VI F
1879

Magyar HIRADÁSTECHNIKA

4-5

MAGYAR HIRADÁSTECHNIKA 8. ÉVF. 4—5. SZÁM 97—156. OLD. BUDAPEST, 1957. NOVEMBER

1957 november, VIII. évfolyam, 4—5. szám

Magyar HIRADÁSTECHNIKA

A HIRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

Felelős szerkesztő:
Balogh Pál
VI., Eötvös u. 11/a.
(HIKI)
Telefon: 420—536

Szerkesztők:
Boglár Gyula
Gál István
XI. Szigethy Gyula u. 11
(BHG)
Telefon: 259—660 és
458—718

A Hiradástechnikai
Tudományos Egyesület
Titkársága:
VI., Rudas László u. 45
Telefon. 113—027

Megjelenik kéthavonta
Előfizetési ár egy évre 24.—
Példányonként 4.— Ft.

Содержание и обощение на русском языке 154

Inhaltverzeichnis mit Zusammenfassungen in deutscher Sprache 154

Contents and Summaries in english 155

Table des matières avec résumé des articles en langue française 155

Szabó Nándor dr.: Tranzisztorok kapcsolástechnikája 97

Katona János: A weimari 7. elektrotechnikai kongresszus, 3. szekció: Elektroncsövek 104

Géher Károly: A visszaverődési tényező értelmezéséről 123

Horváth László: Távirótorzításmérő 126

Kiss Ernő: Korszerű műsorvevő rádiókészülékek (2. folytatás) 134

Gyüry Tibor: Földszimetrikus és földaszimetrikus rendszerek illesztése Boucherot kapcsolással 140

Horváth Gyula: Távbeszélő Központok túlterhelése 146

Tranzisztorok kapcsolástechnikája

Dr. SZABÓ NÁNDOR, a műszaki tudományok kandidátusa, Távközlési Kutató Intézet

Egy cikksorozatban röviden ismertetjük a tranzisztoros áramkörök fontosabb tulajdonságait és tervezésük szempontjait. Összehasonlítjuk az elektroncsöves és a tranzisztoros áramkörök tulajdonságait és megbecsüljük a jövő fejlődés lehetőségeit. Tárgyalásunkban a hangsúlyt a fizikai alapelvekre helyezzük és számításokat lehetőleg nem alkalmazunk.

I. rész

1. A tranzisztorok alaptulajdonságai. Tranzisztorhatás. Alapkapcsolások

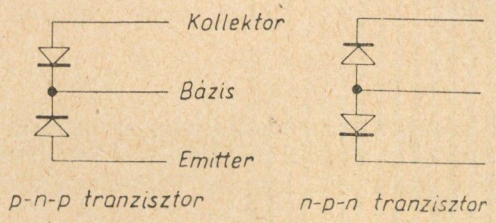
A tranzisztorok nem egészen tízéves történetük folyamán a híradástechnikai alkatrészek között páratlan fejlődésen mentek keresztül. Az eredeti forma, a tűs tranzisztor — legalábbis erősítési célokra — ma már múzeumi tárgynak tekinthető, ezért az alábbiakban kizárólag a rétegtranzisztorokkal foglalkozunk és csak az utolsó részben, az impulzustechnikai áramkörökkel és oszcillátorokkal kapcsolatban térünk ki ezekre is.

Amint ismeretes, a rétegtranzisztor három, váltakozó vezetéstípusú félvezető (legtöbbször germánium vagy szilícium) rétegből áll. A három réteg nyilvánvalóan két rétegdiódát alkot, amelyek egyik rétege közös. (A rétegek, ill. elektródák és a diódák elnevezését l. az ábrán.)

A két dióda között, amint erről az alábbiakban meggyőződhetünk, erős kölcsönhatás lép fel, tehát a tranzisztor nem helyettesíthető a 2. ábra szerinti elrendezéssel.

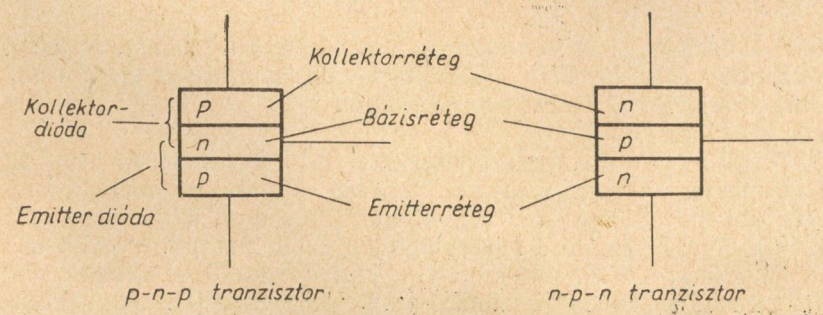
A kölcsönhatást egyszerűen kimutathatjuk a 3. ábra szerinti elrendezéssel, amelyen különben az áramok és a feszültségek polaritása megfelel a tranzisztorok normális alkalmazásának. Ha az emitterköri áramot változtatjuk, akkor a kollektorkörben majdnem ugyanakkora áramváltozást kapunk. (A két áramváltozás viszonya, di_c/di_e megközelíti az egységet, értékét α-val jelöljük és a viszonyt *áramerősítési tényezőnek* nevezzük.) Az egyik dióda árama tehát befolyásolja a másikét; ez a jelenség a *tranzisztorhatás*, ezen alapul a tranzisztorok működése. A tranzisztorhatást fizikailag úgy képzelhetjük el, hogy az áramot az emitterdiódában közvetítő töltéshordozók (a rajz szerinti áramkörben az elektronok) közül azok, amelyek a bázisréteg felé haladnak, csak igen kis részben távoznak a báziskivezetésen át, legnagyobb részük keresztülhalad a vékony bázisrétegen, átmegy a kollektorrétegbe és a kollektorkivezetésen át távozik a tranzisztorból.

Ha a 3. ábra szerinti áramkörben beállítunk egy-egy emitteráramot és a kollektorfeszültséget is változtatjuk, a 4. ábra szerinti görbesereget kapjuk. Ha ugyanakkor a bázis és az emitter közötti feszültséget is mérjük, a kollektorfeszültség két határértékére az 5. ábrán látható két görbét kapjuk. (A feszültség a kollektorfeszültség közbeeső értékeire a két görbe közé esik.) A két ábra görbéi alapján tisztán láthatjuk, hogyan lehet a tranzisztort erősítésre felhasználni. Ha az emitterkörbe bizonyos áramot vezetünk, majdnem ugyanakkora áramot kapunk a kollektorkörben is. Az emitterkörben azonban az adott áramot igen kis, 0,2 *V* rendű feszültséggel átvezethetjük, vagyis a vezérlőteljesítmény aránylag kicsi, ezzel szemben a kollektoráram gyakorlatilag független a kollektorfeszültségtől, ezért ebben a körben aránylag nagy munkaellenállást alkalmazhatunk az áram megváltozása nélkül és így aránylag nagy kimenő teljesítményt kaphatunk. A feszültségerősítés elérheti a 40 *dB*-t is.

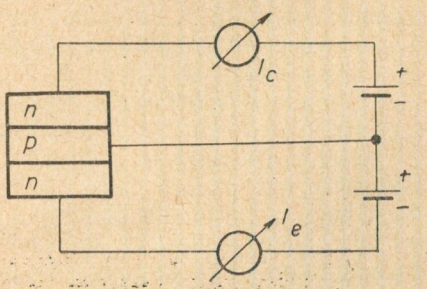


2. ábra

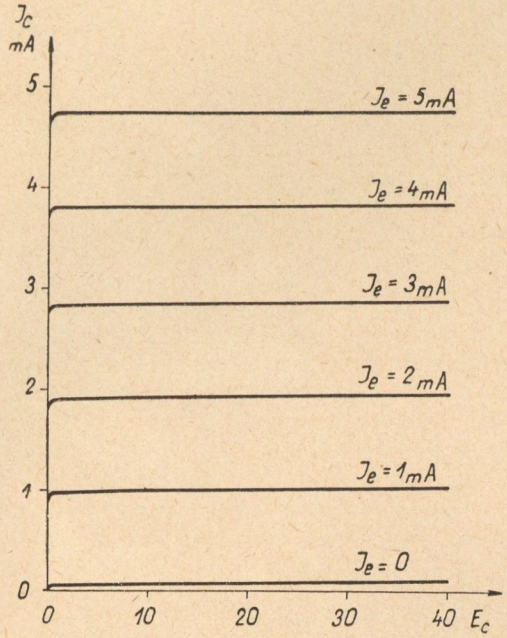
Egy ilyen erősítőfokozat áramköri vázlatát a 6. ábrán láthatjuk; a tranzisztorok jelölésére az *RCA* laboratóriuma által ajánlott, igen célszerű jelölést alkalmazzuk. A szimbólumon a nyíl a klasszikus áramirányt mutatja.



1. ábra

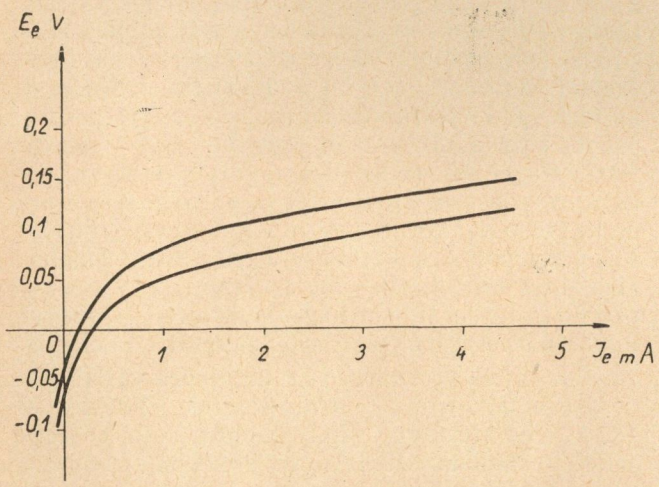


3. ábra



4. ábra

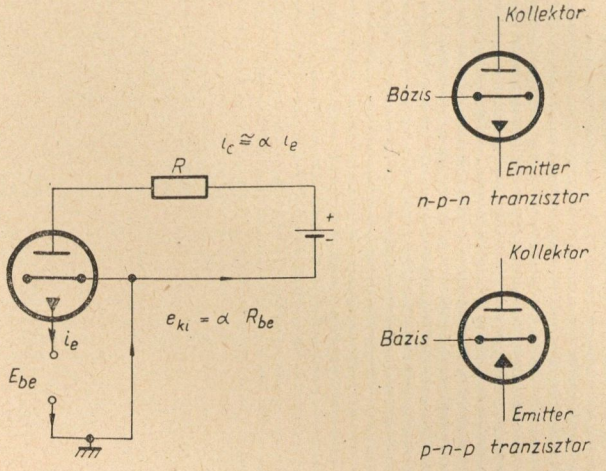
Az áramkör kis módosításával áramerősítést is elérhetünk. Ha a 6. ábrán az áramok irányát megfigyeljük, láthatjuk, hogy a báziskivezetésen az emitter- és a kollektoráram különbsége folyik. Mivel a két áram majdnem egyenlő, a bázisáram igen kicsi. Ha az áramerősítési tényező α, akkor egységnyi emitteráram esetén a kollektoráram is α, míg a bázisáram $1 - \alpha$. Ha tehát nem az emitter-



5. ábra

áramot, hanem a 7. ábrának megfelelően a bázisáramot vezéreljük, akkor egyidejűleg feszültség- és és áramerősítést érhetünk el. A 6. ábra szerinti alapkapcsolást *földelt bázisú kapcsolásnak*, a 7. ábra szerintit *földelt emitteres kapcsolásnak* nevezzük.

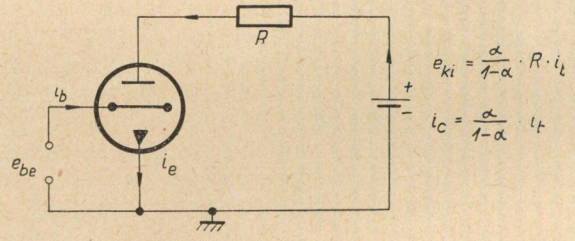
Az erősítők részletes tárgyalásával később foglalkozunk, itt csak a teljesség kedvéért említjük meg, hogy a harmadik alapkapcsolással (8. ábra), amelyet *földelt kollektoros* kapcsolásnak nevezünk, csak áramerősítést kapunk, de feszültségerősítést nem.



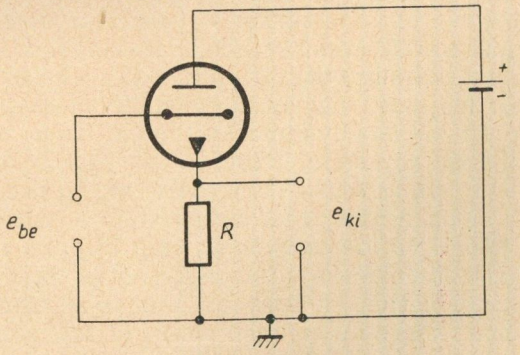
6. ábra

A tranzisztor kollektora, bázisa, ill. emittere működés szempontjából nagyjából az elektroncső anódjának, rácsának, ill. katódjának felel meg, így a három alapkapcsolás elektroncsöves analógja nyilvánvalóan a 9. ábra szerinti.

Megjegyezzük, hogy fentiek csak megközelítő képet adnak a tranzisztor működéséről. A legfontosabb eltérésekkel a következő fejezetekben foglalkozunk.



