültséget, 6, ill. 7 réteg esetén az n-1 rétegre számított térfeszültség értékek már valószínűleg kevéssé térnek el egymástól.

Az 5. táblázatban foglaltuk össze a kettőnél több rétegű dielektrikum átütési feszültségének a két rétegű dielektrikum átütési feszültségéhez való viszonyát.

A táblázatból látható, hogy a rétegszám megkétszerezése az átlagos átütési feszültséget kb. négyszeresére növeli. Érdekes az is, hogy a több réteg átlagos átütési feszültségének a két rétegűéhez való viszonya aránylag keveset változik a 7, 8, ill. 10 μ vastag papírnál.

Ez lehetőséget ad arra, hogy kétrétegű mintakondenzátorok átütési kísérletének eredményeiből következtethessünk a több réteg esetén várható átütési feszültségre.

5. táblázat

Papírvastagság, μ	Rétegszám	Átlagos átütési feszültség kV	$\frac{U}{U_2}$
7	2	2,0	1,0
	3	4,9	2,45
	4	8,2	4,1
8	2	2,1	1,0
	3	5,5	2,62
	4	8,9	4,25
10	2	3,0	1,0
	3	7,3	2,43

Természetesen célszerű lenne a leírt kísérletsorozatot a nagyobb dielektrikum vastagságú, 5, 6, ill. 7 rétegű mintatekercsekre is kiterjeszteni, hogy a kisebb dielektrikum-vastagságú, kevesebb rétegű mintatekercsek átütésvizsgálatánál tapasztalt törvényszerűséget még jobban megismerjük.

Ez lehetőséget adna egy olyan egységes méretezési eljárás kidolgozására, mely a jelenleg alkalmazott — inkább a kísérleti eredményekre alapozott — méretezésnél egyszerűbb lenne, s gazdaságosabb gyártást tenne lehetővé.

4. táblázat

Réteg-szám	Papír-vastagság, μ	Dielektr. vastagság, μ	Átütési feszültség, kV			Átütési térfeszültség volt/mikron					
						n rétegre			(n—1) rétegre		
			minimum	átlag	maximum	minimum	átlag	maximum	minimum	átlag	maximum
2	7	14	1,4	2,0	2,4	100	143	171	200	286	343
	8	16	0	2,1	3,0	0	131	188	0	262	375
	8 10	18	0,3	2,2	3,0	16,7	122	167	37,5 30	275 220	375 300
	10	20	2,1	3,0	3,9	105	150	195	210	300	390
	15	30	0,6	5,5	6,8	20	183	227	40	367	454
3	7	21	0	4,9	5,6	0	234	266	0	350	400
	8	24	0	5,5	6,8	0	229	283	0	344	425
	10	30	1,0	7,3	8,5	33	243	283	50	365	425
4	7	28	4,0	8,2	9,0	143	293	321	190	390	428
	8	32	4,8	8,9	10,0	150	278	313	200	371	416

E módszert kiegészítve a tartós és gyorsított élettartamvizsgálatok eredményeinek alapján megállapított összefüggésekkel, az egyenfeszültségen alkalmazott papírkondenzátorokat a kívánt megbízhatóságnak megfelelően lehet majd megtervezni. Ha figyelembe vesszük az évente készülő papírkondenzátorok igen nagy mennyiségét, a gazdaságosabb méretezési módszer kidolgozása a túlnyomórészt importanyagokból gyártott papírkondenzátoroknál igen nagy jelentőségű.

A kétfajta gyártmányú kondenzátor-papír összehasonlítása

A kétfajta gyártmányú kondenzátor-papírból készített mintakondenzátorok vizsgálati eredményeinek összehasonlítása azt mutatja, hogy a 7 μ vastag „*A*" jelű papír átlagos átütési térfeszültség értékei minden összetételnél magasabbak, mint a 8 μ vastag „*B*" jelűé.

Ezért az „*A*" gyártmányú kondenzátor-papír átütési szilárdság szempontjából jobb minőségű, mint a vele közel azonos vastagságú „*B*" gyártmányú.

Célszerű lenne az összehasonlító vizsgálatokat a többi vastagságra is kiterjeszteni, mert az egyetlen vastagságnál kapott eredményekből a többi vastagságnál várható eredményekre biztosan következtetni nem lehet.

Különböző hőmérsékleten végzett vizsgálatok kiértékelése

A 3. táblázat alapján 24 C°-on az átlagos átütési feszültség 7,3 kV, 40 C°-on 6,8 kV, míg 85 C°-on 6,2 kV. Az átütési szilárdság-értékek a magasabb hőmérsékleten csak kissé csökkentek, 40 C°-on a 24 C°-on kapott értéknek 93%-a, 85 C°-on pedig 85%-a. Ez a viszonylag kismértékű csökkenés annak tudható be, hogy a mintakondenzátorok aránylag rövid ideig, 4—5 órán keresztül voltak csak magasabb hőmérsékleten.

Érdemes lenne a kísérleteket kibővíteni úgy, hogy azonos darabszámú mintákon különböző időtartamú (pl. 10, 50, 100, 500, 1000 és 5000 óra) magasabb hőmérsékleten való tartás után végeznék el az átütési vizsgálatot. A különböző időtartam után kapott átlagos átütési szilárdságértékeknek a szobahőmérsékleten kapott értékekhez való viszonya igen értékes felvilágosítást adna a magasabb hőmérsékletnek a kondenzátorok átütési szilárdságára gyakorolt hatásáról.

Összefoglalás

A különböző vastagságú kondenzátor-papírból növekvő rétegszámmal készített vazelinimpregnálású kondenzátor-mintákon végzett átütési szilárdságvizsgálatok eredményei azt mutatják, hogy az átütési szilárdság a papír-rétegek számától igen nagy mértékben függ. Ha például 2-ről 4-re emeljük a rétegek számát, akkor az átlagos átütési szilárdság több, mint 4-szeresére növekedik. Ezért a vékonyabb kondenzátor-papír alkalmazása a legtöbb esetben a magasabb beszerzési ár ellenére is előnyös lehet.

A különböző hőmérsékleten végzett átütésvizsgálatoknál tapasztaltuk, hogy a rövid ideig való magasabb hőmérsékleten tartás az átütési szilárdságot csak kismértékben csökkenti.

A vizsgálati eredmények alátámasztják azt az igen sokféle berendezés üzeménél szerzett eddigi tapasztalatot, hogy a jelenleg beszerezhető nyersanyagok felhasználásával és megfelelő technológia alkalmazásával igen jó minőségű, tartós, nagy megbízhatóságú vazelinimpregnálású papírkondenzátorokat lehet nagy sorozatban előállítani.

SZEMLE

1964-ben az NSZK-ban 126 000 diktafont gyártottak, melyből 75 ezer db exportra került. Több év átlagát tekintve a diktafontermelésnek kb. 60%-át exportálják. A belső piaci diktafoneladásokból legnagyobb százalékban (több mint 40%-kal) a Grundig cég részesedik. *(Blick durch die Wirtschaft. 1965. április.)*

*

Franciaországban 1963-ban az állami és magánszektorban mintegy 3,1 milliárd frankot, egyéb közületi szektorokban 3,6 milliárd frankot fordítottak kutatásokra. Az iparban megközelítőleg 16 700 kutató dolgozik, ezeknek fele az elektromos és elektronikus iparban, illetve a repülőiparban (28,1%, illetve 20,7%). Az ipar bizonyos ágazataiban az állam különösen nagymértékben viseli a kutatásokkal kapcsolatos költségterheket; így pl. a nukleáris szektorban 81%-kal, a repülőgép- és űrkutatásban 72%-kal, az elektronikus iparban 36%-kal járul hozzá a költségekhez. Az elektronikus iparág az utóbbi években jelentősen növelte a kutatások finanszírozására fordított összegeket, évente mintegy 25%-kal. *(Nachrichten für Aussenhandel, 1965. május 21.)*

*

A Philips Cég 246 000 alkalmazottja közül 20 000 dolgozik kutatáson és fejlesztésen. A cég évi eladásból származó jövedelmének kb. 6%-a visszaépül a kutatásba. Az eindhoveni főlaboratóriumban 2200 tudós foglalkozik kizárólagosan kutatással, akiknek munkáját nem köti merev költségvetés. A csoport 300 tagja doktorátussal rendelkezik. A Philips kutatási programjaival foglalkozó igazgató Hendrick Casimir, magfizikus, aki valamikor Niels Bohr-ral dolgozott együtt. Egyébként érdekes, hogy a Philips hálózat minden nagyobb egységének két vezetője van: egy üzletember és egy tudós.

A Philips piaca nemzetközi: eladásainak 75%-a Nyugat-Európára koncentrálódik, további 15% az amerikai kontinens felé irányul. Újabban a cég mind több figyelmet szentel Afrikának, a Keletnek és Latin-Amerikának. A tervek szerint 2,8 millió dollárt kívánnak költeni dél-afrikai üzemek fejlesztésére. *(Electronics 1965. febr. 8.)*

*

Új televíziós szenzációra számítanak Japánban. A Sony mérnökei ugyanis egy új képmagnó kifejlesztésének befejező stádiumában vannak. A televízió adások felvételére alkalmas képmagnó nem újdonság, de a Sonynak sikerült először hordozható, kisméretű táskakészüléket konstruálnia. Szakmai körökben figyelemmel várják az új „minikino" megjelenését, a televízió készülékeket gyártó cégek ugyanis az új képmagnoban tevékenységük újabb perspektíváját látják. *(Industriepost, 1965. május.)*

SIMKÓ ANTAL
Egyesült Izzólámpa és Villamossági R. T.

Árameloszlás pentódákban és pozitív rácsú triódákban

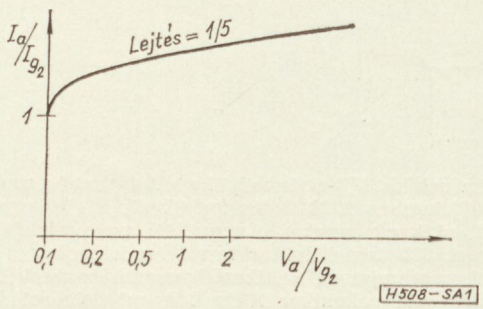
ETO 621.385.31.014.1+621.385.551.014.1

Legelőször vizsgáljuk meg azt a kérdést, hogy a segédrácsáram milyen komponensekből tevődik össze.

A szokásos elektróda elrendezés és potenciál-viszonyok esetén az egyik összetevő — a jelentősebb — abból a jelenségből adódik, hogy az árnyékolórács mindig felfogja a telített térbeli áram jelentős részét, az elektronoknak az árnyékolórács síkján történő első áthaladásánál. A segédrácsáram másik részét azon elektronok adják, melyek a segédrács potenciáljának hatására már annyira kitértek, hogy nem rendelkeznek az anód irányában elég nagy sebesség-komponenssel ahhoz, hogy az anódra felfussanak. Ezek az elektronok visszatérnek az árnyékolórácsra.

Az anódra nagy sebességgel becsapódó elektronok átadják energiájukat, s az anód felületén szekunderemissziót váltanak ki. A szekunderelektronok is, megfelelően nagy kezdősebesség esetén, a segédrácsra futnak fel. Ezek az elektronok adják tehát a segédrácsáram harmadik komponensét.

A fentiek alapján könnyen belátható, hogy a segédrácsáram, illetve az anódra jutó elektronáram nagysága az anód- és segédrácsfeszültségek függvénye. (A görbe értékei csőtípusonként változnak, s függnek a beállítástól is. A diagram tengelyeire felvett értékek példaként szolgálnak.)



1. ábra

A diagramból látható, hogy az I_a/I_{g2} viszony, melyet árameloszlási tényezőnek nevezünk, az U_a/U_{g2} lineáris változtatása esetén 1:5 arányban nő.

Ezek után vizsgáljuk meg részletesen az árameloszlási tényezőt.

Az árameloszlás koefficiensének meghatározását geometriai adatok alapján pentódákra a pozitív rácsú triodáéhoz hasonlóan végezzük el. Az analógia a következő:

Trióda:	Pentóda:
Katód	Vezérlőrács
Pozitív vezérlőrács	Árnyékolórács
Anód	Fékezőrács

Az ennek az elrendezésnek megfelelően alkalmazott pozitív rácsú trióda esetén ugyanazokat a jelenségeket tapasztaljuk, mint pentódánál, mivel a potenciálterek is megegyeznek. Látható, hogy a trióda anódfeszültségének szerepét átveszi a pentóda fékezőrácsa felületének közepes potenciálja, míg a katód—anód távolságnak a pentódában a néhányszor nagyobb vezérlőrács—fékezőrács távolság felel meg. Mivel pedig a fékezőrács közepes felületi potenciálja nagyon kis része az anód- és árnyékolórács potenciáljának, ez azt jelenti, hogy az adott esetben számunkra a kis feszültségviszonyok tartománya érdekes. Ebben a tartományban a pentóda árameloszlása alig kisebb, mint ahogy ez az ekvivalens triódából adódik. A különbség azért lép fel, mert a triódában kis anódpotenciál esetén az elektronok visszaverődése az anódról jelentős nagyságú lehet, szemben a pentóda fékezőrácsával, melynek huzalai között az elektronok nagy része akadálytalanul át tud haladni.

Az eddig ismertetett meggondolásokat felhasználva végezzük el a számítást pentódákra.

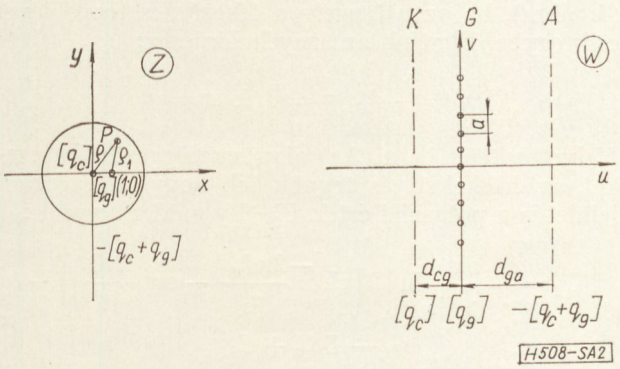
Az elektroncsövek belsejében az elektrosztatikus teret legegyszerűbben a konform leképzés módszerével határozhatjuk meg. A számításoknál feltételezzük, hogy a katód felülete sík vagy hengeralakú (ez szokásos a gyakorlatban), s azt, hogy az elektródák méretei nem változnak meg. Meg kell azonban jegyezni, hogy azok az összefüggések, melyeket a konform leképzés segítségével határoztunk meg, nem teljesen pontosak, de a gyakorlat követelményeinek tökéletesen megfelelnek. A számítás két vonalalakú töltés potenciálterének a Z síkban való meghatározásán alapszik. Hengeres elektródák esetén is ez a helyzet: az egyik henger alakú töltés a koordináta-rendszer kezdőpontjában, a másik az (1,0) pontban helyezkedik el. Az előbbi töltés sűrűségét q_c-vel, az utóbbiét q_g-vel jelöljük. Fontos, hogy mindkét töltésnek lineáris legyen a sűrűsége. Potenciálterük a töltésektől nagy távolságra közelítőleg körökkel jellemezhető a körelektródák esetéhez hasonlóan, mely esetben a tér sugarának nagysága összemérhető a töltések közötti távolsággal.

Látható tehát, hogy a Z síkban ily módon történő ábrázolás az elemi elektroncsőre jellemző. A katód az origóban, a rácshúzal (1,0) pontban helyezkedik el, s e két elektródát hengeres anód veszi körül. Az ilyen elrendezésű elemi csövek elektromos jellemzői sík, és henger alakú elektródarendszer esetén hasonlóak.

A számításhoz az elrendezést az alábbi ábrák adják meg, melyek szerint, a tér egy tetszőleges P pontjában vizsgáljuk a potenciál viszonyokat.

Alkalmazzuk a $w = \ln Z$ logaritmikus transzformációt.

Ismeretes, hogy sík elektródás rendszerekben az elektromos tér meghatározását a $w = \ln Z$ transzformációval szokták elvégezni. Ez egy analitikus függvény, mely minden véges x-re és y-ra különbözik 0-tól.



2. ábra

A logaritmikus transzformációt összetevői útján könnyen tanulmányozhatjuk. A Z síkban polár-, a w síkban pedig derékszögű koordinátákat szokásos használni. Írjuk fel a következőket:

$$Z = re^{j\Theta} = x + jy$$

$$\text{és } w = u + jv$$

Ezekkel a koordinátákkal:

$$u + jv = \ln r + j\,\Theta = \ln (x + jy)$$

Ily módon az összetevők (a valós és képzetes rész):

$$u = \ln r = \ln \sqrt{x^2 + y^2}$$

$$v = \Theta = \operatorname{arc\,tg} \frac{y}{x}.$$

vagyis r-re és Θ-ra x megoldva:

$$r = e^u$$

$$\Theta = v$$

Válasszuk potenciálfüggvénynek az $u = \ln \sqrt{x^2 + y^2}$ egyenletet. Ekkor az ekvipotenciális vonalak az $u = \text{const.}$ egyenlettel határozhatók meg. Ha $\ln \sqrt{x^2 + y^2} = \text{áll.}$, akkor $x^2 + y^2 = \text{áll.}$, ami viszont arra mutat, hogy az $u = \text{const.}$ ekvipotenciális vonalak koncentrikus körökbe mennek át a leképzés folyamán.

A w síkban levő síkelektródás rendszert, mely kielégíti a Laplace-egyenletet, képezzük le a Z síkba. Bár itt az ekvipotenciális felületnek és erővonalaknak egészen új rendszerét kapjuk, azonban ez bizonyíthatóan kielégíti a Laplace-egyenletet. Esetünkben a $w = \ln Z$ leképzésnél, a w síkelektródás rendszerét a gyakorlatban előforduló hengerszimmetrikus rendszerbe képezzük le a Z síkba.

A $w = \ln Z$ leképzés alkalmazását az alábbiak indokolják:

Eredetileg a $w = \ln \sin Z$-t kellene használnunk, mert ez adja meg a rácsos rendszer erőterét a legpontosabban (3. ábra), de igen jó közelítés a számítástechnikailag lényegesen egyszerűbb $w = \ln Z$ alkalmazása. Ugyanis $w = \ln \sin Z$ kifejezését sorba fejtve kapjuk:

$w = \ln \left(Z - \frac{Z^3}{3!} + \frac{Z^5}{5!} - \ldots\right) \approx \ln Z$, az elhanyagolás tehát láthatólag nem nagy (természetesen a valóságos elektroncső geometria, azaz kis Z-k esetén). Figyelembe véve a rácshuzalok közötti távolságot is, a függvény a következőképpen módosul:

$$w = \frac{a}{2\pi} \ln Z$$

A számításnál alkalmazott további feltételeink:

1. a katód ekvipotenciális felület,
2. az elektronok kezdősebessége 0.

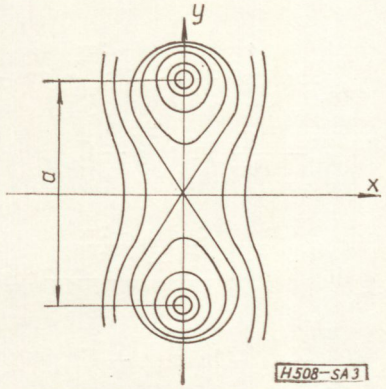
Mivel tetszés szerint kicsiny kör keresztmetszetű vezető hosszegységén levő töltés:

$$q = \varepsilon_0 |v_A - v_B| = \varepsilon_0 (0 - 2\pi) = -2\pi\varepsilon_0$$

(s ez a számítás 3. alapfeltétele), ahol v_A és v_B függvényértékeket jelöl, s ehhez $u = \ln \sqrt{x^2 + y^2}$ potenciál tartozik, ezért q töltéshez

$$U = -\frac{q}{2\pi\varepsilon_0} \ln \sqrt{x^2 + y^2} = -\frac{q}{2\pi\varepsilon_0} \ln \varrho$$

potenciál tartozik.



3. ábra

Több töltés által létrehozott teret szuperponálással kaphatjuk meg. Ezen az alapon adódik az alábbi kifejezés:

$$U_Z = -\frac{q_g}{2\pi\varepsilon_0} \ln \varrho_1 - \frac{q_c}{2\pi\varepsilon_0} \ln \varrho + C$$

ahol C állandó, melyet a potenciál szintje szabályoz. Felhasználva a cosinustörvényt:

$$\varrho_1^2 = 1 + \varrho^2 - 2\varrho \cos \Theta$$

az alábbi kifejezést kapjuk:

$$U_Z = -\frac{q_g}{4\pi\varepsilon_0} \ln (\varrho^2 + 1 - 2\varrho \cos \Theta) - \frac{q_c}{4\pi\varepsilon_0} \ln \varrho^2 + C$$

Végezzük el a logaritmikus átalakítást az előzőekben már felírt

$$w = \frac{a}{2\pi} \ln Z \text{ függvény alapján.}$$

Ezen egyenlet összetevői:

$$u = \frac{a}{2\pi} \ln \varrho \qquad \text{vagy } \varrho = e^{\frac{2\pi u}{a}}$$

$$v = \frac{a \cdot \Theta}{2\pi} \qquad \text{vagy } \Theta = \frac{2\pi v}{a}$$

ahol u és v a w függvény valós, illetve képzetes része, ϱ és Θ a polárkoordináták a Z síkban.

Behelyettesítve U_z egyenletébe a polárkoordinátákat, kapjuk:

$$U_w = -\frac{q_g}{4\pi\varepsilon_0} \ln\left(e^{\frac{4\pi u}{a}} + 1 - 2e^{\frac{2\pi u}{a}} \cdot \cos\frac{2\pi v}{a}\right) - \frac{q_c}{4\pi\varepsilon_0} \ln e^{\frac{4\pi u}{a}} + C \qquad (1)$$

Ez a kifejezés elegendő pontossággal meghatározza a potenciált a síktrióda belsejében.