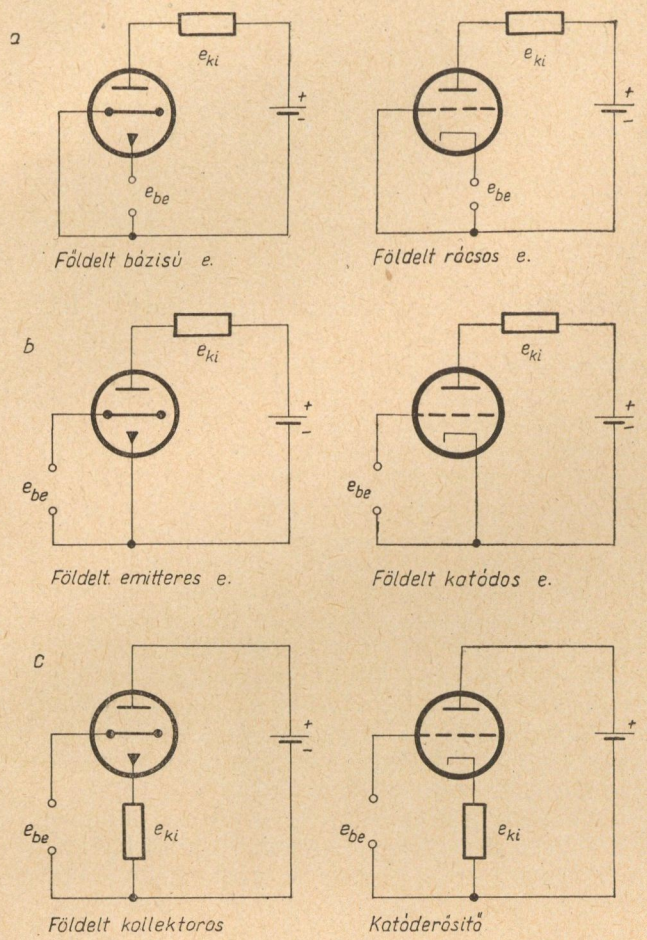
7. ábra



8. ábra

2. *A tranzisztorhatás részletesebb vizsgálata. Negatív ellenállás előállítása a tranzisztor egyik diódájával. A kollektor-maradékáram*

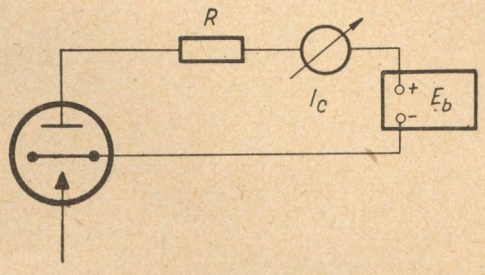
Egyszerű kísérlettel bebizonyíthatjuk, hogy a tranzisztor két diódája között a kölcsönhatás lényegesen bonyolultabb folyamat, mint ahogy ezt az előző fejezet alapján gondolhatnók. Vegyük fel a 10. ábra szerinti egyszerű áramkörrel a kollektordióda feszültség-áram jelleggörbéjét. A mérést aránylag nagy tápfeszültséggel végezzük, hogy nagy



9. ábra

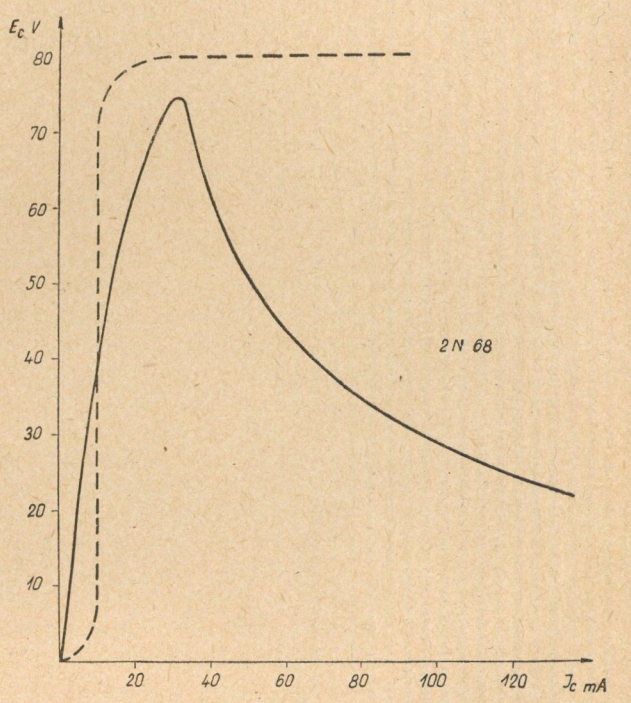
terhelőellenállást használhassunk és így az áramot a tranzisztor tulajdonságaitól függetlenül megközelítőleg az E feszültség és az R ellenállás értéke határozza meg. A méréshez célszerű nagyteljesítményű tranzisztort használni, mert ezekkel a túlterhelés, ill. elégetés veszélye kisebb. Egy ilyen mérés eredményét a 11. ábrán láthatjuk. Az ábrán szaggatott vonallal feltüntettük a rétegdiódák jelleggörbéjének tipikus alakját is.

Első pillantásra láthatjuk, hogy a tranzisztor dióda egészen másként viselkedik, mint egy normális rétegdióda. Míg utóbbi esetében (az áram itt záróirányban folyik) határozott telítési áram lép fel, a tranzisztor-diódában a feszültség növelésekor az áram fokozatosan emelkedik, ill. az áram növelésekor a feszültség növekedése mindinkább lassul, sőt a feszültség maximumot ér el, majd csökken és a dióda differenciális ellenállása negatívvá válik. A dióda árama különben a pozitív ellenállású szakaszon is sokkal nagyobb, mint a hasonló méretű rétegdiódáké. Érdemes megemlíteni, hogy a jelenségnek nem lehet hőhatás az oka, mert a görbe negatív ellenállású szakaszán a veszteség gyakorlatilag állandó.



10. ábra

Mivel rétegdiódával nem állítható elő negatív differenciális ellenállás, fenti kísérletből kétségkívül az következik, hogy a tranzisztor második diódájá-

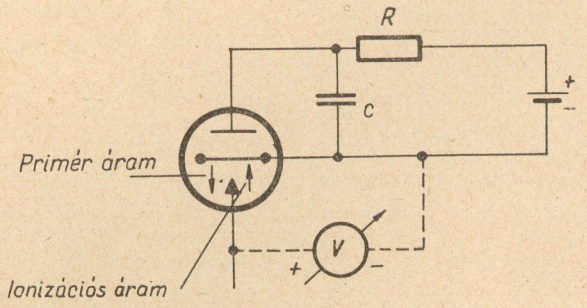


11. ábra

nak, bár nincs az áramkörbe kapcsolva, mégis lényeges szerepe van, éspedig az, hogy növeli az első dióda áramát. A növelő hatás erősen növekszik az árammal, így lavinaszerű hatást sejttet.

Mi lehet mármost a jelenség fizikai magyarázata? Ha az emitterdiódában semmiféle áram sem folynék, akkor a diódának nem lehetne semmiféle hatása, tehát fel kell tételeznünk, hogy a kollektordiódában haladó áramnak bizonyos része áthatol az emitterdiódába, éspedig annál nagyobb rész, mennél nagyobb a feszültség a kollektordiódán. Igen valószínű, hogy az aránylag gyors töltéshordozók hatolnak át. Ezek az emitterdiódában az ionizáláshoz hasonló folyamattal újabb töltéshordozókat tesznek szabaddá, amelyek részben a belépő töltéshordozókat semlegesítik, részben a normális tranzisztorhatásnak megfelelően átlépnek a kollektordiódába és ott növelik az áramot. Az emitterdiódában folyó eredő áram értéke természetesen zérus, legalábbis sztatikusan az, tehát a kollektorba átmenő áram értéke egyenlő a kollektorból az emitterbe belépő árammal. Hogy az „egy ponton" bekapcsolt diódában áram folyik, azt azzal is bizonyíthatjuk, hogy a bázis és az emitter között jelentős feszültséget (esetleg több voltot) mérhetünk.

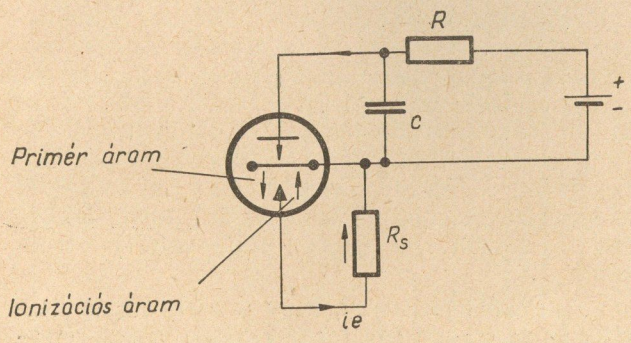
Fentiekből láthatjuk, hogy a bázisréteget általában nem szabad egy többé-kevésbé vezető rétegnek tekinteni, amely gyakorlatilag mindenütt azo-



12. ábra

nos potenciálon van; sokkal közelebb járunk a valósághoz, ha a réteget hálónak fogjuk fel, amelynek nyílásain a töltéshordozók mindkét irányban meglehetősen könnyen áthatolnak.

Nyilvánvaló, hogy ha egy dióda differenciális ellenállása bizonyos áramtartományban negatív, akkor rezgéseket állíthatunk elő vele. Ez valóban így van, pl. a 12. ábra szerinti áramkörrel minden további nélkül előállíthatunk fűrészfogszerű relaxációs rezgéseket. A kísérlet eredményességének azonban van egy feltétele: az RC időállandónak elegendően nagynak, mondjuk 10 ms rendűnek kell lennie (ezenkívül természetesen R értékének nagyobbnak kell lennie a differenciális negatív ellenállás abszolút értékénél). Ebből az következik, hogy a jelleggörbe ugyan sztatikusan negatív, de elegendően gyors változásokra a differenciális ellenállás már pozitív, tehát a negatív ellenállás a frekvenciával fokozatosan eltűnik. Ez érthetővé válik, ha figyelembe vesszük, hogy az emitterdióda ilyen üzemi viszonyok között szigetelőnek tekinthető, tehát már saját kapacitásával is aránylag nagy időállandót ad. A sztatikusan mért jelleggörbe szükségképpen csak nyugalmi állapotra érvényes. Gyors változás esetére nem mondhatunk semmi biztosat, tehát az is lehet (ahogy a kísérlet igazolja), hogy a dinamikus ellenállás pozitív. Hogy a fenti magyarázat megközelíti a valóságot, az is mutatja, hogy ha az említett időállandót egy ellenállás párhuzamos kapcsolásával csökkentjük, legalább egy nagyságrenddel nagyobb ismétlési frekvenciát állíthatunk elő (13. ábra). Ebben az áramkörben az emitterdiódából és a söntölő ellenállásból álló kombinációban zérus az eredő áram. Az ábrán feltüntetett áramirányokból láthatjuk, hogy a diódában *átereszt*ő irányú áram folyik, amely természetesen normális tranzisztorhatást ad, tehát növeli a kollektoráramot. R_s-nek rezgéskeltés szempontjából



13. ábra

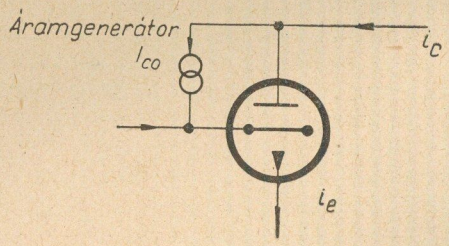
legkedvezőbb értéke feltűnően kicsi, a mérésekhez használt tranzisztor esetén néhány száz Ω.

Fentiek alapján megállapíthatjuk, hogy a tranzisztor egyik diódájában folyó áram a másikban is létesít áramot, még akkor is, ha a két dióda csak egy ponton, tehát a közös réteggel, van összekötve.

A negatív ellenállás felhasználható feszültségstabilizálásra is. Ennek módja a 14. ábra alapján minden további nélkül világos.

Összefoglalólag megállapíthatjuk, hogy a kollektordióda áramát az emitterkörben folyó bármely irányú áram növeli, egyik esetben a normális tranzisztorhatással, a másikban pedig azzal, hogy az emitteráramnak a kollektordiódába átlépő része ott normális tranzisztorhatást fejt ki. Méréssel kimutatható, hogy adott kollektor-bázis feszültség esetén az áram akkor minimum, ha az emitterdiódában nem folyik áram. Az így folyó áramot *kollektor-maradékáramnak* nevezzük. Ez áramköri szempontból sokszor igen kellemetlen jelenség, hatásával részletesen később foglalkozunk; itt csak azt említjük meg, hogy értéke a hőmérséklettel rohamosan emelkedik, kereken 10 $C°$ emelkedésre az áram értéke megduplázódik, továbbá azt, hogy szilíciumtranzisztorokban a maradékáram legalább egy nagyságrenddel kisebb, mint germániumtranzisztorokban.

Normális irányú emitterárammal és aránylag kis kollektorfeszültséggel működő tranzisztorokban a fentiekben leírt jelenség általában nem mutatkozik zavaró mértékben, végerősítő tranzisztorokban azonban instabilitást okozhat és a tranzisztor tönkremenéséhez vezethet.



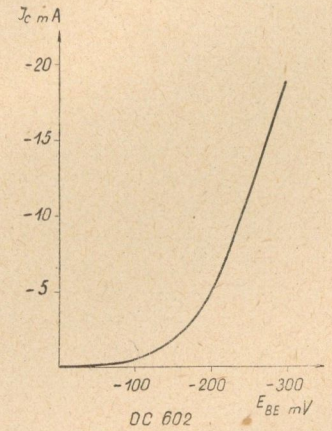
14. ábra

A kollektor-maradékáramot, amelyet I_{co}-val szokás jelölni, áramköri számítások szempontjából a 14. ábra szerinti helyettesítéssel vehetjük figyelembe.

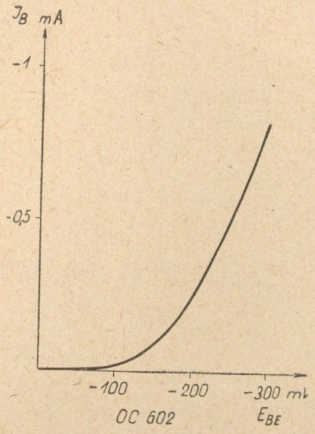
3. A tranzisztor működésének pontosabb tárgyalása. Vezérlés a bázison

A tranzisztor természetes vezérlőelektródája, amint ez már az 1. fejezetből is kitűnik, a bázis, mert csak akkor érhetünk el áramerősítést, ha a bázison vezérelünk. Valóban ma már a használt áramkörök legnagyobb része ebbe a csoportba tartozik és ritkaságnak számít a földelt bázisú erősítő.

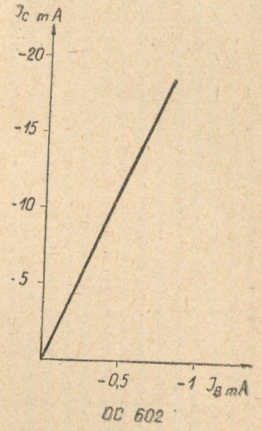
Áramerősítés szempontjából a földelt emitteres és a földelt kollektoros erősítő (9. ábra) egyformán viselkedik, tehát azonos *bázisáramhoz* mindkét esetben ugyanaz az emitter-, ill. kollektoráram tartozik, tehát elegendő az egyik esettel foglalkoz-



15/a. ábra



15/b. ábra



15/c. ábra

nunk. (Később majd láthatjuk, hogy a két áramkör között bemenő impedancia és feszültségerősítés szempontjából igen nagy különbség van.) Egyszerűség kedvéért tételezzük fel, hogy az emitter földelt és erre az esetre vizsgáljuk a bemenő áram (ill. feszültség) és a kimenő (kollektor- és emitterköri) áram összefüggését. A régebbi irodalomban a kollektoráramot kizárólag a bázis*áram* függvényeként tárgyalták, ma már mindinkább többször találkozunk a bázis*feszültséggel* (szabatosabban bázis-emitter feszültséggel), mint független változóval, tehát lényegében véve a kimenő áramot a bemenő feszültség függvényében adjuk meg, éppúgy mint az elektroncsövek esetében. Mindkét eljárásnak megvannak a maga előnyei és hátrányai és egyikről sem mondhatjuk, hogy feleslegessé teszi a másikat.