Az (1) egyenletből viszont átalakítások után, azaz Z sík (0,0) pontjában elhelyezkedő q_c töltés — $q/2$, valamint az (1,0) pontban elhelyezkedő q_g töltés q töltéssel való behelyettesítése után (mindkét töltés felületi töltés), valamint $u = x$ és $v = y$ helyettesítésével kapjuk a következő egyenletet (átvíve a Z síkra):

$$U_Z = -\frac{q}{4\pi\varepsilon_0} \ln\left(e^{\frac{4\pi x}{a}} + 1 - 2e^{\frac{2\pi x}{a}} \cdot \cos\frac{2\pi y}{a}\right) - \frac{q}{8\pi\varepsilon_0} \ln e^{\frac{4\pi x}{a}} + C$$

$$U_Z = -\frac{q}{4\pi\varepsilon_0} \ln\left[2e^{\frac{2\pi x}{a}}\left(\frac{e^{\frac{2\pi x}{a}} + e^{\frac{-2\pi x}{a}}}{2} - \cos\frac{2\pi y}{a}\right)\right] - \frac{q}{8\pi\varepsilon_0} \ln e^{\frac{4\pi x}{a}} + C$$

$$U_Z = -\frac{q}{4\pi\varepsilon_0} \ln\left[2e^{\frac{2\pi x}{a}}\left(\operatorname{ch}\frac{2\pi x}{a} - \cos\frac{2\pi y}{a}\right)\right] - \frac{q}{4\pi\varepsilon_0}\frac{2\pi x}{a} + C$$

$$U_Z = -\frac{q}{4\pi\varepsilon_0} \ln\left[2\left(\operatorname{ch}\frac{2\pi x}{a} - \cos\frac{2\pi y}{a}\right)\right] + \frac{q}{4\pi\varepsilon_0}\frac{2\pi x}{a} - \frac{q}{4\pi\varepsilon_0}\frac{2\pi x}{a} + C$$

Az eredmény:

$$U_Z = -\frac{q}{4\pi\varepsilon_0} \ln\left[2\left(\operatorname{ch}\frac{2\pi x}{a} - \cos\frac{2\pi y}{a}\right)\right] + C \qquad (2)$$

Ehhez a kifejezéshez adjuk még hozzá a potenciálnak az anód- és segédrács hatása következményeként fellépő lineáris tagot! Ekkor kapjuk:

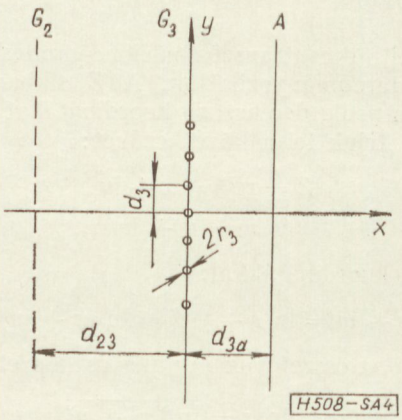
$$U(x,y) = -\frac{q}{4\pi\varepsilon_0} \ln\left[2\left(\operatorname{ch}\frac{2\pi x}{a} - \cos\frac{2\pi y}{a}\right)\right] + Bx + C \qquad (2a)$$

A koordináta-rendszer megfelelő megválasztásával (4. ábra), ha az y tengely a fékezőrács tengelyével esik egybe, írhatjuk az árnyékolórácsra:

$$x = -d_{23}, \; y = 0 \text{ és } a = a_3$$

Helyettesítsük be a (2.a) alapösszefüggésünkbe ezeket az értékeket, és tegyük fel, hogy a segédrács felületén a potenciál érték U_2. Ily módon kapjuk:

$$U_2 = -\frac{q}{4\pi\varepsilon_0} \ln\left[2\left(\operatorname{ch}\frac{-2\pi d_{23}}{a_3} - \cos\frac{2\pi 0}{a_3}\right)\right] - Bd_{23} + C$$



4. ábra

$$U_2 = -\frac{q}{4\pi\varepsilon_0} \ln\left[2\frac{e^{\frac{-2\pi d_{23}}{a_3}} + e^{\frac{2\pi d_{23}}{a_3}}}{2} - 2\right] - Bd_{23} + C$$

Közelítést alkalmazva, mivel

$$\frac{d_{23}}{a_3} \cdot 2\pi \approx 10, \text{ s } e^{10} \gg \frac{1}{e^{10}}$$

$e^{\frac{2\pi d_{23}}{a_3}}$ mellett $e^{\frac{-2\pi d_{23}}{a_3}}$ elhanyagolható és

$e^{\frac{2\pi d_{23}}{a_3}} \gg 2$, ezért 2 is elhagyható.

Ekkor egyenletünk így alakul:

$$U_2' = -\frac{q}{4\pi\varepsilon_0} \ln e^{\frac{2\pi d_{23}}{a_3}} - B\,d_{23} + C$$

$$U_2' = -\frac{q}{4\pi\varepsilon_0} \cdot 2\pi \frac{d_{23}}{a_3} - B\,d_{23} + C$$

$$U_2' = -\frac{q}{2\varepsilon_0}\frac{d_{23}}{a_3} - B\,d_{23} + C \qquad (3)$$

Most pedig tegyük fel, hogy $U_{g3} = 0$ (ez általában így van). A fékezőrács felületén $x = 0$-, $y = r_3$-, $a = a_3$-mal, mely értékeket alapegyenletünkbe behelyettesítve:

$$0 = -\frac{q}{4\pi\varepsilon_0} \ln\left[2\left(\mathrm{ch}\,\frac{2\pi 0}{a_3} - \cos\frac{2\pi r_3}{a_3}\right)\right] + C$$

$$0 = -\frac{q}{4\pi\varepsilon_0} \ln\left[2 - 2\cos\frac{2\pi r_3}{a_3}\right] + C$$

$$0 = -\frac{q}{4\pi\varepsilon_0} \ln\left[2\left(1 - \cos\frac{2\pi r_3}{a_3}\right)\right] + C$$

$$0 = -\frac{q}{4\pi\varepsilon_0} \ln\left[2\,(1 - \cos 2s\,)\right] + C$$

ahol $s = \dfrac{\pi r_3}{a_3}$

és a $\cos 2s = \cos^2 s - \sin^2 s$ felhasználásával:

$$0 = -\frac{q}{4\pi\varepsilon_0} \ln\left[2\left(1 - \cos^2\frac{\pi r_3}{a_3} + \sin^2\frac{\pi r_3}{a_3}\right)\right] + C$$

$$0 = -\frac{q}{4\pi\varepsilon_0} \ln\left[2\left(2\sin^2\frac{\pi r_3}{a_3}\right)\right] + C$$

$$0 = -\frac{q}{4\pi\varepsilon_0} \ln 4\sin^2\left(\frac{\pi r_3}{a_3}\right) + C$$

$$0 = -\frac{q}{2\pi\varepsilon_0} \ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right] + C \qquad (4)$$

Tegyük fel, hogy az anód potenciálja szintén U_2-vel egyenlő (ez a beállítás szokásos), valamint $x = d_{3a}$, $y = 0$ és $a = a_3$. Közelítőleg, az $e^{\frac{2\pi d_{3a}}{a_3}} \gg 1$ egyenlőtlenség figyelembevételével, kapjuk:

$$U_2 = -\frac{q}{2\varepsilon_0}\frac{d_3 a}{a_3} + Bd_3 a + C \qquad (5)$$

(A segédrács potenciáljára elmondottak itt is érvényesek.)

Használjuk fel a (3), (4) és (5) egyenletet.

A (4)-ből (3)-ba helyettesítve:

$$U_2' = -\frac{q}{2\varepsilon_0}\frac{d_{23}}{a_3} - Bd_{23} + \frac{q}{2\pi\varepsilon_0} \ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right] \qquad (6)$$

A (4)-ből az (5)-be:

$$U_2 = -\frac{q}{2\varepsilon_0}\frac{d_{3a}}{a_3} + Bd_3 a + \frac{q}{2\pi\varepsilon_0} \ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right] \qquad (7)$$

A (6) és (7) egyenletből q-t kifejezve:

$$Bd_{23} + U_2' = q\left[\frac{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{2\pi\varepsilon_0} - \frac{d_{23}}{2\varepsilon_0 a_3}\right],$$

$$q = \frac{Bd_{23} + U_2'}{\dfrac{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{2\pi\varepsilon_0} - \dfrac{d_{23}}{2\varepsilon_0 a_3}},$$

illetve:

$$U_2 - Bd_{3a} = q\left[\frac{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{2\pi\varepsilon_0} - \frac{d_3 a}{2\varepsilon_0 a_3}\right],$$

$$q = \frac{U_2 - Bd_3 a}{\left[\dfrac{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{2\pi\varepsilon_0} - \dfrac{d_3 a}{2\varepsilon_0 a_3}\right]}$$

A két q kifejezést egymással egyenlővé téve, s megoldva B-re:

$$\frac{Bd_{23} + U_2'}{\underbrace{\left\{\dfrac{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{2\pi\varepsilon_0}\right.}_{G} - \underbrace{\left.\dfrac{d_{23}}{2\varepsilon_0 a_3}\right\}}_{E}} = \frac{U_2 - Bd_3 a}{\underbrace{\dfrac{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{2\pi\varepsilon_0}}_{G} - \underbrace{\dfrac{d_3 a}{2a_3\varepsilon_0}}_{F}},$$

$$\frac{Bd_{23}}{G-E} + \frac{Bd_3 a}{G-F} = U_2\left\{\frac{1}{G-F} - \frac{1}{G-E}\right\},$$

$$\frac{Bd_{23}(G-F) + Bd_3 a\,(G-E)}{(G-F)(G-E)} = U_2\,\frac{G-E-G+F}{(G-F)(G-E)},$$

$$B\,[d_{23}(G-F) + d_{3a}(G-E)] = U_2(F-E),$$

$$B = \frac{U_2\,(F-E)}{d_{23}\,(G-F) + d_{3a}\,(G-E)}$$

Visszahelyettesítés után:

$$B = \frac{\dfrac{U_2(d_{3a} - d_{23})}{2\varepsilon_0 a_3}}{d_{23}\left[\dfrac{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{2\pi\varepsilon_0} - \dfrac{d_{3a}}{2\varepsilon_0 a_3}\right] + d_{3a}\left[\dfrac{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{2\pi\varepsilon_0} - \dfrac{d_{23}}{2\varepsilon_0 a_3}\right]} \qquad (8)$$

A (6) egyenletből kifejezve B-t:

$$B = \frac{q}{2\pi\, d_{23}\varepsilon_0} \ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right] - \frac{U_2}{d_{23}} - \frac{q}{2\varepsilon_0 a_3}$$

A (7)-ből:

$$B = \frac{U_2}{d_{3a}} + \frac{q}{2\varepsilon_0 a_3} - \frac{q}{2\pi\varepsilon_0\, d_{3a}} \ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right].$$

A két B egyenletet egymással egyenlővé téve és megoldva q-ra:

$$\frac{q}{2\pi d_{23}\varepsilon_0}\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]-\frac{U_2}{d_{23}}-\frac{q}{2\varepsilon_0 a_3}=\frac{U_2}{d_{3a}}+\frac{q}{2\varepsilon_0 a_3}-$$
$$-\frac{q}{2\pi d_{3a}\varepsilon_0}\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]$$

És innen:

$$q=\frac{U_2\left[\frac{d_{3a}+d_{23}}{d_{3a}\cdot d_{23}}\right]}{\frac{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{2\pi d_{23}\cdot\varepsilon_0}+\frac{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{2\pi d_{3a}\cdot\varepsilon_0}-\frac{1}{\varepsilon_0 a_3}} \tag{9}$$

Fejezzük ki a (4) egyenletből C-t:

$$C=\frac{q}{2\pi\varepsilon_0}\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right].$$

Írjuk be C egyenletébe q kifejezését:

$$C=\frac{U_2\frac{d_{3a}+d_{23}}{d_{3a}\cdot d_{23}}\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{\left\{\frac{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{2\pi d_{23}\varepsilon_0}+\frac{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{2\pi\varepsilon_0 d_{3a}}-\frac{1}{\varepsilon_0 a_3}\right\}2\pi\varepsilon_0}=$$
$$=\frac{U_2\left[\frac{d_{3a}+d_{23}}{d_{3a}\cdot d_{23}}\right]\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{\frac{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{d_{23}}+\frac{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{d_{3a}}-\frac{2\pi}{a_3}} \tag{10}$$

Ha q, B és C értékeit behelyettesítjük a kiinduló (2) egyenletbe, s alkalmazzuk a fékrácsra vonatkozó (4. ábra) $x=0$ és $y=\frac{a_3}{2}$ határokat, akkor megkapjuk a még ismeretlen — maximális potenciált, a fékezőrács síkjában.

$$U_{3\,\max}=-\frac{q}{4\pi\varepsilon_0}\left[\ln 2\left(1-\cos\pi\right)\right]+C$$

$$U_{3\,\max}=-\frac{p}{4\pi\varepsilon_0}\cdot 0+C=C$$

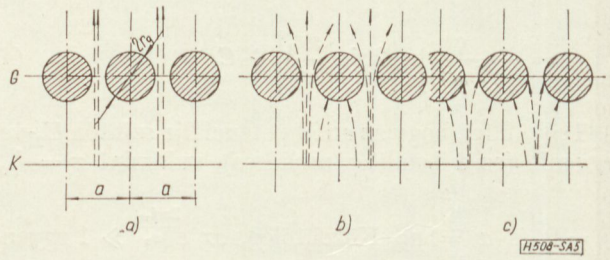
$$U_{3\,\max}=\frac{U_2\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]\frac{d_{3a}+d_{23}}{d_{3a}\cdot d_{23}}}{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]\frac{d_{3a}+d_{23}}{d_{3a}\cdot d_{23}}-\frac{2\pi}{a_3}}=$$
$$=\frac{U_2\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]-\frac{2\pi}{a_3}\frac{d_{3a}\cdot d_{23}}{d_{3a}+d_{23}}}$$

Ez a kifejezés adja a fékezőrács huzalai között a maximális potenciál értékét.

A potenciál közepes értéke egyenlő a maximális érték felével, azaz:

$$U_{3\,\text{köz}}=\frac{U_2\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]\frac{d_{3a}+d_{23}}{d_{3a}\cdot d_{23}}}{2\left\{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]\frac{d_{3a}+d_{23}}{d_{3a}\cdot d_{23}}-\frac{2\pi}{a_3}\right\}}=$$
$$=\frac{U_2\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]}{2\left\{\ln\left[2\sin\frac{\pi r_3}{a_3}\right]-\frac{2\pi}{a^3}\frac{d_{3a}\cdot d_{23}}{d_{3a}+d_{23}}\right\}} \tag{11}$$

Ezek után írjuk fel az áramelosztás összefüggését pozitív rácsú triódára, s e célból vizsgáljuk meg a katódból kilépő elektronok útját. A kilépési helytől függően az elektronok különböző eltérítést szenvednek. Egy részük közvetlenül a pozitív potenciálú rácsra jut, a többi továbbrepül az anódra. A rácsra jutó elektronok mennyisége a rács pozitív potenciáljának nagyságától, kisebb mértékben az anódfeszültség áthatásától is függ (mivel a pentódánál ez az áthatás elhanyagolható, itt nem vesszük figyelembe). Minél nagyobb a pozitív potenciál, annál több elektron jut a rácsra, azaz a rácsot érintő, két szélső elektron pályája annál görbültebb a rácsmenet felé. Nézzük meg az elektronok útját ábrák segítségével normál ($U_g=0$) potenciálnál, U_g' és U_g'-nél nagyobb U_g'' potenciálnál.



5. ábra

Ezen jelenség alapján számításainkban a továbbiakban felhasználjuk az r_{geff} fogalmát is. Az r_{geff} lényegében a rácsfeszültségtől függő mennyiség, mely megmutatja, hogy egy-egy rácsmenetre a katód mekkora felületéről jutnak el elektronok, még pedig úgy, hogy azt tételezzük fel, hogy nem a rácspotenciált növeltük, hanem a rácshuzal átmérőjét annyira, hogy a ráfutó elektronok száma mind két esetben megegyezzen. Ezzel a számítás egyszerűbbé vált, s mivel az előzőekből nyilvánvaló, hogy az anódáram arányos $(a-2r_{geff})$-vel és a rácsáram $2r_{geff}$-vel az árameloszlási tényező:

$$\delta=\frac{Ia}{I_g}=\frac{a-2r_{geff}}{2r_{geff}}=\frac{a}{2r_{geff}}-1 \tag{12}$$

Viszont a rácshúzal effektív sugara egyenlő (y_0+r_g)-vel, ahol (y_0+r_g) a rácsot még éppen érintő határelektron kilépési helye a katódon (6. ábra).

Ha a rács effektív sugara helyére behelyettesítjük ezt a kifejezést s felhasználjuk $\delta = \frac{a}{2r_{geff}} - 1$ eredményünket, akkor a következő formulát kapjuk:

$$\delta = \frac{a}{2(y_0 + r_g)} - 1 \qquad (13)$$

A következő lépésként számítsuk ki y_0 értékét. A katódból kilépő elektronra E_x és E_y térerőkomponensek hatnak. Mivel azonban az E_x komponens az x tengely irányában kb. állandó nagyságú — s ezzel az elektron x irányú gyorsulása is állandó —, ezért E_x helyett jó közelítéssel írhatunk E_f-t, mely a katód felületén uralkodó x irányú térerő. Felírva az elektronok mozgására jellemző differenciál egyenleteket:

$$\frac{d^2x}{dt^2} = -\frac{e}{m} E_f \qquad (14)$$

$$\frac{d^2y}{dt^2} = -\frac{e}{m} E_y \qquad (15)$$

A (14) egyenlet megoldása kétszeres integrálás után:

$$x = kt^2 - d_{cg}, \text{ ahol } k = -\frac{eEf}{2m} \text{konstans.}$$

Azon elektronok oldalirányú elmozdulása nagyságának a meghatározásánál, melyek még éppen érintik a rácsot, feltételezzük, hogy azt az erőt győzik le, mely akkor hatna rájuk, ha az x tengellyel párhuzamos pályán mozognának, s éppen érintenék a rácsot. Továbbá még felhasználjuk az E_y számításánál az $r_g \ll a$ egyenlőtlenséget is. Ezen meggondolások alkalmazásával meghatározhatjuk E_y értékét — azaz a térerőre azt a komponenst, mely az elektronokat oldal — y irányba téríti ki. Ehhez differenciáljuk az (1) egyenletet parciálisan y szerint, s $q = q_g$ behelyettesítésével (mivel a rács töltése hat eltérítőleg az elektronokra) kapjuk:

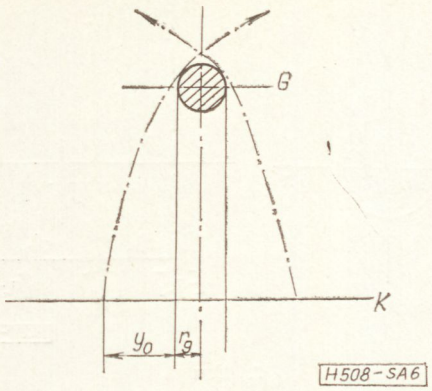
$$E_y = -\frac{\partial U}{\partial_y} = \frac{\partial}{\partial_y}\left\{\frac{q_g}{4\pi\varepsilon_0} \ln\left[2\left(\operatorname{ch}\frac{2\pi x}{a} - \cos\frac{2\pi y}{a} - \right.\right.\right.$$
$$\left.\left.\left. - \cos\frac{2\pi y}{a}\right)\right] + C\right\}$$

$$E_y = \frac{q_g}{4\pi\varepsilon_0} \frac{\partial}{\partial y} \ln\left[2\left(\operatorname{ch}\frac{2\pi x}{a} - \cos\frac{2\pi y}{a}\right)\right]$$

$$E_y = \frac{q_g}{4\pi\varepsilon_0} \frac{1}{2\left(\operatorname{ch}\frac{2\pi x}{a} - \cos\frac{2\pi y}{a}\right)} \cdot 2\sin\frac{2\pi y}{a} \cdot \frac{2\pi}{a}$$

azaz:

$$E_y = \frac{q_g \sin\frac{2\pi_y}{a}}{2\varepsilon_0 a\left[\operatorname{ch}\frac{2\pi x}{a} - \cos\frac{2\pi y}{a}\right]}$$



6. ábra

Írjuk be y helyére r_g-t, ekkor:

$$E_y = \frac{q_g \sin\frac{2\pi r_g}{a}}{2\varepsilon_0 a \cdot \operatorname{ch}\frac{2\pi x}{a} - \cos\frac{2\pi r_g}{a}}$$

Az egyszerű és hiperbolikus szögfüggvények addíciós képleteinek felhasználásával, s figyelembe véve, hogy $r_g \ll a$-nál, valamint alkalmazva több közelítést:

$$E_y = \frac{q_g \frac{2\pi r_g}{a}}{2\varepsilon_0 a\left[\operatorname{sh}^2\frac{\pi x}{a} + \operatorname{ch}^2\frac{\pi x}{a} - \cos^2\frac{\pi r_g}{a} + \sin^2\frac{\pi r_g}{a}\right]} =$$

$$= \frac{q_g \frac{2\pi r_g}{a}}{2\varepsilon_0 a\left[\operatorname{sh}^2\frac{\pi x}{a} + 1 + \operatorname{sh}^2\frac{\pi x}{a} + \sin^2\frac{\pi r_g}{a} + \sin^2\frac{\pi r_g}{a} - 1\right]} =$$

$$= \frac{q_g \frac{2\pi r_g}{a}}{2\varepsilon_0 a\left[2\operatorname{sh}^2\frac{\pi x}{a} + 2\sin^2\frac{\pi r_g}{a}\right]} =$$

$$= \frac{q_g \frac{2\pi r_g}{a}}{2\varepsilon_0 a\left[\frac{2\pi x}{a}\frac{\pi x}{a} + \frac{2\pi r_g}{a} \cdot \frac{\pi r_g}{a}\right]} =$$

$$= \frac{q_g \frac{2\pi r_g}{a}}{2\varepsilon_0 a \cdot 2\frac{\pi^2}{a^2}\left[x^2 + r_g^2\right]}$$

Így végül kapjuk:

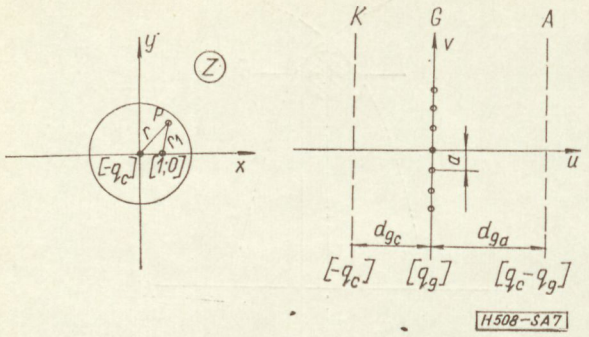
$$E_y = \frac{q_g r_g}{2\pi\varepsilon_0(x^2 + r_g^2)}$$