A kollektoráram a bázisfeszültség függvényében nagyjából ugyanúgy változik (15*a* ábra), mint az elektroncsövek anódárama a rácsfeszültség függvényében, tehát elvileg semmi akadálya sincs annak, hogy itt is a bemenő *feszültséget* válasszuk független változónak, a karakterisztika kb. ugyanannyira tér el az egyenestől, mint ahogy ezt az elektroncsövekkel kapcsolatban megszoktuk. A 15*b* ábrán a bázisáramot láthatjuk, szintén a bázisfeszültség, függvényében. A két ábra összehasonlításából első pillantásra kitűnik, hogy a kollektoráramra aránytalanul egyenesebb jelleggörbét kell kapnunk, ha azt a bázisáram függvényében ábrázoljuk, mert a két áram nagyjából ugyanúgy változik a bázisfeszültséggel. Valóban, ha ezt a jelleggörbét a két ábráról megszerkesztjük, a 15*c* ábra szerinti diagramot kapjuk. Ilyen jelleggörbét elektroncsövekre természetesen nem kaphatunk.

Mármost a három ábra alapján eldönthetjük, hogy milyen esetben kell az egyes független változókat alkalmazni. Ha a bemenő jelet *feszültséggenerátor* adja, akkor nyilvánvalóan célszerűbb a feszültséggel mint bemenő jellel számolni, de ha a jelforrás áramgenerátor, akkor természetesen célszerűbb a bemenő áramot választani. A 15*b* ábráról láthatjuk, hogy a bemenő differenciális ellenállás erősen változik a bemenőfeszültséggel, tehát feszültséggel csak akkor szabad számolnunk, ha a jelforrás belső ellenállása elhanyagolható a tranzisztor bemenő ellenállásához viszonyítva, különben a változó impedancia mint erős torzítás lép fel. Ez a torzítás természetesen annál nagyobb, mennél nagyobb a vezérlő jel. Ebből viszont az következik, hogy *nagy kivezérlés esetén a tranzisztort feltétlenül áramgenerátorral kell vezérelnünk, ha kis torzítást akarunk elérni.* Ez a szabály a tranzisztoros áramkörök tervezésének egyik legfontosabb alapja.

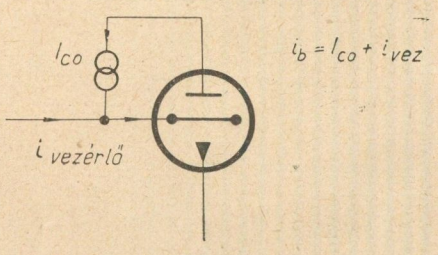
Az esetek többségében a vezérlő jelet valóban áramgenerátor adja. Ebben az esetben a fokozat számítása rendkívül egyszerű: a kimenő áram egyenlő a bemenő áramnak és a bázisra vonatkozó áramerősítési tényezőnek a szorzatával. Utóbbit β-val jelöljük.

α és β összefüggése tudvalevően:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}. \qquad (1)$$

Ezzel az áramkörök tekintélyes részének számítását el is intéztük volna, ha a kollektor-maradékáram nem léteznék. Sajnos ennek hatását éppen a bázison vezérelt áramkörökben feltétlenül figyelembe kell vennünk, éspedig annál inkább, mennél jobb a tranzisztor, azaz mennél nagyobb az áramerősítési tényezője. A 16. ábrán láthatjuk, hogy vezérlés szempontjából a vezérlőáram és I_{co} összegével kell számolnunk; de nagy áramerősítésű tranzisztorokban a szükséges vezérlőáram olyan kicsi, hogy összemérhető I_{co}-val. Ennek az a következménye, hogy az áramköröket általában biztosítanunk kell I_{co} változásának hatásával szemben (I_{co} kb. 10 C° hőmérsékletváltozásra duplázódik!). Ezzel a problémával az alábbiakban foglalkozunk.

Ha a jelet feszültséggenerátor adja, a viszonyok lényegesen bonyolultabbak. Ezzel az esettel is a következő fejezetekben foglalkozunk.



16. ábra

4. Az elektroncsövek és a tranzisztorok áramköri tulajdonságainak összehasonlítása

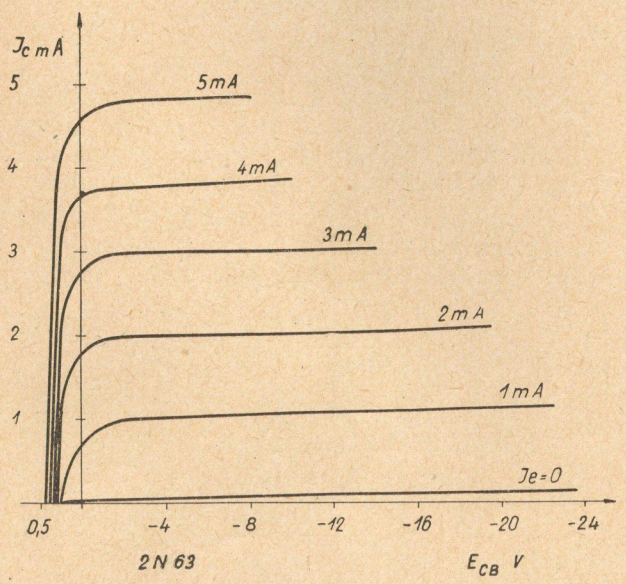
A tranzisztoros és az elektroncsöves áramkörök között kétségkívül az a legjellemzőbb különbség, hogy előbbiekben bizonyos vezérlőteljesítmény szükséges az egyes fokozatok működtetéséhez, míg az elektroncsöves áramkörök többségében — legalábbis kisebb frekvenciák esetében — a rács elhanyagolhatóan kis teljesítménnyel vezérelhető. De a vezérlőteljesítmény az elektroncsövek területén sem ismeretlen fogalom. Elegendő megemlítenünk a rácsárammal működő erősítőt és a földelt rácsos erősítőt. Sok esetben nincs is jelentősége annak, hogy nincs szükség vezérlőteljesítményre, pl. szélessávú erősítőkben a munkaellenállás olyan kis értékű, hogy még aránylag kis bemenő ellenállású fokozatot rákapcsolva sem változnék lényegesen az erősítés. Fentiekből következik, hogy a vezérlőteljesítmény szükségessége általában nem jelent nagyobb hátrányt.

Az áramkörök tervezésének szempontjából mindenesetre lényeges különbség a kétféle áramkör között az, hogy tranzisztorok esetében figyelembe kell vennünk a bemenő impedanciát és nagy erősítés elérésére illesztőelemeket kell kapcsolnunk az egyes fokozatok közé. Az újabb irányzat azonban az, hogy nem használjuk ki az elérhető erősítést és lemondunk az illesztésről. A tranzisztorok kis fogyasztása megengedi, hogy lényegesen több fokozatot alkalmazzunk, mint elektroncsöves áramkörökben. Végül meg kell említenünk, hogy a tranzisztor egyik — jelenleg még kísérleti stádiumban levő — típusának bemenő impedanciája megohm nagyságrendű (keresztvezérlésű tranzisztor — „field effect transistor"). A bemenő impedancia különben megfelelő áramkörökkel is növelhető. Fentiek ellenére kétségtelen, hogy vezérlőteljesítmény szempontjából az elektroncsövek előnyösebbek.

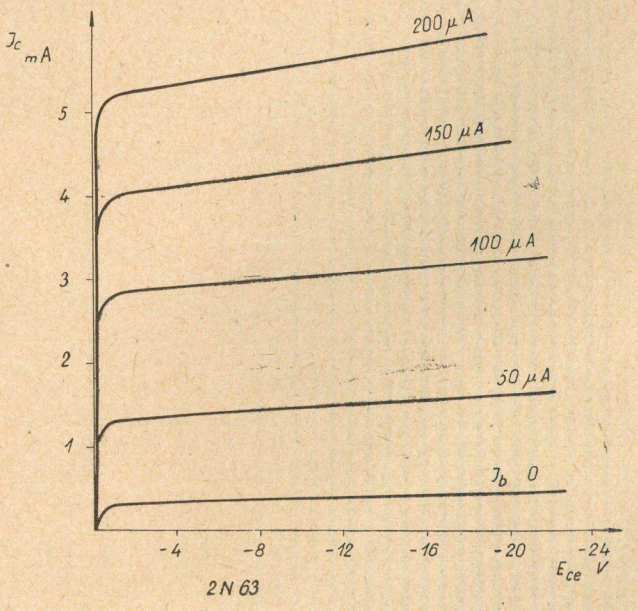
A tranzisztoroknak kétségkívül az is gyenge pontjuk, hogy adataik már gyártáskor lényegesen nagyobb szórást mutatnak, mint az elektroncsőadatok, a hőmérséklet változására is nagyságrendekkel érzékenyebbek és nem utolsósorban igen zavaró lehet a kollektor-maradékáram.

Fenti hibák elsősorban a germániumtranzisztorokban jelentősek. A szilíciumtranzisztorok mind maradékáram, mind hőmérsékleti stabilitás szempontjából összehasonlíthatatlanul jobbak. Pár évvel ezelőtt a szilíciumtranzisztor még ritkaságnak számított, ma már úgylátszik nagyjából sikerült kiküszöbölni a gyártástechnikai nehézségeket, mert legalább annyi új típus kerül forgalomba, mint germánium-tranzisztorból. A szilíciumtranzisztor egyetlen hátránya áramköri szempontból az, hogy azonos geometriai viszonyok esetén, a kisebb mozgékonyság miatt, határfrekvenciája néhányszor kisebb, mint a germániumtranzisztoré. Ma már azonban készülnek 100 *MHz*-en használható szilícium-tranzisztorok is, ezért remélhetjük, hogy néhány év múlva — a legnagyobb határfrekvenciájúakat leszámítva — a germániumtranzisztort teljesen kiszorítja a szilíciumtranzisztor. Az áramkörök tervezői ezzel sok súlyos gondtól fognak megszabadulni.

A tranzisztoroknak természetesen előnyeik is vannak, éspedig igen jelentős előnyök. A kisebb méretet, nagyobb élettartamot, nagyobb rázásbírást csak mellékesen említjük meg, bár sokszor ezek is igen fontosak lehetnek, úgyszólván eltörpülnek az áramköri előnyük mellett. Mivel fűtést nem kívánnak, a hatásfok jobb és szabadabban lehet az áramköröket tervezni. Nincs katód-fűtőszál átvezetési probléma. Egy másik igen nagy előny az, hogy a tranzisztorok készíthetők akár *p-n-p*, akár *n-p-n* típusban; a két típus esetén az áramok és feszültségek előjele ellenkező. Ez a dualitás olyan áramkörök építését teszi lehetővé, amelyekre elektroncsövekkel nem is gondolhatunk. Erre az alábbiakban láthatunk majd számos példát. Igen nagy előny az is, hogy a tranzisztorok erősítése aránytalanul lassabban csökken a tápfeszültséggel, mint az elektroncsöveké, úgyhogy μW rendű teljesítménynyel használható erősítők és oszcillátorok építhetők.



17/a. ábra



17/b. ábra

A tranzisztorok igen fontos előnye az is, hogy a kollektoráram-kollektorfeszültség jelleggörbéjük aránytalanul kedvezőbb, mint az elektroncsövek ennek megfelelő jelleggörbéi. Ez érvényes mind az emitteren, mind a bázison történő vezérlésre. A 17. ábrán feltüntetett két görbeseregről azonnal láthatjuk, hogy a kollektoráram gyakorlatilag független a kollektorfeszültségtől és hogy a tranzisztor néhány tized volttal még úgyszólván a teljes áramot felveszi.

Ennek közönséges erősítő-áramkörökben az a következménye, hogy a tranzisztor jobban kivezérelhető, mint a legjobb pentódák. Valóban, *A*-osztályú erősítővel elértek már 49% hatásfokot is, ami igen nagy érték, mert az elméleti maximum, ideális jelleggörbére 50%. Impulzustechnikai áramkörökben a görbe alakja igen előnyös, mert a tranzisztor megközelíti az ideális kapcsolót, néhány tized volttal több *A* vezethető át.

Ha pl. elegendően nagy amplitudójú négyszöghullámot erősítünk, akkor a tranzisztor vagy le van zárva, vagy vezet úgy, hogy a tápfeszültség legnagyobb része a terhelésre esik, tehát a hatásfok igen jó, meghaladhatja a 95%-ot is. Ezt pl. felhasználhatjuk igen jó hatásfokú nagyfeszültségű tápegységek szerkesztésére.

Összefoglalólag azt mondhatjuk, hogy a mai helyzet szerint 100 *W* nagyságrendű teljesítményig és kb. 1 *MHz* maximális frekvenciáig a tranzisztorok feltétlenül előnyösebben alkalmazhatók mint az elektroncsövek és számíthatunk arra, hogy a jövőben a határ mind teljesítmény, mind határfrekvencia szempontjából még lényegesen el fog tolódni a tranzisztorok javára.

Ésszerűsítés vagy pongyolaság?

(Hozzászólás a „Trafo? Elko?" vitához)

A Magyar Híradástechnika szerkesztőbizottsága a lap ez évi 3. számában vitát indított annak az eldöntésére, hogy a „trafo, elko" kifejezések befogadhatók-e a híradástechnikai szakirodalom nyelvébe. Alábbi hozzászólásomban a kérdés szubjektív és objektív oldalát kívánom kifejteni, de már eleve be kell vallanom, hogy fanatikus híve vagyok a minden szempontból *kifogásolhatatlan* irodalmi közleményeknek.

Szubjektív szempontból szerintem kizárólag ízlés dolga, hogy valaki beszélgetésben, előadásban, cikkben milyen szavakat, kifejezéseket, stílust használ. A szó- és stílushasználatban mindenesetre megmutatkozik, hogy a beszélő, előadó, szerző mennyire becsüli közönségét és bizonyos mértékig saját magát is. Fokozatok természetesen ezen a területen is lehetnek. Ha szabad hasonlattal élnem, más külső és belső felkészülés előzi meg egy operaházi előadás vagy egy nagyzenekari klasszikus hangverseny meghallgatását, mint egy vendéglátóipari zenekar műsoráét. De ha valaki még az operaházi külsőségekkel szemben a hallgatóságot illetően hajlandó lenne is engedményekre, azt mindenesetre el kell ismernie, hogy a karnagytól — és a cikkírót a közönsége szempontjából legalább a karnaggyal kell egy színre tennünk — a közvélemény elvárja, hogy frakkban jelenjék meg. Nézetem szerint azoktól a kartársaktól, akik a magyar híradástechnikai szakirodalom felépítésének részesei kívánnak lenni, a megjelenő műveikben nemcsak szakmai, hanem nyelvi és stilisztikai szempontból is kifogástalan alkotást kell megkövetelnünk.