Ezt a kifejezést kis mértékben átalakítva:

$$E_y = \frac{2q_g r_g}{x^2 + r_g^2}$$

Jelöljük a katódtól a rácsig repülő elektronok repülési idejét t-vel. Helyettesítsük be x kifejezését (15)-be, felhasználva E_y kifejezését is, kapjuk:

$$\frac{d^2y}{dt^2} = \frac{k_1}{(kt^2 - d_{cg})^2 + r_g^2}, \quad \text{ahol} \quad k_1 = -\frac{2eq_g r_g}{m}$$



7. ábra

Osszuk el a jobb oldal számlálóját, s nevezőjét k^2-el:

$$\frac{d^2y}{dt^2} = \frac{k_1/k^2}{t^4 - 2t^2 d_{cg}/k + \frac{d_{cg}^2}{k^2} + \frac{r_g^2}{k^2}}$$

Bevezetve a $t_0^2 = d_{cg}/k$ és $k_1/k_2 = k$ jelölést;

$$\frac{d^2y}{dt^2} = \frac{k_2}{t^4 - 2t^2t_0^2 + t_0^4 + \frac{r_g^2}{k^2}}$$

$$\frac{d^2y}{dt^2} = \frac{k_2}{(t^2 - t_0^2)^2 + r_g^2/k^2}, \quad \text{ahol} \quad k_2 = -8\frac{q_g r_g m}{eE_f^2}$$

További helyettesítéssel és rendezéssel:

$$\frac{d^2y}{dt^2} = \frac{k_2}{\left[(t^2 - t_0^2) + \frac{\mathrm{j}r_g t_0^2}{d_{cg}}\right]\left[(t^2 - t_0^2) - \frac{\mathrm{j}r_g t_0^2}{d_{cg}}\right]}$$

amelyből

$$\frac{d^2y}{dt^2} = \frac{k_2}{[t^2 - t_0^2(1 + \mathrm{j}r)][t^2 - t_0^2(1 - \mathrm{j}r)]}$$

ahol $\mathrm{j} = \sqrt{-1}$ és $r = \frac{r_g}{d_{cg}}$

Ezt a kifejezést egyszerűsítsük:

$$\frac{\mathrm{d}^2y}{\mathrm{d}t^2} = \frac{k_2}{(t^2 - r_1)(t^2 - r_2)}$$

ahol $r_1 = t_0^2 \cdot (1 + \mathrm{j}r)$ $r_2 = t_0^2 \cdot (1 - \mathrm{j}r)$, tehát r_1 és r_2 konjugált komplex mennyiségek.

A végső kifejezést a következőképpen írhatjuk:

$$\frac{d^2y}{dt^2} = \frac{k_2}{r_1 - r_2}\left[\frac{1}{t^2 - r_1} - \frac{1}{t^2 - r_2}\right]$$

Kétszer integrálva kapjuk:

$$\frac{dy}{dt} = \frac{k_2}{r_1 - r_2}\left[\frac{1}{2\sqrt{r_1}}\ln\frac{t - \sqrt{r_1}}{t + \sqrt{r_1}} - \frac{1}{2\sqrt{r_2}}\ln\frac{t - \sqrt{r_2}}{t + \sqrt{r_1}}\right] + C_1$$

$$y = \frac{k_2}{4rt_0^2\mathrm{j}}\left[\frac{t}{r_1}\ln\frac{t - \sqrt{r_1}}{t + \sqrt{r_1}} - \frac{t}{r_2}\ln\frac{t - \sqrt{r_1}}{t + \sqrt{r_2}} - \right.$$

$$\left. - \ln(t^2 - r_1) + \ln(t^2 - r_2)\right] + C_1 t + C_2$$

Felhasználva a konjugált függvényekre vonatkozó tételt:

$$y = \frac{2}{E_f}\left[\frac{t}{t_0}\left(t_g^{-1}\frac{rtt_0}{t_0^2 - t^2 + r^2t_0^2/2} - \pi\right) - \right.$$

$$- \frac{tr}{2t_0}\ln\frac{[(t^2 - t_0^2)^2 + r^2t_0^4]^{1/2}}{(t + t_0)^2} + \pi -$$

$$\left. - t_g^{-1}\frac{rt_0^2}{t_0^2 - t^2}\right] + C_1 t + C_2$$

Küszöböljük ki C_1-t a $\frac{dy}{dt}$-ből. Használjuk fel azt a határfeltételt, hogy $t = 0$-nál $\frac{dy}{dt} = 0$, következik, hogy $C_1 = 2\pi/E_{f t_0}$, amely konstans kifejezés. A $C_1 t$ összes értékénél megsemmisíti y kifejezésében a második határt. Küszöböljük ki C_2-t is, $y = 0$-nál, amikor $t = t_0$-val.

Ekkor $C_2 = -\frac{2q_g}{E_f}\left(\pi - \frac{r}{2} - \frac{r}{2}\ln\frac{r}{2}\right)$

Így, amikor $t = 0$, $y = y_0$, melynek kifejezése a következőképpen alakul:

$$y_0 = \frac{2q_g}{E_f}\left(\frac{r}{2} - \frac{r}{2}\ln\frac{r}{4}\right) = \frac{2q_g}{E_f}\frac{r}{2}\ln\frac{4e}{r}$$

Ezt az általános kifejezést lehet egyszerűsíteni, ha $U_a = U_g$-vel. Mivel — az előzőekből ismert módon — $E_f = -\frac{4\pi q_c}{a}$ és $r = \frac{r_g}{d_{cg}}$, a végső kifejezés így írható:

$$y_0 = \frac{aq_g}{2\pi(-q_c)}\frac{r_g}{2\,d_{cg}}\ln\frac{4ed_{cg}}{r_g} = \frac{aq_g}{2\pi(-q_c)} \cdot D \qquad (16)$$

A $q_g/(-q_c)$ viszony egyszerű számítással viszont könnyen kiküszöbölhető. Ehhez fel kell írni a katód—, anód — és rács-potenciál kifejezését, melyekből a töltések, s így a töltések aránya is kifejezető.

Az (1) egyenlet felhasználásával, az $x = d_{ga}$, $y = 0$, valamint a megfelelő töltések behelyettesítése után, a $d_{ga} > a$ egyenlőtlenség figyelembevételével kapjuk:

$$U_a = -\frac{q_g}{4\pi\varepsilon_0}\ln\left(e^{\frac{4\pi d_{ga}}{a}} + 1 - 2e^{\frac{2\pi d_{ga}}{a}} \cdot \cos\frac{2\pi 0}{a}\right) -$$

$$- \frac{q_c}{4\pi\varepsilon_0}\ln e^{\frac{4\pi d_{ga}}{a}} + C$$

$$U_a = -\frac{q_g}{4\pi\varepsilon_0}\frac{4\pi d_{ga}}{a} - \frac{q_c}{4\pi\varepsilon_0}\frac{4\pi d_{ga}}{a} + C$$

$$U_a = -\frac{q_g d_{ga}}{a\varepsilon_0} - \frac{q_c d_{ga}}{a\varepsilon_0} + C$$

A katódpotenciál számításánál $x = -d_{cg}$, $y = 0$, $d_{cg} > a$ a figyelembevételével adódik:

$$U_c = -\frac{q_g}{4\pi\varepsilon_0}\ln\left(e^{-\frac{4\pi d_{cg}}{a}} + 1 - 2e^{\frac{-2\pi d_{cg}}{a}}\cdot\cos\frac{2\pi 0}{a}\right) - \frac{q_c}{4\pi\varepsilon_0}\ln e^{-\frac{4\pi d_{cg}}{a}} + C$$

$$U_c = -\frac{q_c}{4\pi\varepsilon_0}\left(-\frac{4\pi d_{cg}}{a}\right) + C$$

$$U_c = \frac{q_c d_{cg}}{a\varepsilon_0} + C$$

A rács potenciáljának számításánál behelyettesített értékek: $x = 0$, $y = r_g$, figyelembe véve $r_g < \frac{a}{20}$ -t is, kapjuk:

$$U_g = -\frac{q_g}{4\pi\varepsilon_0}\ln\left(e\frac{4\pi 0}{a} + 1 - 2e\frac{2\pi 0}{a}\cdot\cos\frac{2\pi r_g}{a}\right) - \frac{q_c}{4\pi\varepsilon_0}\ln e\frac{4\pi 0}{a} + C$$

$$U_g = -\frac{q_g}{4\pi\varepsilon_0}\ln\left[2\left(1 - \cos\frac{2\pi r_g}{a}\right)\right] + C$$

$$U_g = -\frac{q_g}{4\pi\varepsilon_0}\ln\left[2\left(1 - \cos^2\frac{\pi r_g}{a} + \sin^2\frac{\pi r_g}{a}\right)\right] + C$$

$$U_g = -\frac{q_g}{4\pi\varepsilon_0}\ln\left[2\cdot 2\sin^2\frac{\pi r_g}{a}\right] + C$$

$$U_g = -\frac{q_g}{2\pi\varepsilon_0}\ln\left[2\sin\frac{\pi r_g}{a}\right] + C$$

Ha a katódpotenciált elfogadjuk a nulla potenciál szintjének, akkor:

$C = -\frac{d_{cg}q_c}{a\varepsilon_0}$ s ezzel U_a és U_g egyenletei a következőképpen módosulnak:

$$U_a = -\frac{d_{ga}q_g}{a\varepsilon_0} - \frac{(d_{cg} + d_{ga})q_c}{a\varepsilon_0} \qquad (17)$$

$$U_g = -\frac{q_g\ln\left[2\sin\frac{\pi r_g}{a}\right]}{2\pi\varepsilon_0} - \frac{d_{cg}q_c}{a\varepsilon_0} \qquad (18)$$

U_a és U_g kifejezésének segítségével viszont meg lehet határozni az elektroncsövek erősítési tényezőjét. Ezt a számítást — közbeeső lépésként — végezzük el, mivel a továbbiakban μ értékére úgy is szükség lesz.