A kérdés objektív oldala, hogy vajon árt-e egy cikknek tartalmilag, ha abban „ésszerűsített" kifejezéseket használunk. E kifejezések bevezetése, különösen az „elko"-é olyan csábító és az e-lek-tro-li-ti-kus kon-den-zá-tor olyan átkozottul hosszú, hogy mire az ember a végére ér, elfelejti mi volt a cikk elején. Az érv tetszetős, de ismét fel kell tennünk a kérdést, hogy hol a határ, éspedig most már nem az ízlésbeli, hanem a pszichológiai határ. Ha ugyanis szabatos, de kissé kényelmetlen kifejezéseinket hevenyészett — önmagukban esetleg kifogástalan — de pongyolaságot sugalmazó rövidítésekkel pótoljuk, ma és holnap stílusunkba, holnapután műszaki okfejtéseinkbe fogjuk beengedni a pongyolaságot és műszaki irodalmunkat a következő mérnök-generációk kincsesbányája helyett a dilettantizmus melegágyává tesszük.

A legőszintébben helyeslek és támogatok minden törekvést, amely a hosszú és idegen híradástechnikai szakkifejezéseket tömör, mesterkéletlen magyar szavakkal igyekszik pótolni. Ezt az utat az „áthallás", „zajvédettség", „terjengősség" (= redundancia) és hasonló kifejezések alkotásában és nem hifi-szerű, a magyar nyelv szellemével össze nem férő rövidítések támogatásában látom.

Budapest, 1957. november 26.

Dr. Radványi László

A weimari 7. elektrotechnikai kongresszus

9. szekció: Elektroncsövek

KATONA JÁNOS, a műszaki tudományok kandidátusa, Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

A kongresszuson elhangzott egyes elektroncsövekkel foglalkozó előadások ismertetése. Hosszú élettartamú csövek. Mikrohullámú erősítőcsövek. Új hidegkatódos csövek. Számláló és kapcsoló csövek. Értékelés, adatok, táblázatok és diagramok. Irodalomjegyzék.

A Német Demokratikus Köztársaságban, Weimarban, ez év június 3—7. között tartották a Kammer der Technik rendezésében a német elektrotechnikusok 7. kongresszusukat. A kongresszuson a kb. 2000 német elektrotechnikuson kívül 11 ország kb. 80 delegátusa vett részt. A 13 szekcióban tartott előadások egyik része (6 szekció) erősáramú, másik része (7 szekció) híradás és méréstechnikai témákat tárgyalt. Az alábbiakban a 9. szekció egyes előadásainak anyagát ismertetjük. E csoport az elektroncsövek területén végzett kutatási és fejlesztési kérdésekkel foglalkozott.

1. Hosszú élettartamú elektroncsövek

(W. Zoberbier, Berlin, előadása nyomán)

Az utóbbi időben az erősítőcsövek sok területen a szükséges követelményeknek nem feleltek meg. Ezért javított tulajdonságú csöveket fejlesztettek ki. Elektronikus mérőműszerekben, telefonerősítőkben, ipari elektronikus vezérlőberendezésekben, elektronikus számológépekben alkalmazott csövekkel szemben különleges követelmények merültek fel.

Ezeken a területeken hosszú élettertamú csövek kerültek alkalmazásra. E csövek megbízhatósága jóval felülmúlja az eddig alkalmazott vevőcsövekét.

A hosszú élettartamú csöveknél, egyes alkalmazási területektől függően, az alábbi követelmények merültek fel:

1. Telefonerősítőknél fontos a hosszú élettartam, mivel egyes egységeknél a hibakeresés és a csőcsere hosszabb időt és jelentős költségeket jelenthet. Míg a normális csövek garantált élettartama 500—800 üzemóra, e hosszú élettartamú csövek esetén legalább átlag 10 000 üzemóra élettartam kívánatos.

2. Ipari elektronikus vezérlőberendezésekben alkalmazott csövektől azt kívánjuk, hogy mechanikai rázás- és rezgésigénybevételekkel szemben nagymértékű érzéketlenséget mutassanak. Nagy lökési és rázási gyorsulásokat úgy tudjanak elviselni, hogy ez üzemképességüket ne befolyásolja. Rövid ideig, sokkszerű igénybevételeknél *500 g* gyorsulást, hosszabb ideig pedig *5 g* gyorsulást úgy bírjanak ki, hogy villamos jellemzőik lényegesen ne változzanak meg.

3. Elektronikus számológépekben, főképpen számoló egységekben, bistabil multivibrátorokként (Flip-Flop kapcsolás) kerülnek alkalmazásra. E kapcsolásokban az egyik rendszer mindig árammentes, de az egész üzemidő alatt működőképes kell, hogy legyen. E csöveknek tehát lezárt állapotban is hosszú élettartamúaknak kell maradniok.

4. Elektronikus mérőműszerekben alkalmazott csövektől a villamos jellemzők sokkal nagyobb állandóságát követeljük meg hosszú élettartam mellett.

A legfontosabb tulajdonsága tehát mindezeknek a csöveknek a hosszú élettartam. Itt azonban az a kérdés merül fel, mit értsünk a cső élettartamán, vagyis meddig tekinthető egy cső üzemképesnek. A cső egyértelműen tönkrementnek tekinthető, ha zárlat, szakadás, vagy törés miatt semmiféle funkciót nem mutat. A cső azonban az üzemidő alatt sztatikus adatait is változtathatja úgy, hogy a készülék még üzemképes marad, de a megadott műszaki követelményeket már nem teljesíti.

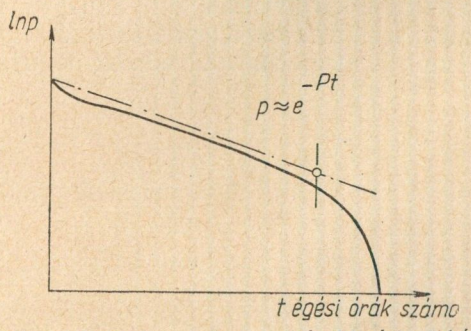
E meggondolások alapján az elektroncsövek élettartamának végét a következőkép definiálhatjuk:

a) A cső egy mechanikai változás miatt mindenféle működő képességét elveszti (véletlen tönkremenés).

b) Bizonyos, előre megadott határértékeket elér és túllépi azokat (öregedés).

Az *a)* eset minden egyes csőnél véletlen jelenség, bármely pillanatban bekövetkezhet. A cső tönkremenésének valószínűsége a cső jósági adataitól függ. Minél jobbak ezek az adatok, annál kevesebb cső fog tönkremenni egy meghatározott időtartamban. A tönkremenés oka: a csőben végbemenő elváltozások, amelyek termikus vagy mechanikai terheléssel függnek össze. Ebből a szempontból a legkritikusabb hibák: üveghibák, fűtőtesthibák, egyes konstrukciós okok, amelyek a szerelés folyamán rejtett hibákat idézhetnek elő. Ennek alapján a hosszú élettartamú csövek konstrukcióját és előállításuk technológiáját úgy választják meg, hogy a tönkremenési valószínűség mechanikai vagy üveghibák következtében lehetőleg kicsi legyen.

Míg az *a)* esetnek statisztikus természete van és az egyes csövek tönkremenése véletlen jelenségekkel függ össze, addig a *b)* eset, a csövek jel-



1. ábra. Egy adott csőmennyiség kiesési görbéje

lemző adatainak változása, egy folytonos folyamatnak tekinthető, bár itt is minden csőnél más időpontban következhet be az élettartamhatárt jelentő értékek beállása.

Ha egy tipikus kiesési görbét megvizsgálunk *(1. ábra)*, láthatjuk, hogy ennek két különböző szakasza van: egy csaknem lineáris rész, amelyre a véletlen tönkremenések jellemzőek és egy erősebben görbült rész, amely az emissziót jellemző adatok változásával függ össze. Vizsgáljuk meg mindkét szakaszt közelebbről.

A véletlen tönkremenés statisztikusan vizsgálható, mégpedig úgy, hogy egy nagyobb számú csövet veszünk megfigyelés alá. Valamilyen véletlen törés, zárlat vagy szakadás a cső azonnali halálát okozza. Vizsgálandó, hogy milyen a tönkremenési valószínűsége a csöveknek, ugyanakkor az öregedési jelenségeket e vizsgálandó csoportnál azonosnak vesszük minden egyes csőre.

Minden dt időre számolva dN-nel fog csökkenni a működő csövek száma. Ez a csökkenés annál nagyobb, minél nagyobb ezen időpontban a még működő csövek száma és minél nagyobb a vizsgálati időintervallum, dt, amely idő alatt a kiesés bekövetkezik. Tehát a tönkremenő csövek száma (dN) arányos az összes csövek számával (N) és a vizsgálati időtartammal (dt)

$$-dN \sim Ndt, \qquad (1)$$

ha arányossági tényezőt (P) vezetünk be, (1) arányosság helyett írható:

$$dN = -PNdt. \qquad (2)$$

Ennek megoldása:

$$N = N_0\, e^{-Pt}, \qquad (3)$$

ahol N_0 az eredetileg vizsgálat alá vett csövek száma.

Ha bevezetjük p tényezőt, amely a $p = \frac{N}{N_0}$, még működő csövek és a kezdeti csőmennyiség hányadosa: ekkor

$$p = e^{-Pt}. \qquad (4)$$

Ha t-t 1000 órákban mérjük, akkor 1000 óra után a kiesés:

$$1 - p = 1 - e^{-P} \qquad (5)$$

P igen kis szám, ezért közelítőleg:

$$1 - p = 1 - (1-P) = P. \qquad (6)$$

Így az adódik, hogy P faktor a kitevőben megadja, mekkora 1000 óra alatt a relatív csőkiesés. Szokásossá vált a csövek statisztikus viselkedését P faktorral jellemezni. Legtöbbnyire ezrelékben szokták megadni.

A működő csövek számának relatív csökkenését p-t, másképp is lehet értelmezni. Szokásos megadni egy cső tönkremenési idejének valószínűségét is:

$$W = \frac{\textit{Kieső csövek száma}}{\textit{Eredetileg vizsgáli csövek száma}}$$

$$W = \frac{N_0 - N}{N_0} = 1 - \frac{N}{N_0} = 1 - p = P \qquad (7)$$

P faktor tehát az első 1000 órában kieső csövek valószínű számának, vagyis a csőtípus megbízhatósági számának is tekinthető.

Az öregedési jelenségek elsősorban a katód tulajdonságaitól, és a katódban lejátszódó folyamatoktól függenek. Ezek a folyamatok általában folytonosak és az anódáram, valamint a meredekség csökkenésében mutatkoznak.

Hosszú élettartamú csövet úgy nyerhetünk, ha sikerül az elektroncső emissziója által meghatározott jellemzők csökkenését olyan lassúra beállítani, hogy azok az élettartam végéül meghatározott határértékeket csak hosszú idő után érjék el.

Itt a következő jelenségeknek van szerepük:

a) A cső működése folyamán a katód felületéről a fémes bárium fokozatosan elgőzölög. A katód emisszióképességének növelésére a magfémbe (nikkelcső) redukáló anyagokat adagolnak, amelyek a katód báriumoxidrétegének redukciójánál, kb. 800 C° hőmérsékleten fejtik ki hatásukat. Redukáló anyagokat kezdő állapotban, az aktiváláskor (formálás) is alkalmaznak. Ilyen a magnézium, amelynek alacsony gőzölési hőmérséklete van és így gyorsan elfogy. A későbbi redukcióhoz szilícium használatos, amely lényegesen lassabban fogy el. Megfigyelhető, hogy az emisszió csökkenése akkor következik be, amikor a redukáló anyagok elfogytak.

A katódból elgőzölgő báriummennyiség csökkentése érdekében a hosszú élettartamú csöveknél a katód hőmérsékletét lehetőség szerint alacsonyan kell tartani. A megengedett fűtőfeszültség ingadozások is alacsonyabb szinten tartandók.

b) Lényegesen nagyobb zavarokat okoz egy másik jelenség, az ún. közbenső réteg-képződés (interface). A bariumnak sziliciumos redukciójánál mellékjelenségként bariumortoszilikát réteg képződik a nikkelcső és az oxidréteg között. E rétegnek határozott záróhatása van és ellenállása 100 ohm/cm² értéket is felvehet. Ez a közbenső réteg, mint R—C tag működik, amely a cső katódágába kapcsoltnak tekinthető.

Nagyobb frekvenciáknál ($f_1 = 10$ MHz) az R_s retegellenállással párhuzamosan kapcsolt C_s kapacitás rövidzárt képez. Ezért ezen a frekvencián a normális, eredeti meredekség (S_1) mérhető. Kisebb frekvenciákon ($f_2 = 10$ kHz), R_s hatásossá válik és a katódkörben negatív visszacsatolást okoz.

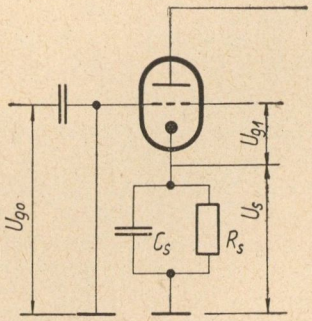
A bemenő feszültség (U_{go}), a rács és katód közötti feszültség (U_{g1}) és a $C_s - R_s$ tagon fellépő feszültség (U_s) között az összefüggés (2. ábra):

$$U_{go} = U_{g1} - U_s, \qquad (8)$$

ahol $U_s = -I_a R_s$. Innen:

$$\frac{U_{g1}}{I_a} - \frac{U_{go}}{I_a} = \frac{1}{S_1} - \frac{1}{S_o} = R_s. \qquad (9)$$

Itt S_1 a negatív visszacsatolás esetén (R_s útján), S_o pedig az anélkül mért meredekség. Egy kis átalakítás után



2. ábra. A közbenső réteg (interface) helyettesítő kapcsolása

$$S_1 = \frac{S_o}{1 + S_o R_s}, \qquad (10)$$

amely a meredekségcsökkenést adja, ha a katódkörbe R_s ellenállást kapcsolunk.

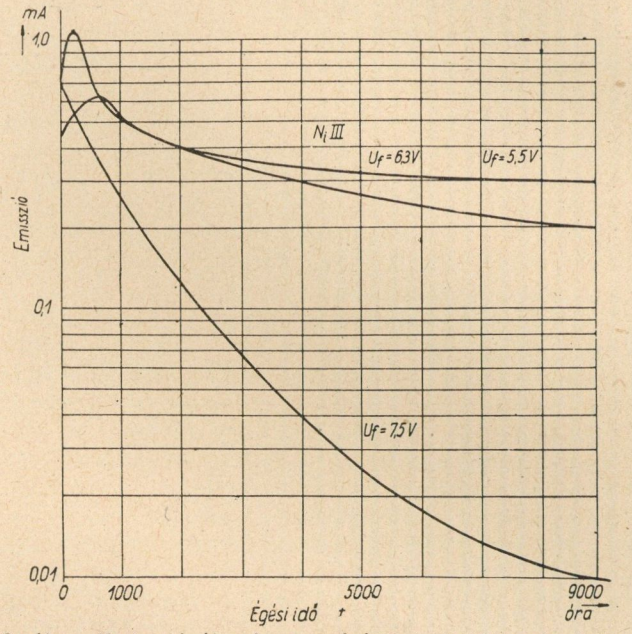
Mennél nagyobb az R_s rétegellenállás, annál nagyobb a meredekségcsökkenés. Ez az effektus a normális csöveknél már akkor is fellép, amikor még ezeknek a csöveknek az emissziója rendben van. A hosszú élettartamú csöveknél olyan katódanyagok kutatása állt előtérben, ahol a közbenső réteg képződése az idő függvényében lényegesen lassul. Megfelelőnek látszott az olyan nikkelanyag, ahol szilícium igen kis mennyiségben ($<$ 0,04%) volt jelen, vagy amelyekben a redukáló anyag wolfram (4%), alumínium vagy titán volt.

c) További jelenség, amelynek fizikai-kémiai alapja van, a katódok gázmérgezése. Különböző gázok a cső üzemeltetése alatt az elektródákból kiléphetnek. Ennek az lehet a következménye, hogy a katódfelületet egy réteg vonja be (különböző báriumkötések), így megnőhet a kilépési munka, a katód emissziókepessége csökken és legtöbbször nem is regenerálódik.

Ezen a bajon leginkább úgy lehet segíteni, hogy megfelelő elektródanyagokat kell választani, amelyek a beépítés előtt megfelelő előkezelést kaptak, és üzem alatt már nemigen adnak le gázokat (mosás, izzítás). Vigyázni kell azonban a beépítésnél és a szerelésnél is. Túlnyomás alatt szokták a szerelést végezni, hogy gázok felvételét megakadályozzák. A biztonság további fokozása érdekében, hogy üzem alatt a gázok kilépésének valószínűsége csekély legyen, megfelelően kiképzett elektródokat alkalmaznak. A cső hőmérsékletét olyan alacsonyan kell tartani, amennyire az csak lehetséges és ha gázok mégis kilépnének, azokat hosszú élettartamú, jól ható getterrel kötik le.

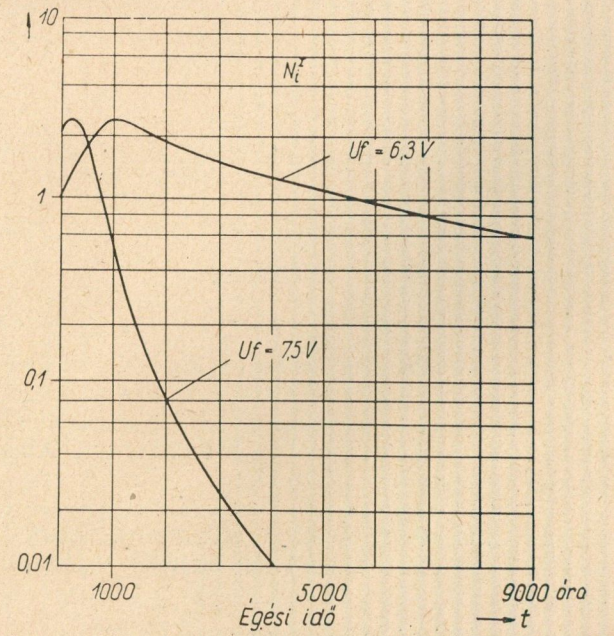
Igen érdekesek Dahlke (3) élettartamvizsgálatai és eredményei. A kísérleteket különböző katódanyagokkal végezte, amelyek közül e helyen két fontos kísérleti eredményt emelünk ki.

A Ni^{III} az alábbi összetételű katódanyag: $Ni + 0{,}07\%\ Mg + 0{,}03\%\ Si$. Ez az anyag hasonlít a normális vevőcsöveknél alkalmazott *nikkel C*-hez. Az emissziós karakterisztika (I_D), ez esetben rövid ideig tartó kis emelkedés után, csaknem állandó értéket mutat *(3. ábra)*. Ez lényeges változást akkor mutat, ha a katód hőmérsékletét emeljük és a redukáló anyagokat gyorsabban fogyasztjuk el. Az emissziós karakterisztika ekkor meredeken esni fog ($E_f = 7{,}5$ V).

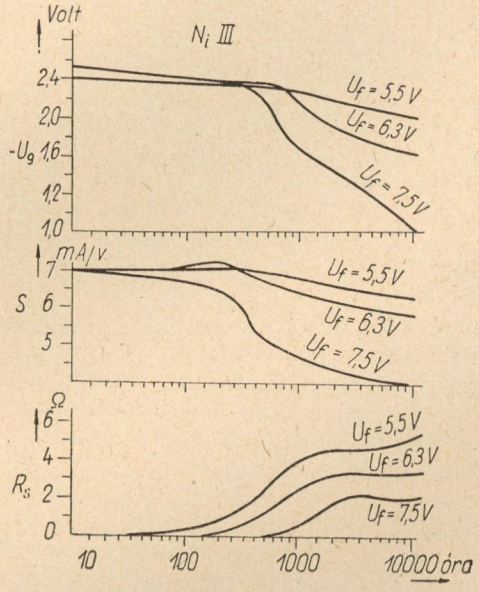


3. ábra. Emisszióváltozás az égési órák függvényében Ni^{III} anyagú katódok esetében (Dahlke). Paraméter: U_f; $Ni^{III} = Ni + 0{,}07\%$ Mg + kb. 0,03% Si

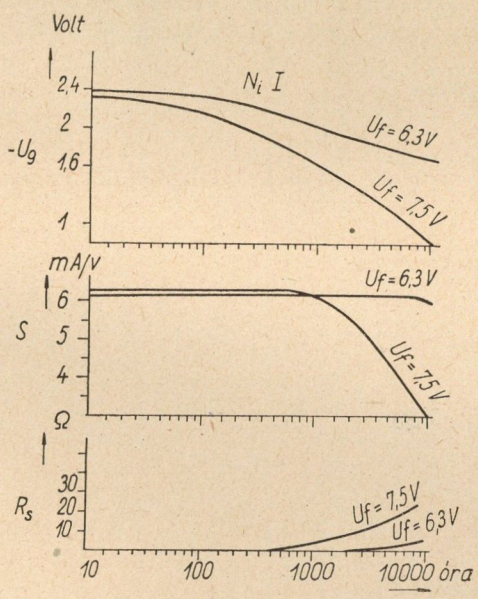
Hasonló jelleget mutat a Ni^{I} anyag is, ahol a magnéziumtartalom 0,02%, a szilíciumtartalom pedig 0,01% *(4. ábra)*. A két anyag közti különbséget a közbenső rétegképződés különbsége okozza *(5. és 6. ábra)*. A Ni^{III} anyagnál normális, 6,3 V fűtőfeszültségnél 150 óra után szembetűnő közbenső réteg képződik. Ni^{I}-nél, amelynek sziliciumtartalma kisebb, ez az effektus hasonló körülmények között, sokkal később, csak kb. 2000 óra után keletkezik. 20 000 óra után a közbenső réteg ellenállása itt akkora, mint a Ni^{III}-nál kb. 400 óra után. Ennek megfelelően alakul ezeknél az anyagoknál a meredekség (S) és a rácselőfeszültség



4. ábra. Emisszióváltozás az égési órák függvényében Ni^{I} anyagú katódok esetében (Dahlke után). Paraméter: U_f; $Ni^{I} = Ni + 0{,}02\%$ Mg + kb. 0,01% Si



5. ábra. A munkaponti előfeszültség (—U_g), a meredekség (S) és a közbenső réteg ellenállásának (R_s) változása az égési órák függvényében Ni^1 anyagú katódok esetében (Dahlke után)



6. ábra. A munkaponti előfeszültség (—U_g), a meredekség (S) és a közbenső réteg ellenállásának (R_s) változása az égési órák függvényében Ni^1 anyagú katódok esetében (Dahlke után)

(U_g) karakterisztika is. Ez utóbbi a cső munkapontjához tartozó előfeszültség vándorlását mutatja. E görbékből jól látható, hogy milyen nagy szerepe van a cső élettartama szempontjából a redukáló anyagok adagolásának.

Az élettartam definíciójánál abból indultunk ki, hogy az emisszió csökkenése által meghatározott sztatikus adatok, mint az anódáram és a meredekség változása, nem lehetnek egy meghatározott értéknél nagyobbak. Ezt a határt a hosszú élettartamú csöveknél általában 30%-kal a névleges adatok alatt szokták előírni. Ebből nehézség áll elő. A normális vevőcsöveknél a névleges adatok tűréshatára általában ± 20%. Így előadódhatik e szórás alsó határán fekvő csöveknél, hogy 10%-os csökkenés esetén a használhatóságból már kiesnek. E csövek tehát hamarabb elérik az élettartam alsó határát, mint a névleges adatokkal bíró átlagcső. Mivel azonban az élettartamgarancia ezekre a csövekre is vonatkozik, igen fontos dolognak látszik a hosszú élettartamú csövek tűréshatárait lényegesen csökkenteni.

A hosszú élettartam tehát nemcsak egyedül a katód tulajdonságaitól, hanem a vizsgálati tűréshatárok szűkítésétől is függ. E szűkítésnek azonban az lesz a következménye, hogy a csövek nagy része, ami eddig megfelelőnek minősült, most kiesik, hacsak nem gondoskodunk arról, hogy a csövek úgy készüljenek, hogy a névleges adatok természetes szórása lényegesen csökkenjen anélkül, hogy a csőtípus gazdaságosságát elveszítené. E célból a kutatás és fejlesztés fontos feladatává vált a cső alkatrészeit úgy szerkeszteni, hogy alakjuk szórása a cső adatait csak kevéssé befolyásolja. Az alkatrészek előállítása különös gondossággal kell, hogy történjék, a szerelésnél pedig jól begyakorolt előmunkások és oktatók segítségével meg kell akadályozni a szerelési deformációkat. Így elérhető, hogy a rendszer geometriai szórása csökken és ezért az elektromos adatok szórása is lényegesen kisebbedik.

Hasonló módszereket kell alkamazni a csövek mechanikai állóképességének növelésére is. A csöveknek külső mechanikai hatásokkal szemben nagymértékben érzéketleneknek kell lenniök. Annak érdekében, hogy üzemeltetés alatt mechanikai hibák ne léphessenek fel, a csöveket a kiszállítás előtt mechanikai igénybevételeknek kell alávetni, hogy lehetőleg minden hiba, ami az üzemeltetés folyamán felléphet, előzetesen felismerhető legyen és mód legyen e hibás csövek különválasztására. A csöveknek ki kell bírniok rezgési és sokkszerű igénybevételeket is. A mechanikai rezgések és sokkszerű igénybevételekkel szemben, akkor válnak érzéketlenné, ha az alkatrészekben és szerelvényekben fellépő erők és nyomatékaik kicsinyek lesznek. Ez akkor következik be, ha az alkatrészek méretei és tömegei kicsinyek. Ezenkívül fontos még az is, hogy a hatóerők és nyomatékaik a feltámasztási és felerősítési pontokon jól felfoghatók és csillapíthatók legyenek, hogy az alkatrészek önmozgása is csekély legyen. Ezért az alkatrészeket lehetőleg több ponton kell megerősíteni, részben egymáshoz, erős merevítő elemekkel. A csillámba vagy a kerámiába kerülő szerelvényeknek szűk tűréshatárokkal kell egymáshoz illeszkedniök.

A cső működőképessége szempontjából fontos tényező még a maximálisan megengedhető negatív rácsáram behatárolása. A rácsáram a rácslevezető ellenálláson keresztül rácselőfeszültségesést okoz. A negatív rácsáram a rácselőfeszültséget a kisebb negatív rácsfeszültségek irányában tólja el, ezáltal megnő az anódáram, ami a negatív rácsáram további növekedését vonja maga után, így tovább csökken a negatív előfeszültség és az anódáram tovább nő, aminek eredménye a cső túlterhelődése. Ennek megakadályozása céljából a rácsáramokat csökkenteni kell.