Mint tudjuk, az erősítési tényező egyenlő az anódfeszültség és a rácsfeszültség abszolút értékének viszonyával, s feltételezzük, hogy a cső anódárama állandó μ^+ statikus erősítésű tényező esetén q_c katódtöltésnek kell állandó értéken maradni. μ^+ és μ között csak pentódák esetén van eltérés, triódáknál mindkettő csupán a geometriai adatok függvénye. Vegyük azt az esetet, hogy a cső lezár. A lezárásnál a cső elektromos tere úgy alakul, hogy potenciál gradiense a katódon 0-val lesz egyenlő. Ez viszont akkor igaz, ha a katód töltése zérus. Ha képezzük az U_a/U_g viszonyt, s a fentebb elmondottak alapján q_c-t 0-nak vesszük, μ értékére kapjuk:

$$\mu = -\left|\frac{U_a}{U_g}\right| = -\frac{d_{ga}q_g\,2\pi\varepsilon_0}{a\varepsilon_0\,q_g\ln\left[2\sin\frac{\pi r_g}{a}\right]}$$

$$\mu = -\frac{2\pi d_{ga}}{a\ln\left[2\sin\frac{\pi r_g}{a}\right]} \qquad (19)$$

Ezután oldjuk meg a (17) és (18) egyenleteket q_g-re és q_c-re és egyszerűsítésre használjuk fel a (19) összefüggést: (17)-ből:

$$q_g = -\frac{(d_{cg} + d_{ga})q_c}{a\varepsilon_0} - U_a$$

(18)-ból:

$$q_g = -\frac{2\pi d_{cg}q_c}{a\ln\left(2\sin\frac{\pi r_g}{a}\right)} - \frac{2\pi\varepsilon_0 U_g}{\ln\left(2\sin\frac{\pi r_g}{a}\right)}$$

A két egyenletet egymással egyenlővé téve:

$$\frac{(d_{cg} + d_{ga})q_c}{d_{ga}} + \frac{U_a a\varepsilon_0}{d_{ga}} = \frac{2\pi d_{cg}q_c}{a\ln\left(2\sin\frac{\pi r_g}{a}\right)} + \frac{2\pi\varepsilon_0 U_g}{\ln\left(2\sin\frac{\pi r_g}{a}\right)}$$

melyből

$$q_c = -\frac{a\varepsilon_0(U_a + \mu U_g)}{d_{ga} + d_{cg} + \mu d_{cg}}$$

Ehhez hasonlóan levezethető q_g is:

(17)-ből:

$$q_c = -\frac{d_{ga}q_g + a\varepsilon_0 U_a}{d_{cg} + d_{ga}}$$

(18)-ból:

$$q_c = -\frac{\ln\left(2\sin\frac{\pi r_g}{a}\right)q_g a\varepsilon_0}{2\pi\varepsilon_0 d_{cg}} - \frac{U_g a\varepsilon_0}{d_{cg}}$$

Egyenlővé tétel és rendezés után kapjuk:

$$q_g = \frac{\mu a\varepsilon_0[(d_{cg} + d_{ga})U_g - U_a d_{cg}]}{d_{ga}[\mu d_{cg} + d_{cg} + d_{ga}]}$$

q_c és q_g egyenletei segítségével már felírható a $-q_g/q_c$ hányados. q_g-vel a rácsvezető töltését jelöltük 1 cm hosszú vezetékdarabra vonatkoztatva, míg ($-q_c$) dimenziója: katódtöltés/cm. A negatív előjelre a q_c előtt azért van szükség, mivel q_c a katódtöltés általános kifejezése, amely még nem tartalmazza a katódra jellemző negatív előjelet.

A behelyettesítés, valamint egyszerűsítés után:

$$-\frac{q_g}{q_c} = \frac{\mu[(d_{cg} + d_{ga})U_g - U_a d_{cg}]}{d_{ga}(U_a + \mu U_g)} \qquad (20)$$

Helyettesítsük be a most nyert q_g/q_c kifejezést a y_0 (16) egyenletbe.

$$y_0 = \frac{a\mu[(d_{ga} + d_{cg})U_g - d_{cg}U_a]D}{2\pi d_{ga}(U_a + \mu U_g)}, \text{ ahol } D =$$

$$= \frac{r_g}{2d_{cg}} \ln \frac{4ed_{cg}}{r_g} \qquad (21)$$

Az eddig elvégzett számítások után már nincs akadálya a pozitív rácsú triódákra vonatkozó árameloszlás felírásának. A (13) és (21) egyenletek összevonásával az árameloszlási tényezőre a következő kifejezés adódik:

$$\delta = \frac{I_a}{I_g} = \frac{a}{2\left\{\frac{a\mu[(d_{cg} + d_{ga}) - d_{cg}U_a/U_g]D}{2\pi d_{ga}(U_a/U_g + \mu)} + r_g\right\}} - 1$$

A levezetés elején közölt, a pentódákra jellemző ekvivalensek behelyettesítése után megkapjuk számításunk végső eredményét.

Tehát a pentódák árameloszlási tényezőjére a következő összefüggés írható fel:

$$\frac{I_a}{I_{g2}} = \frac{a_2}{2\left\{\frac{a_2\mu_{23}\left[\left(d_{12} + d_{23}\right) - d_{12}\frac{U_{3köz}}{U_{g2}}\right]\cdot D}{2\pi d_{23}\left(\frac{U_{3köz}}{U_{g2}} + \mu_{23}\right)} + r_2\right\}} - 1$$

ahol $U_{3köz}$ a (11) képlet, $D = \frac{r_2}{2d_{12}} \ln \frac{4e\,d_{12}}{r_2}$ (21) alapján μ_{23} az irodalomban megadott képletek szerint számítható, pl.:

$$\mu_{23} = \frac{\frac{2\pi d_{23}}{a_2} - \ln \operatorname{ch} \frac{2\pi r_2}{a_2}}{\ln \operatorname{cth} \frac{2\pi r_2}{a_2}}, \text{ vagy}$$

$$\mu_{23} = -\frac{2\pi d_{23}}{a_2 \ln\left[2 \sin \frac{\pi r_2}{a_2}\right]}, \text{ s ezekkel az egyenletekkel}$$

összefüggésben levő

$\frac{d_{ga}}{a}\left(= \frac{d_{23}}{a_2}\right) - \frac{2r_g}{a}\left(= \frac{2r_2}{a_2}\right)$ diagram alapján (2)

Példa: Eredményünk helyességét vizsgáljuk meg az EL 41 típusú csövön:

Adatok:

$a_1 = 0{,}358$
$2_{r1} = 0{,}05$
$a_2 = 0{,}973$
$2_{r2} = 0{,}08$
$a_3 = 2{,}42$
$2_{r3} = 0{,}1$
$d_{k1} = 0{,}19$
$d_{12} = 0{,}935$
$d_{23} = 2{,}215$
$d_{3a} = 0{,}95$
$U_a = 250\ V$
$U_{g2} = 250\ V$ $= U_2$

$$\mathbf{U_{3\,köz}} = \frac{250 \ln\left(2 \sin \frac{\pi \cdot 0{,}05}{2{,}42}\right)}{2\left\{\ln\left[2 \sin \frac{\pi \cdot 0{,}05}{2{,}42}\right] - \frac{2\pi}{2{,}42}\frac{0{,}95 \cdot 2{,}215}{0{,}95 + 2{,}215}\right\}} = \mathbf{67{,}8\ V}$$

$$\mu_{23} = \frac{\frac{2\pi \cdot 2{,}215}{0{,}973} - \ln \operatorname{ch} \frac{\pi \cdot 0{,}08}{0{,}973}}{\ln \operatorname{cth} \frac{\pi \cdot 0{,}08}{0{,}973}} = \mathbf{10{,}45}$$

$$\mathbf{D} = \frac{0{,}04}{2 \cdot 0{,}935} \ln \frac{4e\ 0{,}935}{0{,}04} = \mathbf{0{,}118}$$

$$\frac{\mathbf{I_a}}{\mathbf{I_{g2}}} = \frac{0{,}973}{2\left\{\frac{0{,}973 \cdot 10{,}45 \cdot \left[(0{,}935 + 2{,}215) - 0{,}935\frac{67{,}8}{250}\right]0{,}118}{2\pi \cdot 2{,}215\left(\frac{67{,}8}{250} + 10{,}45\right)} + 0{,}04\right\}} - 1 = \mathbf{6{,}7}$$

Ez az érték igen jó közelítéssel megegyezik a mért értékkel, illetve a katalógusadattal. A számított és mért értékek közötti különbség (mely azonban csak kb. 10%-os) feltehetően két jelenségnek a következménye. Ezek:

1. A szekunder emisszió jelenléte.

2. A segédrács síkján már egyszer áthaladt elektronok egy része — melyeknek sebessége viszonylag a legkisebb — visszafordul és ráfut a segédrácsra. A levezetett összefüggés pedig ezekre a jelenségekre vonatkozó korrekciót nem tartalmaz.

IRODALOM

1. *Palócz I:* Elektroncsövek I. 1956. Jegyzetellátó.
2. *K. R. Spangenberg:* Vacuum Tubes 1949.
3. *Б. М. Царев:* Расчет и конструирование электронных ламп 1951.
4. *H. Rothe—W. Kleen:* Grundlagen und Kennlinien der Elektronröhren 1953.
5. *K. R. Spangenberg:* Current division in a plane — electrode triode Proc. Inst. Radio Engrs. 28. 1940.
6. *J. L. H. Jonker:* The computation of electrode systems in which the grids are lined up. Philips Res. Rep. 4. 1949.
7. *J. L. H. Jonker, B. D. H. Tellegen:* The current to positive grid in electron tubes. Philips Res. Rep. 12. 1945.
8. *Simonyi:* Elméleti villamosságtan 1959.
9. *Ю. А. Кацман:* Основы расчета радиоламп 1952.
10. *H. Rothe—W. Kleen:* Hochvacuum — Elektronenröhren Physikalische Grundlagen, 1955.

INFORGA 65

A KGST országok műszaki tájékoztatási intézményei ez év május—júniusában Moszkvában Inforga 65 néven nagyszabású közös kiállítást rendeztek, melyen bemutatták mindazokat a berendezéseket és segédeszközöket, melyek a műszaki tájékoztatás céljaira igénybe vehetők. A kiállításon számos elektronikus berendezés is szerepelt, melyeket az alábbiakban röviden ismertetünk:

Telefonkészülékek

A Bolgár Népköztársaság főnök-titkári készüléket, valamint 30—50 vonalas díszpécser telefonközpontot állított ki. Magyarország a teleadapton elnevezésű telefon erősítőt mutatja be, amely felerősíti és mágnes-szalagra rögzíti a telefonbeszélgetéseket. Ugyancsak kiállítottuk a 2 MT 2 jelű mikrohullámú távbeszélő berendezést is. Az NDK tranzisztoros egyfokozatú erősítővel egybeépített, két hallgatóval ellátott telefonkészüléket, valamint az üzemen belüli kapcsolat céljait szolgáló Velton telefonkészüléket mutatta be, amelyre hangszóró és magnetofon is rákapcsolható. A lengyelek 10 vonalas háziközpontot, 30 vonalas diszpécser központot, igen szép kivitelű erősítővel ellátott főnök-titkári berendezést és a Fonivox elnevezésű szimplex rendszerű erősítővel ellátott diszpécser berendezést állították ki.

Rádiókészülékek

Bulgária rádióhullámok útján vezérelt tranzisztorizált elektromos óraberendezéseket, valamint 30 km-es hatótávolságú hordozható rádiótelefont hozott a kiállításra. Magyarország az FM-10-160 M jelű rádiótelefont, az ML 400 típusú rövidhullámú vevőkészüléket, a Mechanikai Laboratórium ML 1000-es rövidhullámú vevőkészülékét, ultrarövidhullámú vevőkészüléket, valamint a Telinform hívó berendezést mutatta be. Az NDK UFS 401 jelű ultrarövidhullámú rádiótelefont, ultrarövidhullámú adókészüléket, az UFT 301 és UFT 201 ultrarövidhullámú vevőkészüléket, tengeri URH rádiótelefont és miniatür rádiótelefont állított ki. A lengyelek tranzisztorált bányatelefont, miniatür hívóberendezést, 145—175 MHz-en működő rádió adóberendezést mutatott be.

Távíróberendezések

Magyarország képtávírót, az NDK 400 jel/perc sebességű telex berendezést, 24 csatornás WTT 24 jelű távíróberendezést és képtávírót, a Szovjetunió Néva, Ladoga, Aragvi képtávírókat állított ki.

Ipari televízió berendezések

A bolgárok televízió képfelvevőt, a magyarok az ITV 620 ipari televízió berendezést, televízió monitort és szerviz célokra szolgáló műszerasztalt állítottak ki.