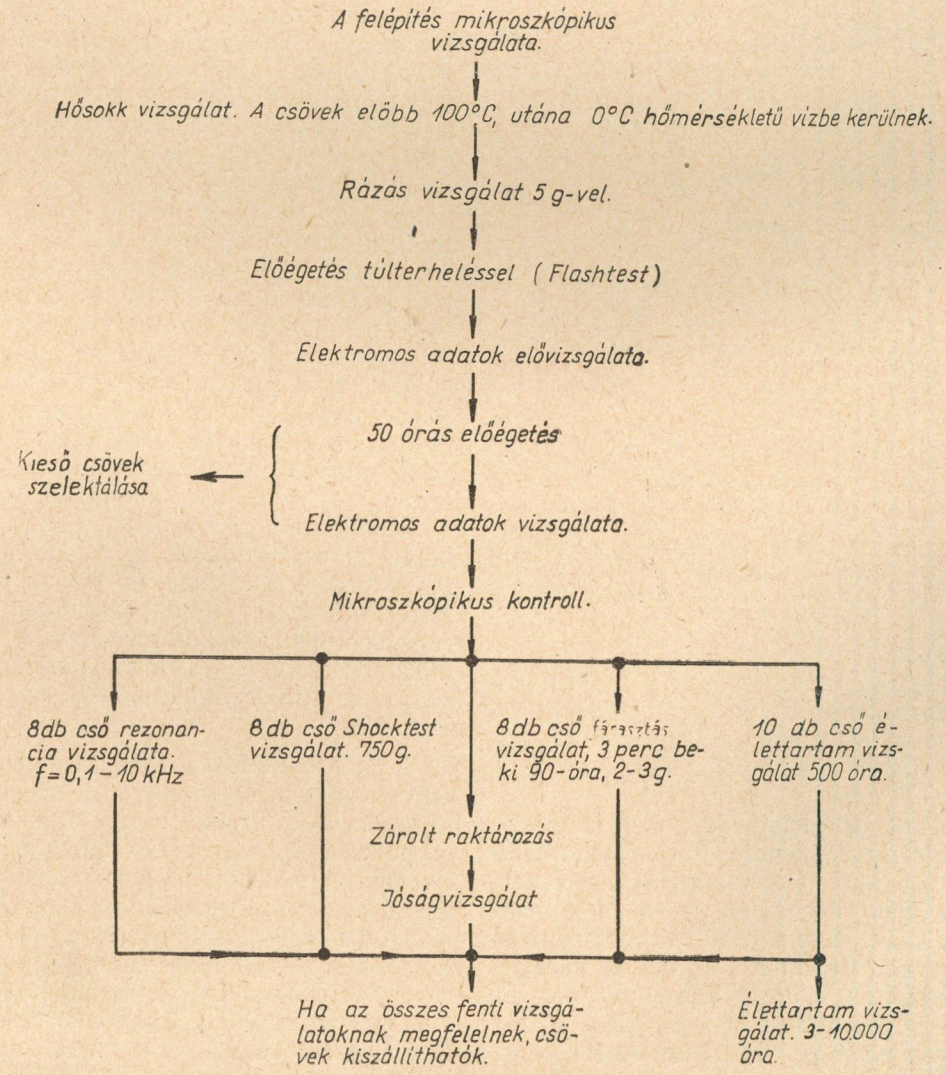
A negatív rácsáram több komponensből tevődik össze. A legfontosabb komponensek a következők:

a) Az ionizáló áram, amely a csőben visszamaradt gázmolekulák ionizálásából adódik. Ez annál nagyobb, minél rosszabb a csőben levő vákuum és minél nagyobb az ionizáló elektronok száma.

b) A szigetelési áram a rácselektródnak a többi elektródhoz képest mutatkozó szigetelési ellenállásából adódik. Ennek oka a szigetelők belső és felületi szennyeződése. Ez utóbbi főképp az előállítás folyamán bekövetkező fémgőzölgésből ered. Ezért a szigetelőket védeni kell az előállítás folyamán minden szennyezési lehetőségtől.

c) A termikus rácsemisszió a vezérlő rácsnak nem kívánatos emissziója. Ha a rácsmenetek felületén oxidos szennyezés van, akkor az előállítás során az erre a felületre rágőzölt fémes bárium, mivel nagyobb affinitása van az oxigénhez, báriumoxiddá alakul. Így hasonlóan, mint a katódnál, fémes báriumszigetek képződnek, alá- vagy melléépült báriumoxidfelületekkel. Ezáltal meg van a lehetősége annak, hogy felmelegedéskor emittáljanak. Ez az emissziós áram kifejezett telítési áram, amelynek nagysága elsősorban a rács hőmérsékletétől függ. A termikus rácsemisszió megakadályozására több eszköz áll rendelkezésre. Mindenek előtt fontos, hogy a rács felülete tiszta, oxidmentes legyen. A felületi oxidképződés megakadályozása céljából a rácsok felületét aranyozni szokták, de kísérleteket folytattak ezüstbevonással is. Az emissziós effektus annál kisebb, minél alacsonyabb a rács hőmérséklete. E célból a rácsbordákat jó hővezető anyagból készítik, lehetőség szerint vörösrézből, ezenkívül pedig a rácsvégekre jól sugárzó hűtőfelületeket hegesztenek.

Célszerűnek mutatkozott, hogy a hosszú élettartamú csövek gyártását, a fentemlített sok különleges előállítási szempont betartása érdekében külön gyártási egységben valósítsák meg. A fő elvek: a legnagyobb tisztaság elérése és az egyenletes gyártás. Ennek az elvnek betartásához különálló anyag- és alkatrészraktár megszervezése is szükséges. Az alkatrészek előállításához szűken tolerált szerszámok kellenek és figyelni kell ezeknek az elhasználódását. Időben kell felújításukról is gondoskodni. Gyakori szúrópróbák alkalmazásával ellenőrizni kell az alkatrészek fontos méreteit. Az elkészült alkatrészek, tisztítás és előizzítás után, légmentesen lezárt tartályokba (ekszcikator) kerülnek, ahol azokat a szerelésig tárolják. A sze-



7. ábra. Hosszú élettartamú csövek vizsgálati terve

relés túlnyomás alatti szerelő asztalboxokban történik. A boxok felülete üveggel fedett. E rendszabályok mind azt a célt szolgálják, hogy az alkatrészek és szerelvények ne szennyeződjenek. Gondoskodni kell a szerelőnők ruhájának tisztántartásáról, valamint a helyiségek nagyfokú portalanításáról és tisztántartásáról is.

A gondosan és jól megszervezett gyártás mellett fontos kérdés a jól átgondolt vizsgálati program elkészítése is. Így lehetségessé válik az egyes csövek jóságát és az egész szállítmány átlagjóságát megismerni. A vizsgálati programban három különböző szempontnak kell érvényesülnie:

a) Olyan vizsgálatok, amelyeket minden egyes darabon elvégeznek. Ilyenek: a vizuális vizsgálatok, hősokkvizsgálat (minden darabon, forró vízbe és utána hirtelen hideg vízbe mártva), rázásvizsgálatok, túlfűtési vizsgálatok és végül az elektromos adatok vizsgálata.

b) Előégetés vizsgálatok, a kieső csövek különválasztása céljából.

c) Vizsgálatok, gondosan kiválasztott darabszámmal, azzal a céllal, hogy a csövek átlagos viselkedését megismerhessük. Ezeket a vizsgálatokat meghatározott, igen szigorú feltételek alapján kell végezni. Célszerű ezeket a vizsgálatokat nagyobb tömegű gyártás előtt előfutárokon elvégezni és ha ezek a csövek e vizsgálatokat kiállták, csak akkor lehet a tömeges gyártást megindítani, az előfutárokkal teljesen azonos körülmények között. Mivel e vizsgálatok rendkívül szigorúak és a csövek számára nagy igénybevételt jelentenek, a vizsgálati csöveket nem szabad a kiszállítandók közé keverni.

A 7. *ábra* vizsgálati tervet mutat hosszú élettartamú csövek számára. E terv a vizsgálatok sorrendjét is feltünteti. Az előégetés után valamennyi kieső csövet elkülönítik. A vizsgálatok száma és a vizsgálati követelmények jóval szigorúbbak, mint normális vevőcsöveknél. Több olyan vizsgálatot is felvettek, amely a normális vevőcsöveknél hiányzik, pl. hősokkvizsgálat, rázásvizsgálat és túlfűtéses égetés. Az egyes csővizsgálatok után a szúrópróba vizsgálatok következnek. Ezek befejezéséig az egész csőmennyiséget raktáron kell tartani.

Mindezek az ismeretek, amelyeket a hosszú élettartamú csövekkel kapcsolatban összegyűjtöttek, végső hatásukban nemcsak a hosszú élettartamú csövek előállítására hatottak ki, hanem sok javítást eredményeztek a normális vevőcsövek előállításánál is. Megfigyelhető, hogy azok a csőgyárak, amelyek hosszú élettartamú csövek előállítására berendezkedtek, jobb minőségben állítják elő normális vevőcsöveiket is.

A megnövekedett követelmények arra késztetik az előállítókat, hogy a gyártási folyamatokat finomabban automatizálják. Ez a finomabb technológia sok esetben kihat a normális vevőcső-produkcióra is, úgyhogy várható, hogy bizonyos idő elteltével a normális vevőcsövek minősége megközelíti a hosszú élettartamú csövek minőségét.

IRODALOM

1. *Chladek:* Fertigung verlässlicher Röhren. S. E. G. Nachr. 1954. H2.
2. *Chladek:* Zwischenschichten in Oxidkatoden. F. T. Z. 5. H7.
3. Dahlke: Röhren langer Lebensdauer. Tel. Zeigt. 27. (1954) H. 104.
4. *Deb:* Decay of emission from an oxid-coated cathode etc. J. Brit. Inst. Rad. Eng. 1954. ápr. S. 157—167.
5. Eaglesfield: Life of valves with coated cathodes. Electr. Comm. 28. (1951) S. 95—102.
6. *Finemann, Eisenstein:* Studies of interface of oxid-coated cathode. J. Appl. Phys. 17. (1948) S. 663.
7. *Matson:* The life of oxide cathodes in modern receiving valves. Proc. I. E. E. Part III. 1952. S. 69—81.
8. *Rodenhuis:* Langlebensdauer Röhren. Elektr. Rundschau 9. (1955) H1 és 2.
9. *Rowe:* Technique of trust worthy valves. Electr. Comm. 28. (1951) S. 257—275.
10. *Tillman, Butterworth, Warren:* The dependence of mutual conductances on frequency of aged oxid-cathode valves. Proc. I. E. E. Part III. (1953) S. 175—76.

2. Mikrohullámú erősítőcsövek

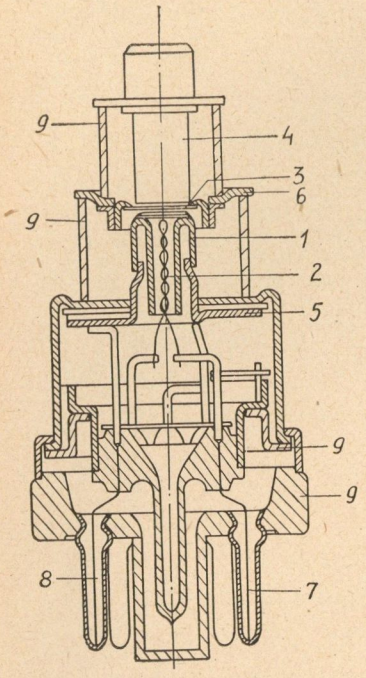
(W. Heidborn, Berlin, előadása nyomán)

Az igen nagy frekvenciák területén erősítőcsőként legtöbbnyire triodákat, tetrodákat, klisztronokat és haladó hullámú csöveket alkalmaznak. A kétkamrás klisztron volt az első cső, amelyet mikrohullámú adófokozatokban erősítőként alkalmaztak. Ehhez a csőhöz igen nagy jósági tényezőjű rezgőköröket kellett használni a jó hatásfok biztosítása érdekében, ezért igen kicsi lett a sávszélesség, pedig az irányított mikrohullámú adástechnika széles sávokat igényel. Erősítők bemenő fokozatában a klisztron viszonylag nagy zajfeszültsége miatt sem felelt meg. Rövidesen a klisztron helyébe jobb csőtípusok kerültek. Újabban e funkciókat a lényegesen jobb elektromos adatokkal bíró mikrohullámú triódák és a haladó hullámú csövek látják el.

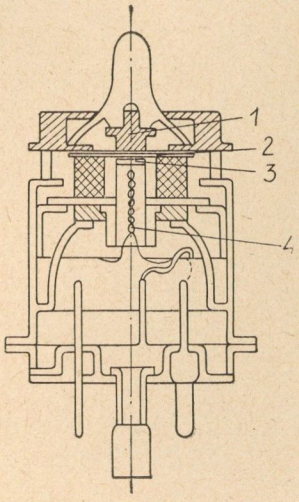
Mikrohullámú triódák

A mikrohullámú trióda konstruktív felépítése eltér a közönséges triódáktól. Az eltérés lényege az, hogy az alkalmazott rezgőkörök kis induktivitású és veszteségű elemekkel csatlakoznak a cső-elektródákhoz. Ezért a cső konstrukcióját meg kellett változtatni.

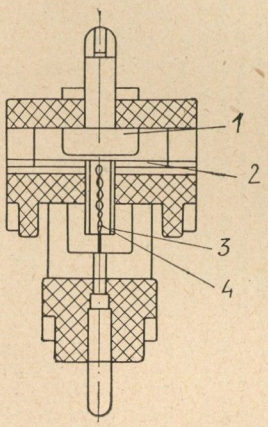
A mikrohullámú rezgőkörök általában üregrezonátorok vagy koncentrikus vezetékek. A rezgőkörök csatlakozó elemeként tárcsákat, vagy gyűrűket alkalmaztak. A *8. ábra* példákat mutat a mikrohullámú trióda konstrukciójára vonatkozóan. A cső felépítésének lényeges eleme a tompa fémkerámia-, vagy a fémüvegkötés. Németországban a második világháború alatt kizárólag a fémkerámiakötés technikája került kidolgozásra és alkalmazásra. Kifejlesztették az LD9, LD11 és az LD12 típusú csöveket. Más országokban ezzel egyidőben, a fém-üveg kötés technikáját dolgozták ki. A háború után megváltozott a helyzet. Ekkor, az újabb típusoknál, a fém-kerámia kötések technikája kezdett tért hódítani, Németországban pedig a fém-üvegkötések technikáját alkalmazták a mikrohullámú triódáknál. Ennek a fordított hely-



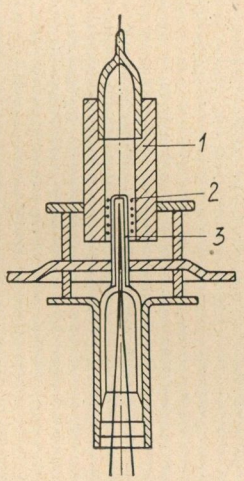
8/*a*. ábra. 2 C 40 (EC 560) mikrohullám trióda metszete: 1. katód, 2. fűtőtest, 3. rács, 4. anód, 5. csillámlemez, 6. rácskivezetés, 7. fűtőtestkivezetés, 8. katódkivezetés, 9. üvegrészek.



8/*b*. ábra. WE 416 A mikrohullámú trioda metszete. 1. anód, 2. rács, 3. katód, 4. fűtőtest



8/*c*. ábra. GL 29 mikrohullámú trióda metszete. 1. anód, 2. rács, 3. katód, 4. fűtőtest



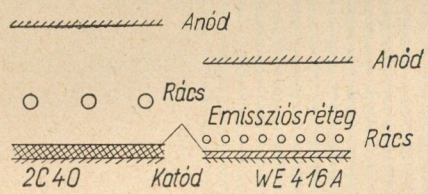
8/*d*. ábra. RCA 5794 (EC 561)mikrohullámú trióda metszete 1. anód, 2. rács, 3. katód

zetnek az az oka, hogy közvetlenül a háború után Németországban nem volt saját fejlesztés. Az első készülékeket régebbi, külföldi fém-üveg kötésű csövekkel építették, e készülékekhez később utáncsövezéshez fém-üveg kötésű csöveket gyártottak.

A fém-kerámia kötés fő előnye a fém-üveg kötéssel szemben a nagyobb termikus és mechanikai terhelhetőség. Ez pedig lényeges előny, mert a korszerű csöveknek igen nagy termikus igénybevételt kell kiállaniok. A fejlődés helyes iránya ma feltétlenül a fém-kerámia kötésű csövek elektromos adatainak további javítása.