Számoló, jelző, diszpécser berendezések

Magyarország a Processzograf diszpécser pultot, a BRG EHR 15 MKV 3 jelű analizátor pultját és az Integra-dominó nevű berendezést mutatta be. A Szovjetunió által kiállított UTI—1 típusú berendezés 40 munkagéptől vesz át információkat, méri az állásidőket, értékeli a munkaidőkieséseket hetente és havonta, és közvetlen kapcsolatot létesít az irányító és a dolgozók között. Az Expert 1 jelű termelésirányító berendezés a gépgyártó üzemek céljaira készült. A leningrádi LITMO gyár automatikus diszpécser berendezése az információk gyűjtésére és vizuális visszaadására, valamint termelésirányító feladatok ellátására alkalmas. A moszkvai Frézer Gyár központi diszpécser pultját a PTU 103 jelű ipari televízió berendezéssel látták el, amely rossz megvilágítású körülmények között is, mind gyors, mind lassú mozgású objektumokról jó képet ad. A pultba 100 vonalas telefonközpontot építettek be, amely konferencia hívásokat is lehetővé tesz. Ugyancsak beépítésre került egy mágneses hangrögzítő és hangerősítő is.

A kiállítás profiljának megfelelően természetesen nem a híradástechnikai berendezések képezték a látnivalók legnagyobb részét, hanem a kifejezetten tájékoztatási gépek és berendezések. A résztvevő országok bemutatták legmodernebb másoló és sokszorosító berendezéseiket, a dokumentáció céljaira is felhasználható lyukkártyás gépparkokat és elektronikus számítógépeket, fényképészeti berendezéseket, a könyvtárak kisgépesítésére szolgáló berendezéseket, irodai és könyvtári bútorokat, írógépeket, — egyszóval mindazt, ami hozzájárulhat ahhoz, hogy a tudományos és műszaki tájékoztatás a KGST országokban az elkövetkezendő időszakban jelentős minőségű fejlődésen menjen keresztül.

(Vásárhelyi)

A GET—B1 bemutatása Jugoszláviában

Az örvendetesen fejlődő magyar-jugoszláv kereskedelmi kapcsolatok további kiterjesztése érdekében június elején a METRIMPEX két bemutatón ismertette meg a jugoszláv szakemberekkel a GET-B1 mikrohullámú geodéziai távmérőt, amelyet a Finommechanikai Vállalat főként exportra gyárt.

Olvasóink tájékoztatására rövidesen ismertetjük ennek az érdekes műszernek jellemzőit is, amely a korszerű geodézia pontossági és gazdaságossági igényeit nagymértékben kielégíti.

A mérési elv: az elektromágneses hullámok futási idejének mérése fázismérésre visszavezetve.

A műszer fő- és ismétlőállomása egy-egy mikrohullámú adó-vevőt tartalmaz, amely 3000 MHz

környezetében hangolható. Mindkét állomás vívőhulláma különböző kvarcfrekvenciákkal frekvenciában modulálható. A főállomáson végzett fázismérések eredményeiből a moduláló frekvenciák célszerű megválasztása következtében könnyen meghatározandó a kétirányú terjedés futási ideje. A műszerhez tartozó meteorológiai műszerek adataiból a levegő törésmutatója, ennek segítségével pedig a távolság számítható.

A mérhető távolság 0,2...50 km; a pontosság normális meteorológiai és terjedési viszonyok esetén 5 cm alaphiba + km-ként 0,3 cm távolságarányos hiba. Egy-egy állomás súlya 18 kg, a táplálás 6V akkumulátorról történik, az áramfelvétel max. 10A. A rendszer az állomások között távbeszélő összeköttetést is biztosít.

A bemutatók megszervezését a METRIMPEX jugoszláviai képviselője, a MERKUR külkereskedelmi vállalat végezte Váradi Emilnek, a belgrádi Metrimpex-szervíz vezetőjének segítségével.

Az első bemutatót június 1-én a VIII. belgrádi műszaki vásár területén tartottuk. Ezen kb. 30 meghívott szakember vett részt. A másodikat amelynek megszervezésében tevékenyen részt vett M. Dordevic professzor is, június 6-án tartottuk egy Belgrádhoz közeli geodéziai alapvonalon. Itt a rosszabb közlekedési viszonyok ellenére közel 40 geodéta szakember jelent meg. Annak ellenére, hogy a hullámos terep a végpontok közötti optikai átlátást is alig tette lehetővé, tehát a GET-B1-gyel való mérésre kedvezőtlen volt, a mérési eredmény mindössze 6 cm-rel tért el az invár dróttal mért geodéziai távolságtól. A pontosság és a műszer kivitele, könnyű kezelhetősége a jugoszláv szakemberek megelégedését váltotta ki.

Herendi Miklós

SZEMLE

1963-ban Romániában 68 000 db televízió készüléket gyártottak, ami 64%-kal volt több az 1962-ben termelt mennyiségnél.

Bulgáriában 1965-ben az 1960-ban gyártott 3600 db-bal szemben 75 000 db televízió készüléket gyártanak. A rádiókészülékekre vonatkozó 1965-ös termelési terv 135 000 készülék gyártását írja elő. *(Nachrichten für Aussenhandel, Mitteilungen 1965. április, 80. sz.)*

Rubin 106-nak hívják a moszkvai televízió gyár legújabb 56 cm-es képcsővel felszerelt TV-készülékét, melynek most kezdték el sorozatgyártását. Már ebben az évben is körülbelül 50 000 db-ot fognak a készülékből gyártani, 1966-ban pedig a termelést majdnem megnégyszerezik. Ezzel egyidejűleg kifejlesztették a Rubin 109-es modellt, amely tranzisztorizált. *(Marktinformationen für Aussenhandel, 1965. március.)*

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.395.743.003

Lajtha Gy.:

Követelmények hírközlő hálózatok tervezéséhez

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 8. sz.

A hírközlő hálózatok tervezéséhez szükséges követelményeket állítja össze táblázatosan a cikk. Az átviteltechnikai, kapcsolástechnikai és üzemeltetési követelmények javítását a gazdasági megfontolások korlátozzák. Ezért foglalkozik a gazdasági követelményekkel és igyekszik a berendezések minősége és gazdaságossága között számszerű kapcsolatot találni. Végül ennek a kapcsolatnak alkalmazására a helyi hálózatok esetére egy példát dolgoz ki.

ETO 621.391.837.21.08

Csepregi Horváth K.—Stefler S:

A televízió átvitel nonlinearitásainak mérési módszerei

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 8. sz.

A cikk a televíziós átvitel nonlinearitásainak mérőkészülékeit ismerteti, néhány gyakorlati példával illusztrálva.
A továbbiakban részletesen tárgyalja az Elektromechanikai Vállalat által kifejlesztett linearitásszűrő kapcsán a szuperponált nagyfrekvencia leválasztásával működő műszerekkel kapcsolatos gyakorlati követelményeket és megvalósítható jellemzőket.

ETO 621.319.4 : 621.315.614.6.015.51

Ludányi J.:

Papírkondenzátorok átütési szilárdsága

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 8. sz.

A szerző ismerteti a BHG Kondenzátor Laboratóriumában a papírkondenzátorok átütési szilárdságának vizsgálatánál kapott eredményeket.
A vizsgálati eredmények kiértékelése során kiszámították a különböző összetételű dielektrikumok átlagos átütési térfeszültség értékeit. Ezek alapján megállapítható volt, hogy az egy réteg figyelmen kívül hagyásával számított átlagos átütési térfeszültség értékek is növekednek, ha a dielektrikumot alkotó papírrétegek száma nő.
A vizsgálati eredmények alapján célszerűnek látszik a vizsgálat kiterjesztése vastagabb papírokból, több réteggel készített mintakondenzátorokra is.

ETO 621.385.31.014.1+621.385.551.014.1

Simkó A:

Árameloszlás pentódákban és pozitív rácsú triódákban

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 8. sz.

A cikk összefoglalja az árameloszlásra vonatkozó elméleti vizsgálatokat és ezek gyakorlati alkalmazhatóságát. A bemutatott számítási példák és a mintacsöveken végzett mérések az elmélet helyességét igazolják.

Обобщения

ДК 621.395.743.003

Г. Лайта:

Требования к проектированию сетей связи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVI (1965) № 8.

Статья составляет требования необходимые для проектировании сетей связи, в виде таблиц. Улучшение требований по схемам и по эксплуатации ограничываются экономическими соображениями. Поэтому излагаются экономические требования и численные соотношения между качеством и экономией оборудований. Наконец дан пример применения этих соотношений в лсучае местных сетей.

ДК 621.391.387.21.08

К. Чепреги Хорват—Ш. Штефлер:

Измерительные методы нелинейностей телевизионной передачи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVI (1965) № 8.

Статья описывает измерительные приборы нелинейностей телевизионной передачи вместе некоторыми практическими примерами. В дальнейшем подробно излагаются практические требования и параметры осуществления по приборам, работающим отделением напряжения в. ч., в том числе фильтры линейности, разработанные Электромеханическим Предприятием.

ДК 621.319.4:621.315.614.6.015.51

Й. Лудани:

Устойчивость пробивания бумажных конденсаторов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVI (1965) № 8.

Описываются результаты испытаний в лаборатории завода BHG по устойчивости пробивания бумажных конденсаторов.
В ходе оценки результатов были вычислены величины средней напряженности поля пробивания при различных составах диэлектрикума. На основании этих можно было постановить увеличение величин средних напряженностей поля, не учитывая один слой, если число бумажных слоев диэлектрикума увеличивается.
По испытательным результатам является целесообразным расширять испытания на образцы конденсаторов, изготовляемых из более толстых бумаг, с некоторыми слоями.

ДК 621.385.31.014.1 + 621.385.551.014.1

А. Шимко:

Распределение тока в пентодах и триодах с положительной сеткой

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVI (1965) № 8.

Статься обобщает теоретические испытания по распределению тока и и практические применения. Показанные примеры расчёта и измерени образцов ламп свидетельствуют правильность теории.

Zusammenfassungen

DK 621.395.743.003

Gy. Lajtha:

Anforderungen zur Planung von fernmeldetechnischen Netzwerken

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) Nr 8.

In dem Artikel werden die zur Planung von fernmeldetechnischen Netzwerken notwendigen Anforderungen in Tabellen zusammengestellt. Die Verbesserung der Anforderungen der Übertragungstechnik, Schaltungstechnik und Inbetriebhaltung werden durch ökonomischen Überlegungen beschränkt. Deshalb wird es mit den ökonomischen Anforderungen beschäftigt und es wird bemüht, einen numerischen Zusammenhang zu finden zwischen der Qualität und Wirtschaftlichkeit der Einrichtungen. Zuletzt wird zur Anwendung dieses Zusammenhanges im Falle lokaler Netze ein Beispiel ausgearbeitet.

DK 621.391.837.21.08

K. Csepregi Horváth—S. Stefler:

Messmethoden der Nichtlinearität der Fernsehübertragung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) Nr 8.

In dem Artikel werden die Messeinrichtungen der Fernsehübertragung mit einigen praktischen Beispielen illustriert, erörtert. In Zusammenhang mit dem in den Elektromechanischen Werken (EMV) ent-

Summaries

UDC 621.395.743.003

Gy. Lajtha:

Requirements to the Design of Telecommunication Networks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 8.

The requirements necessary to the design of telecommunication networks are compiled in tables. The improvement of the transmission circuit and operational requirements are limited by economical considerations. Therefore the economical requirements are dealt with and an effort is made to find numerical relation between the quality and economy of the equipments. Finally an example is worked out for the application of this relation in case of local networks.

UDC 621.391.837.21.08

K. Csepregi Horváth—S. Stefler:

Measuring Methods of the Nonlinearity of Television Transmission

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 8.

The measuring instruments of the nonlinearity of the television transmission are presented and illustrated with some practical examples. The practical requirements and realizable characteristics concerning the instruments operating with the separation of super-

wickelten Linearfiltern werden die praktischen Anforderungen und ausführbare Kennwerte der mit der Abtrennung superponierter Hochfrequenzspannung funktionierenden Instrumenten beschrieben.

DK 621.319.4 : 621.315.614.6.015.51

J. Ludányi:

Durchschlagsfestigkeit von Papierkondensatoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) Nr 8.

Es werden die Resultate der im Kondensatorlaboratorium der BHG-Werke ausgeführten Durchschlagsfestigkeitprüfungen von Papierkondensatoren erörtert. Während der Auswertung der Prüfergebnisse wurden die Werte der Durchshlagsfeldstärke ausgerechnet. Auf diesem Grunde wird behauptet, dass die Werte der durchschnittlichen Durchschlagsfeldstärke wachsen — ohne die erste Schichten Betracht nehmend — wenn die Anzahl der Papierschichten wächst. Gemäss der Prüfresultate wäre es zweckmässig die Prüfungen auch auf Musterkondensatoren aus dickeren Papierschichten und mit mehreren Schichten hergestellt zu verbreiten.

DK 621.385.31.014.1+621.385.551.014.1

Á. Simkó:

Stromverteilung in Pentoden und Trioden mit positivem Gitter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) Nr 8.

In dem Artikel werden die theoretischen Versuchungen bezüglich der Stromverteilung und derer praktische Anwendbarkeit zusammengefasst. Die vorgeführten Berechnungsbeispiele und die auf die Musterröhren ausgeführten Messungen beweisen die Richtigkeit der Theorie.

imposed high frequency voltage in connection with the linearity-filter developed by the Electromechanical Laboratories (EMV) are dealt with in detail.

UDC 621.319.4 : 621.315.614.6.015.51

J. Ludányi:

Breakdown Voltage of Fixed Paper Capacitors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 8.

Results obtained by the breakdown voltage tests for fixed paper capacitors made in the Capacitor Laboratory of the BHG-Factory, are presented. In the course of the evaluation the values of the average dielectric strengths of different dielectrics were computed. It was determined that the values of the average dielectric strength increase — not taking into account the first layer — if the number of the layers increases. According to the results of these tests it seems to be reasonable to extend the tests to sample capacitors of thicker papers and made of more layers.

UDC 621.385.31.014.1+621.385.551.014.1

Á. Simkó:

Current Distribution in Pentodes and Triodes with Positive Grids

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 8.

The paper gives a summary of the theoretical examinations concerning current distribution and their application in practice. The presented numerical examples and the measurements made on the tube samples prove the correctness of the theory.

Résumés

CDU 621.395.743.003

Gy. Lajtha:

Exigences pour le projet des résaux de télécommunication

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 8.

L'article compose en tableaux les exigences nécessaires pour le projet des résaux de télécommunication. L'amélioration des exigences de la transmission, du circuit et de l'exploitation est limitée par des considerations économiques. C'est pourquoi les exigences économiques sont aussi traitées, et une corrélation numérique entre la qualité et l'économie des appareillages est cherchée. Enfin une exemple montre l'application de cette corrélation pour des résaux locaux.

CDU 621.391.837.21.08

K. Csepregi Horváth—S. Stefler:

Les méthodes de mesure de la nonlinéarité de la transmission de télévision

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 8.

L'article éxpose les appareils de mesures pour la nonlinéarité de la transmission de télévision, illustrant avec quelques exemples pratiques.
Ensuite les exigences pratiques et les caractéristiques réalisalbes par les appareils fonctionnant avec séparation de la tension haute fréquence superposée sont éxposées en connexion d'un filtre de linéarité construit par la Fabrique Electromécanique.

CDU 621.319.4 : 621.315.614.6.015.51

J. Ludányi:

Rupture diélectrique des condensateurs à papier

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 8.

Les résultats obtenus par l'éssai de la rupture diélectrique des condensateurs à papier dans les laboratoires de condensateur de la fabrique BHG sont éxposés par l'auteur. En analysant les éssais, les valeurs moyennes du gradient de tension de rupture ont étés calculées pour les différentes diélectriques. En vertu de ses résultats pouvait être constaté qu'en ne tenant pas compte d'une couche- les valeurs moyennes de tension de rupture augmentent, si le nombre des couches à papier composant la diélectrique est augmenté.
A la base des résultats, il semble convenable d'étendre les éssais aux échantillons de condensateurs à papier plus épais et ayants plusieurs couches.

CDU 621.385.31.014.1+621.385.551.014.1

A. Simkó:

Distribution de courant dans pentodes et triodes à grille positive.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 8.

L'article donne un résumé des examins théoretiques rélatifs à la distribution de courant et leurs utilisations pratiques. Les éxemples du calcul présenté et les mesures sur les échantillons des lampes verifient que la théorie est correcte.

TRANSZFORMÁTOR KTSZ

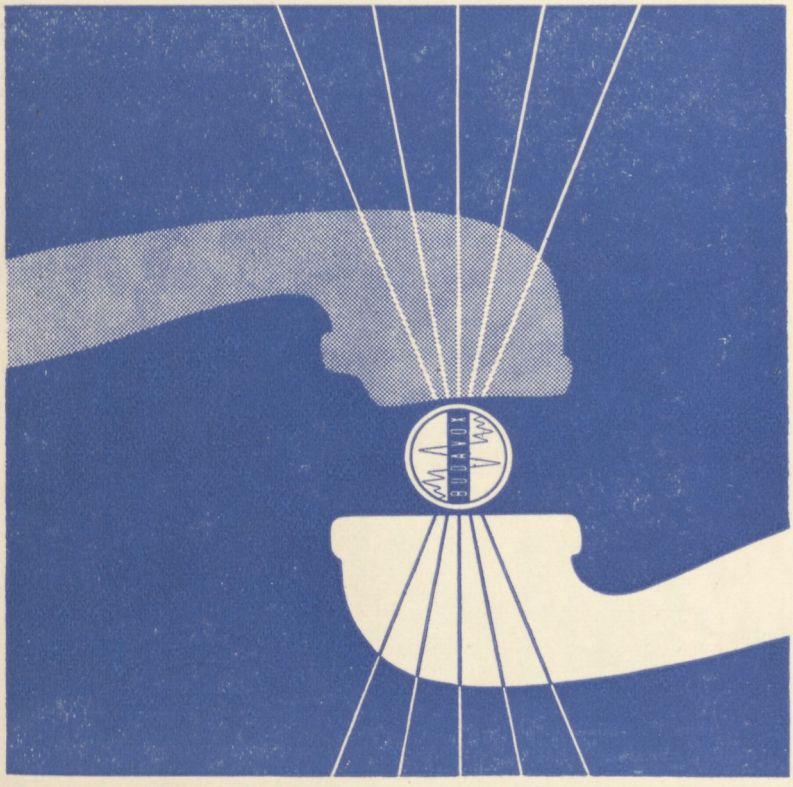
Budapest, VII., Nefelejts utca 39. Telefon: 428-969, 228-401

Nagyfeszültségű készülékek:
anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyorsszabályozók:
váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyorsszabályozók

Feszültségszabályozók:
kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekercses vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

Transzformátorok:
egy- és háromfázisú sorozat, különleges transzformátorok 100 kVA-ig és híradástechnikai transzformátorok



- CB és LB készülékek
- Automata telefonközpontok
- Átviteltechnikai berendezések
- Ismétlő állomások
- Átviteltechnikai mérőműszerek
- Nagyfrekvenciájú generátorok
- Hordozható adó-vevő berendezések
- Többcsatornás mikrohullámú berendezések

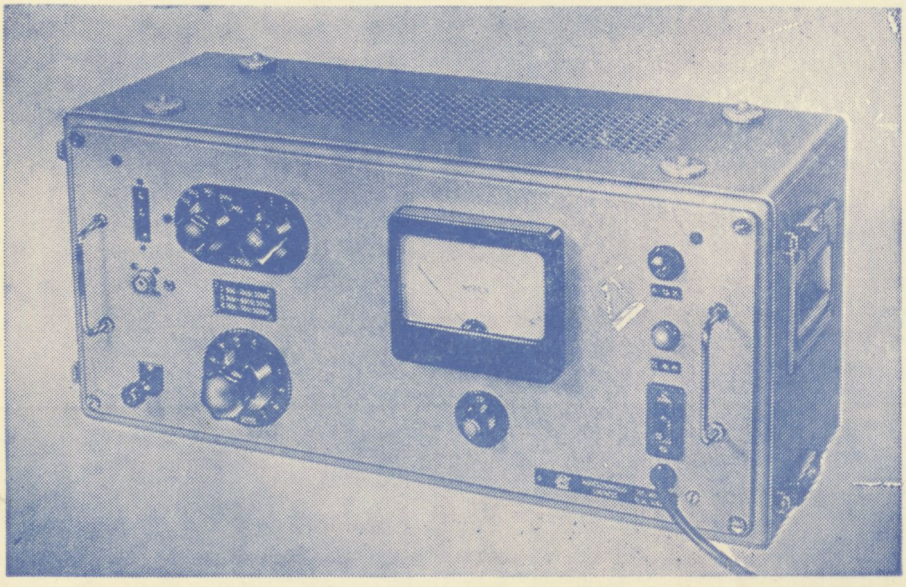
BUDAVOX

BUDAPESTI HÍRADÁSTECHNIKAI VÁLLALAT
Budapest, VII., Tanács körút 3/a Telefon: 426-549
Távirat: Budavox, Budapest

A lap példányonkénti eladási ára: 4,— Ft

TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

A korszerű távbeszélőtechnika minden területén előnyösen használható. Vivőfrekvenciás berendezések, sokcsatornás láncok fejlesztésénél, üzembehelyezésénél, karbantartásánál nélkülözhetetlen eszköz.
Széles frekvenciasávban (30 Mz—1 MHz) nagy érzékenységgel rendelkezik (—10 Np). Jól használható hídméréseknél, mint indikátor. Szimmetrikus illesztett és aszimmetrikus nagy impedanciájú bemenetei a műszer sokoldalú felhasználását teszik lehetővé.



Műszaki adatok:

FREKVENCIA TARTOMÁNY:	30 Hz — 1 MHz
SZINTMÉRÉSI TARTOMÁNY:	—10 Np — +2,1 Np
BEMENŐ IMPEDANCIÁK:	
I. Szimmetrikus	30 Hz — 20 kHz > 20 kΩ
II. Szimmetrikus	3 kHz — 600 kHz > 3,5 kΩ
III. Aszimmetrikus	30 Hz — 1 MHz > 500 kΩ ‖ < 50 pF
SZIMMETRIKUS ILLESZTÉSEK:	
Kapcsolható lezárások	75 — 135 — 150 — 600 Ω
ALKALMAZOTT CSÖVEK:	5 db 18 042, E83F. PL 81, 85A2.

GYÁRTJA:

ELEKTRONIKA

Budapest, VII., Klauzál u. 30. Telefon: 221-646, 221-825

Elektronika KTS BUDAPEST