A konstrukció javítására irányuló törekvéseknek figyelembe kellett venniök az elektronok véges futási idejéből származó hatásokat is. Az elektronok véges futási idejéből származó bemenő csillapításnövekedés arányos az elektronok katód-rács közötti futási idejének négyzetével. E hatás csökkentése céljából, a növekedő frekvenciával egyidejűleg, a katód-rács távolságot csökkentették. A régebbi mikrohullámú triodáknál a katód-rácstávolság 100—200 μ volt. Ilyen katód-rácstávolságokat nagymeredekségű csöveknél már eddig is alkalmaztak. Morton és Ryder munkái e téren jelentős előrehaladást mutattak. Azonos külméretek mellett lényegesen csökkentették a katód-rács távolságot. A *9. ábra* összehasonlítja a régebbi kivitelű csöveket a WE 416 A típussal. Ez utóbbinál a katód-rácstávolság 15 μ, a rács huzalátmérője 7,5 μ.

Mikrohullámú készülékekben triódák alkalmazásakor különbséget kell tenni abban, hogy a cső bemenő vagy kimenő fokozatba kerül-e. Bemenő fokozat esetében vigyázni kell arra, hogy a cső zaja lehetőleg kicsi legyen. Kimenő fokozatban a csőből kivehető mikrohullámú teljesítmény hatásfoka játssza a legnagyobb szerepet.



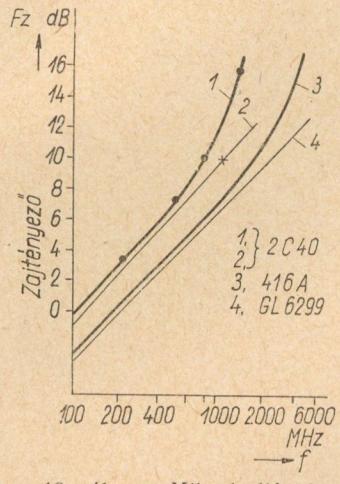
9. ábra. A 2 C 40 és a WE 416 A csőtípusok katód-rács-anódtervének összehasonlítása

A szokásos kapcsolásokban egy trióda zajtényezője közelítően:

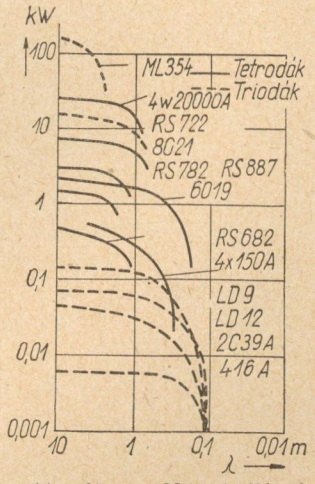
$$F_z = \left(\frac{d_1}{I_{ao}}\right)^{\frac{1}{3}}. \qquad (11)$$

A zajtényező csökkentésének egyik lehetősége a d_1 (katód-rács távolság) csökkentése, másik módja az I_{ao} (az áramsűrűség) növelése. Az első lehetőség megvalósítása nagy nehézségekbe ütközik.

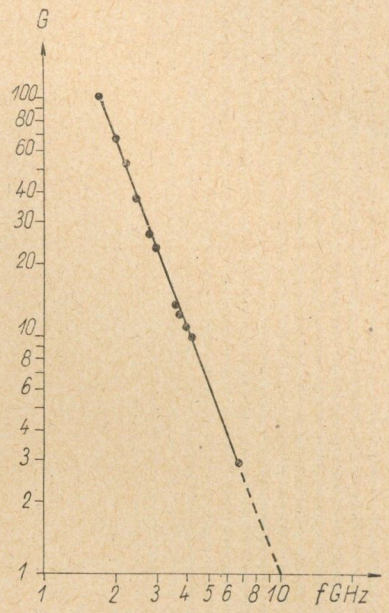
A *10. ábra* mutatja különböző triódáknál a zajtényező függését az alkalmazott frekvenciától. Fenti (11) összefüggésből látható, hogyha a kifejezés értékét felére akarjuk csökkenteni, akkor a katód-rácstávolságot 1/8-ára kell kisebbíteni. Ilyen mértékű csökkentés óriási nehézségeket jelent. A szerelési nehézségeken kívül ugyanis számolni kell a rácshuzal átmérőjének hasonló mértékű kisebbítésével is.



10. ábra. Mikrohullámú triódák zajtényezőjének frekvenciafüggése



11. ábra. Mikrohullámú triódák és tetródák kimenő teljesítményének függése a hullámhossztól



12. ábra. A GL 29 cső teljesítményerősítése a frekvencia függvényében

A zajtényező csökkentését legújabban az áramsűrűség növelése útján sikerült megvalósítani nagy áramsűrűséggel terhelt katódok alkalmazásával. Így pl. az EC 56 típusnál lehetővé vált 11 dB zajtényezőt elérni 3000 MHz frekvenciánál, anélkül, hogy a katód-rács távolságot különösképp csökkentették volna ($d_1 = 40\ \mu$).

A csőzaj meghatározásánál egy további tényező is szerepet játszik, éspedig a katódban fellépő félvezető réteg zaja is. Ennek nagyságáról és szerepéről jelenleg csak keveset tudunk.

Az adófokozatban alkalmazott csöveknél a kimenő teljesítménynek és ezzel együtt a hatásfoknak döntő szerepe van. Ha a *11. ábrát* nézzük, láthatjuk, hogy a régebbi típusú csöveknél 10 cm hullámhossz alatt nemigen adódik számbajöhető kimenő teljesítmény. Régebben a frekvencia függvényében mutatkozó teljesítménycsökkenést kizárólag az elektronok véges futásából származó effektussal magyarázták. Elméleti számítások azonban nem adtak magyarázatot a teljesítmény ilyen nagymértékű esésére.

Teljesítménynövelés céljából először konstrukciós változtatásokat hajtottak végre. Ha egy triodát teljesítményerősítőként alkalmazunk, jó hatásfokot *B* vagy *C* osztályú üzemben érünk el. Itt a rácsfeszültséget erősen a pozítiv feszültségek tartományában vezéreljük. A rácshoz ekkor rövid áramimpulzusok folynak, amelyek a rács-katód körön keresztül a katódhoz kerülnek. Ezáltal feszültségesés keletkezik az elektródák hozzávezetésein, ami a vezérlő feszültséget befolyásolja, és végül is a kimenő teljesítmény csökkenését eredményezi. Ebből az következik, hogy a vezetékeknek nagyon rövideknek kell lenniök és homogén hullám ellenállással kell rendelkezniök. Mivel pedig az impulzusok nagy része magasabb harmonikus tagokat is tartalmaz, a vezetékekre vonatkozó fenti követelményt magasabb frekvenciákra is ki kell terjeszteni legalább a 3. harmonikusig. Így az az egyszerű szabály adódik, hogy a vezetékeknek nem szabad hosszabbaknak lenni, mint $\lambda/10$. E meggondolások alapján a triódák méreteit lényegesen csökkentették. Példa erre a *8c. ábrán* látható GL 29, amelynek külméretei egy gyűszű méreteit sem érik el. E fejlesztésnek eredményeképen a csövek teljesítményerősítése lényegesen megjavult. Ezt a *12. ábra* szemlélteti, ahol a teljesítményerősítés a frekvencia függvényében van felvéve. 3 GHz-nél ($\lambda = 10$ cm) ez 30, 10 GHz-ig ($\lambda = 3$ cm) lineárisan esik valamivel nagyobb értékig, mint 1. A méréseket azonban csak 8,6 GHz-ig végezték, 10 GHz-nél már extrapolált érték van felvéve. Annak a bizonyítására, hogy 10 GHz-nél a teljesítményerősítés nagyobb, mint 1, a csövet 10 GHz-nél berezgették és az mint oszcillátor 40 mW hasznos teljesítményt adott ki. 8,6 GHz-nél ($\lambda = 3{,}5$ cm) kb. 1—2%-os hatásfok mellett 100 mW hasznos teljesítmény volt kivehető. Impulzusüzem esetén ennél a frekvenciánál 1,2 kV anódfeszültség mellett 15 W teljesítményt lehetett elérni. Ezek az adatok azt bizonyították, hogy lehetséges ilyen frekvenciáknál triódákkal is elérni azt, amit eddig csak klisztronnal lehetett.

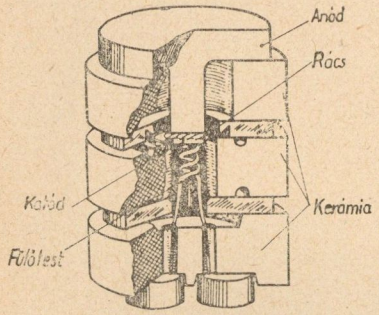
E fejlődés lényegében a technológia javára írható. A kis méreteknél azonban sok új probléma merült fel. A cső külméreteinek csökkentésével egyidejűleg csökkentek a csőelektródák méretei és csökkent egymástól való távolságuk is. A katód-rács távolság lényeges csökkentése a rács termikus terhelését növelte. A rácshuzal hőkiterjedése egyrészt a katód-rács potenciálterére deformációt jelentett, másrészt rendkívül megnőtt a katód-rácszárlat veszélye is. Ennek elkerülésére új technológiát vezettek be éspedig a rácshuzalok előfeszítését. A hőkiterjedés hatására a rácshuzalok belső feszültsége csökken és helyzetüket mindaddig megtartják, amíg a belső feszültségnek maradéka van. Ezzel az eljárással lehetségessé vált a rácsokat a helyükön biztosan megtartani, ha a rácshuzal és rácsborda között a hőmérsékletkülönbség nem nagyobb, mint 500 C°.

Az igen kis méretek miatt természetesen az összes fölöslegesnek látszó alkatrészt is el kellett hagyni. Helyhiány miatt elhagyták a csőben a

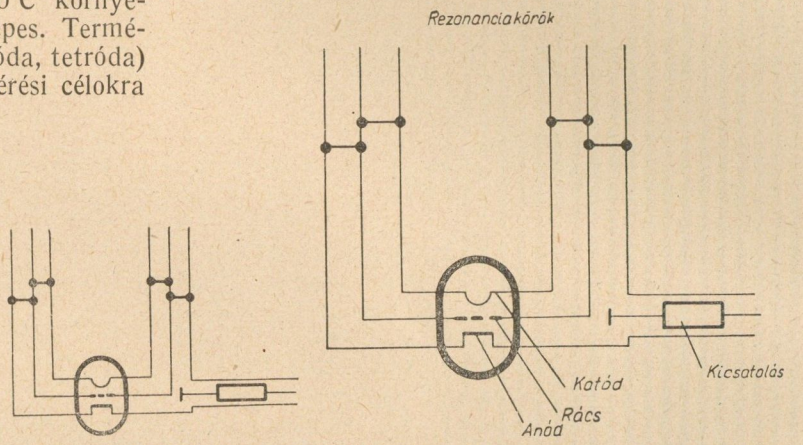
gettert és a szívócsövet is. Elektródanyagul a getterként ható titánfémet alkalmazták.

A szívócső elhagyása úgy vált lehetővé, hogy az egész rendszert kerámiaszigetelőkkel összeszerelve vákuumban forrasztották össze. A csövet ezzel egyidejűleg szivattyúzták.

Az így szerzett gyártási tapasztalatokat más területen is lehetett hasznosítani. Erre példa a 6 BY 4 mikrominiatür cső. E csövet ultrarövidhullámú célokra fejlesztették ki. Metszetét a *13. ábra* mutatja. Ennél a csőnél is kihasználható a fémkerámiakötés nagy termikus terhelhetősége, mivel méretei is igen kicsik. Ez a cső még 700 C° környezeti hőmérséklet mellett is működőképes. Természetesen ezt az elvet más csöveknél (dióda, tetróda) is alkalmazni lehet. Pl. hőmérsékletmérési célokra



13. ábra. A 6 BY 4 mikrominiatűr cső metszete.



14. ábra. A triódaméretek változása a hullámhossz csökkenésekor (sematikus ábrázolás)

készítettek olyan diódákat, ahol a fűtőtest elmaradt. A környezeti hőmérséklet révén kerül a katód felfűtésre addig, amíg emittálni kezd. E csövek konstrukciójuknál és méreteiknél fogva igen nagy gyorsulásokat is kibírnak. *1. táblázat* mutatja e csövek igen kedvező tulajdonságait.

1. táblázat

A 6 BY 4 mikrominiatür cső adatai

Fűtőfeszültség $U_f = 6{,}3$ V. Fűtőáram $I_f = 0{,}25$ A

Üzemi adatok rácsbázis kapcsolásban	
Anódfeszültség	$U_a = 200$ V
Anódáram	$I_a = 5$ mA
Katódellenállás	$R_k = 200$ ohm
Sávszélesség	$f = 10$ MHz
Teljesítményerősítés	$G = 15$ dB
Zajtényező	$F = 8{,}5$ dB
Kapacitások	
$C_{ak} = 0{,}007$ pF	$C_{kg} = 2{,}0$ pF
$C_{ag} = 0{,}7$ pF	$C_{kf} = 0{,}8$ pF
Külméretek	
Magasság: 10,3 mm	
Átmérő: 7,8 mm	

Maximális üzemi környezeti hőmérséklet: 700 C°

Az egyszerű konstrukcióból következően a cső szerelése is igen egyszerű. Az egyes szerkezeti egységeket csak egymásra kell helyezni és egy kapoccsal összefogni, majd kályhába rakni. Ebből is látható, hogy ez a felépítési elv igen alkalmas nagyfokú automatizálásra. Irodalmi adatok szerint, e cső önköltsége, automatizált gyártás esetén kb. 1 dollár.

Az eddigiekből következik, hogy rövidebb hullámokra való áttérésnél nemcsak a csövön belül kell az elektródák méreteit és egymástól való távolságukat csökkenteni, hanem szükséges a külméreteket is lényegesen kisebbíteni. Ezt sematikusan a *14. ábra* mutatja. Mint fentebb tárgyaltuk, a méretcsökkentés nagyfokú termikus túlterhelést eredményez. Ezt azonban a fent említett csövek elbírják. A továbbfejlesztés főnehézsége azonban másutt van. Egy triódánál az elektrosztatikus rendszer, amely a cső elektronáramát biztosítja és a veszteségi teljesítményt levezeti, és az elektrodinamikus rendszer, amelyben az egyenáramú teljesítmény nagyfrekvenciájú teljesítménnyé alakul át, egy és ugyanaz. A hullámhossz rövidítése egyrészt nagyobb áramokat kíván, ami által a terhelés növekszik, másrészt pedig a szükséges elektródák (katód, anód) méreteit csökkenteni kell, ami ellentétes követelmény. Áthidalása óriási nehézségeket jelent.

A Német Demokratikus Köztársaságban mikrohullámú triódák fejlesztési munkáinak alapja jelenleg a nemzetközileg is használatos, bevált külföldi típusok rekonstrukciója. Különböző célokra kifejlesztik az EC560 (azonos 2C40), EC561 (azonos az RCA 5794) és az EC562 (azonos 2C39) típusokat. A fejlesztési munkák súlyponti része a fent említett új technológia kidolgozása. A *2. táblázat* mutatja e típusok legfontosabb adatait.

2. táblázat

Az NDK-ban kifejlesztett mikrohullámú triódák adatai

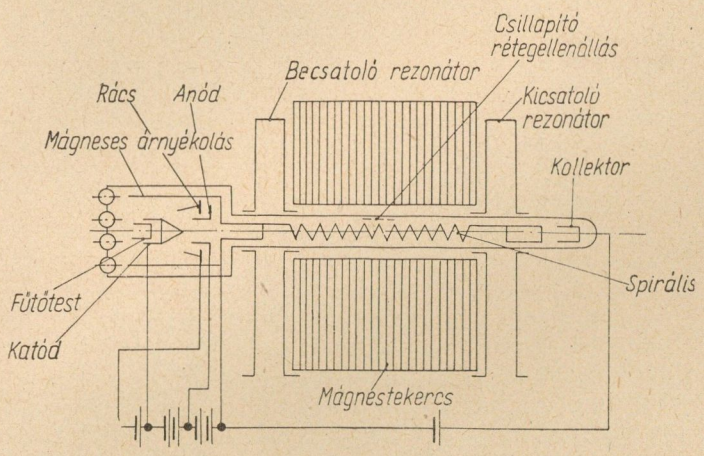
Típus	U_f Volt	U_a Volt	I_a mA	λ cm	N W	G dB	f MHz	C_{gk} PF	C_{ak} PF	C_{ag} PF
EC 560	6,3	250	20	12,9	1,1	6,5	10	1,9	0,025	1,35
EC 561 DC 561	6,3 2,4	100	20	17,9	0,2	—	—	2,3	0,15	1,3
EC 562	5* 6,3	900	90	12,5	20	—	—	6,5	0,035	1,9

* Nagy kimenő teljesítmények esetén a fűtőfeszültséget 5 V-ra kell csökkenteni.

Haladó hullámú csövek

15. ábra szemlélteti a haladó hullámú cső vázlatos felépítési rajzát.

Sztatikus szempontból, e cső elektronsugárzó rendszerből (katód, rács, anód), huzalspirálisból és kollektorból áll. Az elektrodinamikus része a be- és kicsatoló elemek és a fentemlített spirális.



15. ábra. A haladó hullámú cső elvi rajza

A spirálisra csatolt elektromágneses hullám az elektronnyaláb irányában elektromos erőteret hoz létre. Az elektronnyaláb és a keletkezett erőtér között energiakicserélődés jön létre, ha az elektromágneses hullám fázissebessége az elektronsebességgel csaknem egyenlő. Ha a spirális elején az elektronsebesség kissé nagyobb, mint az elektromágneses hullám fázissebessége, akkor az elektromágneses hullám energiája nőni fog az elektronnyaláb kinetikai energiájának rovására. Az elektronnyalábban fellépő sztatikus tértöltés kompenzálására mágneses teret alkalmaznak, melynek iránya a cső tengelyének irányába esik. A mágneses teret mágnestekercs vagy permanens mágnes segítségével állítják elő. Megemlítendő, hogy a csőben elhelyezett csillapító réteg feladata a csőben keletkező önrezgések csillapítása. Önrezgések különösképpen a csatoló elemeken keletkezhetnek reflexió útján és az erősítőcső stabilis működését zavarják. Csillapító tagként ellenállásréteget szokásos alkalmazni. A csillapítás nagyságát a cső teljesítmény erősítésénél (G) kb. 20 dB-el szokták nagyobbra választani. Így a cső hideg állapotban olyan csillapító tagot jelent, melynek csillapítása: $(G + 20)$ dB.

A haladó hullámú cső felépítésében alapvetően különbözik a triódától. A triódánál, mint láttuk, a sztatikus és a dinamikus rendszer azonos volt. A haladó hullámú csőnél a sztatikus és a dinamikus rendszer különválik. A hullámhossz rövidítése éppen ezért a sztatikus rendszerre nem jelent különösebb megszorításokat. A dinamikus rendszert azonban a hullámhossz rövidítésével egyidejűleg kisebbíteni kell. További előnye a haladó hullámú csöveknek a triódával szemben az, hogy azonos frekvencia esetén méretei nagyobbak lehetnek a trióda méreteinél.

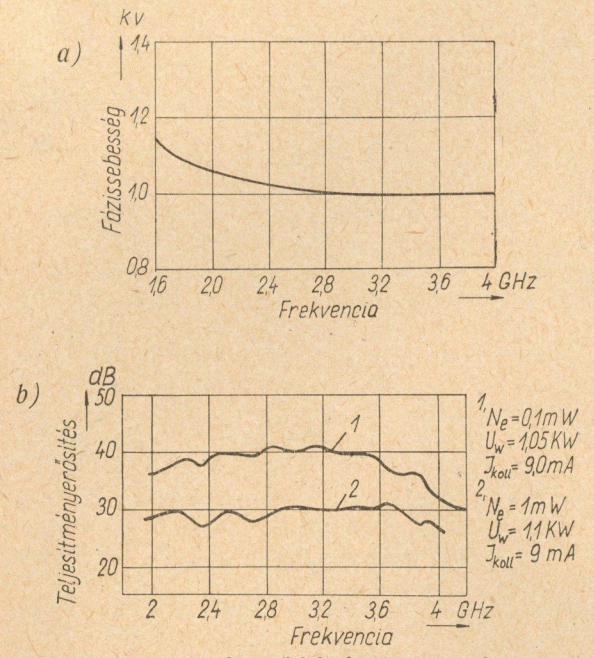
A haladó hullámú cső teljesítményerősítése egyéb tényezőkön kívül a spirális hosszának és az elektronáramnak függvénye. A teljesítményerősítés nagysága főképen a cső alkalmazási területétől függ. Kis zajú csöveknél a teljesítményerősítés kisebb.

A haladó hullámú cső kimenő teljesítményének kifejezett telítési karakterisztikája van. Ez azt jelenti, hogy ha növelni akarjuk a kimenő teljesítményt, akkor a teljesítményerősítés egy bizonyos ponton csökkenni kezd és ezzel egyidejűleg a kimenő teljesítmény is. Ezért célszerűtlen lenne olyan zajszegény haladó hullámú cső kifejlesztése, amelynél a teljesítményerősítés olyan nagy lenne, hogy a zajteljesítményt a telítési teljesítményig erősítené. Ekkor ugyanis, ha a csőre olyan jel érkeznék, amely nagyobb, mint a zajfeszültség, ez már nem lenne erősíthető. Célszerű ezért meghatározott különbséget választani a telítési teljesítmény és a zajteljesítmény között. Ezt a cső dinamikus tartományának nevezzük. A dinamikus tartomány nagyságának mértéke tehát $N_S/N_R - G$, ahol N_S, N_R és G, dB-ben vannak megadva, N_S a telítési teljesítmény, N_R a zajteljesítmény és G pedig a teljesítményerősítés.

100 W feletti kimenő teljesítményű haladó hullámú csöveknél a nagy áramsűrűségek miatt erős mágneses térre van szükség. Ilyen esetben a spirális hosszát általában nem szokták nagyra választani, mivel az elektronnyaláb erős fékezést kap. Hosszú spirálisok esetén tehát a teljesítményerősítés csökkenni fog. Általában zajszegény haladó hullámú csövek teljesítményerősítése 20—25 dB értékű szokott lenni. Újabban közepes teljesítményű csövek teljesítményerősítése az 50 dB értéket is eléri.

A haladó hullámú csövek további előnye más erősítő csövekkel szemben az is, hogy az átvihető sáv szélessége sokkal nagyobb, állandó teljesítményerősítés mellett. Mint fentebb írtuk, ahhoz, hogy haladó hullámú csőnél megfelelő teljesítményerősítés elérhető legyen, az szükséges, hogy az elektronnyaláb sebessége valamivel nagyobb legyen az elektromágneses hullámok fázissebességénél a spirális mentén. *16/a ábra* egy adott spirális esetében mutatja a fázissebességet (kV-ban) a frekvencia függvényében. Ez a görbe 2,4 GHz frekvenciától felfelé egyenesbe megy át, míg alacsonyabb frekvenciáknál erősen emelkedik. Az ilyen karakterisztikalefolyás alapján a spirálist 2,4 GHz felett diszperzió nélkülinek, 2,4 GHz alatt erősen diszperzivnek nevezik. Mivel az elektronsebességnek szükségképen valamivel nagyobbnak kell lennie, mint a fázissebességnek, a kis diszperzió miatt egy kis többletfeszültséggel (ΔkV) teljesítményerősítés érhető el 2,4 GHz felett. A teljesítményerősítés növekvő frekvenciákkal az emelkedő sebességkülönbségek miatt nőni fog. Igen magas frekvenciáknál ez azután esik. Az esés abban leli magyarázatát, hogy az elektronnyaláb és a hullám csatolása romlik. A *16/b ábra* a teljesítményerősítés változását a frekvencia függvényében mutatja. Az ilyen átviteli karakterisztika jól megfelel mind széles sávú erősítés céljaira, mind sokcsatornás teljesítményerősítés céljaira is.

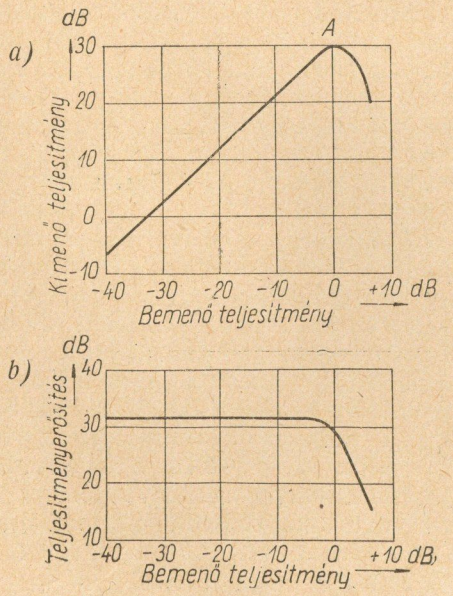
Ha a csövet valamivel nagyobb feszültséggel járatjuk, akkor a cső frekvenciatartománya a



16. ábra. A teljesítményerősítés és fázissebesség frekvenciafüggése

spirális diszperziója miatt erősen szűkül. Így olyan erősítőhöz jutunk, amelynek sávszélessége az üzemi frekvencia 10%-ára leszűkíthető. Ennek az erősítőnek kellemes tulajdonsága az, hogy áteresztő tartománya az elektronsebességgel szabályozható. Így tehát elektronikusan hangolható sáverősítőt kaptunk.

A haladó hullámú cső kimenő teljesítményét a bemenő teljesítmény függvényében a *17/a ábra* mutatja be. A karakterisztika a legnagyobb részén lineáris emelkedésű, amihez egy második szakasz kapcsolódik, ahol a teljesítményerősítés és a kimenő teljesítmény csökken. *17/b ábra* a teljesítmény erősítést a bemenő teljesítmény függvényében tünteti fel. A *17/a ábrán A* pont felel meg a maximális kimenő teljesítménynek. Ezt a teljesítményt telítési teljesítménynek is nevezik. Az a



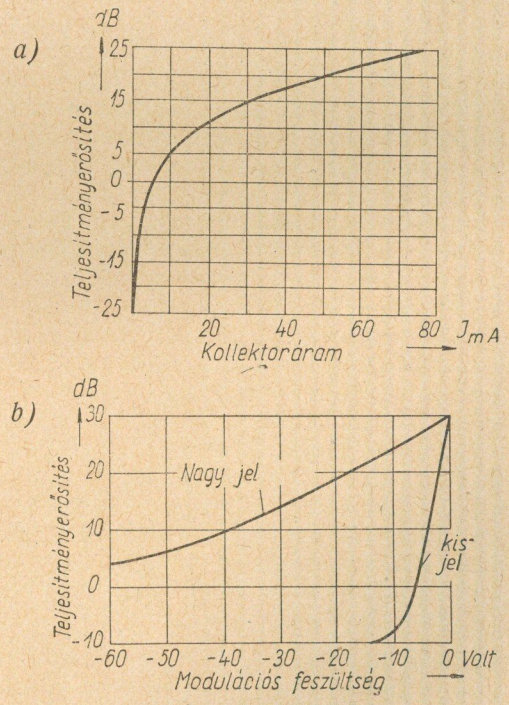
17. ábra. A kimenő teljesítmény és a teljesítményerősítés függése a bemenő teljesítménytől

körülmény, hogy a haladó hullámú cső teljesítményének kifejezetten telítési jellege van, további alkalmazási lehetőséget nyújt. Olyan berendezések pl., amelyek csak egy bizonyos maximális teljesítményt bírnak el, megvédhetők, ha eléjük megfelelően méretezett haladó hullámú csövet kapcsolunk.

Impulzus üzem számára építenek igen nagy teljesítményű haladó hullámú csöveket (100 kW-ig). Állandó terhelésre azonban csak 1—2 kW teljesítményű csövek ismeretesek. A kis zajú csövek teljesítménye 1—10 mW. Tehát a kimenő teljesítmények teljes tartománya a haladó hullámú csöveknél az alkalmazási területektől függően 8 nagyságrendet tartalmaz.

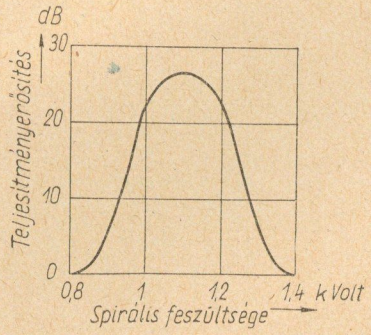
További alkalmazási lehetőség adódik a haladó hullámú csövek számára az elektronáram erősségének szabályozása révén. A *18/a ábra* mutatja a teljesítményerősítés függését az elektronáramtól (kollektoráram). A kollektoráramot a negatív előfeszítésű rács feszültségének a változtatásával állíthatjuk be. Nagy kimenőjelek esetén a haladó hullámú cső nagy kollektorárammal működik, a vezérlőrács nyitása viszonylag nagy, a kollektoráram erőteljesebb zárása nem is lehetséges.

A modulációs feszültség függvényében felvett teljesítményerősítés a fentiek miatt csak kisebb változást fog mutatni (*18/b ábra*). Ezzel szemben

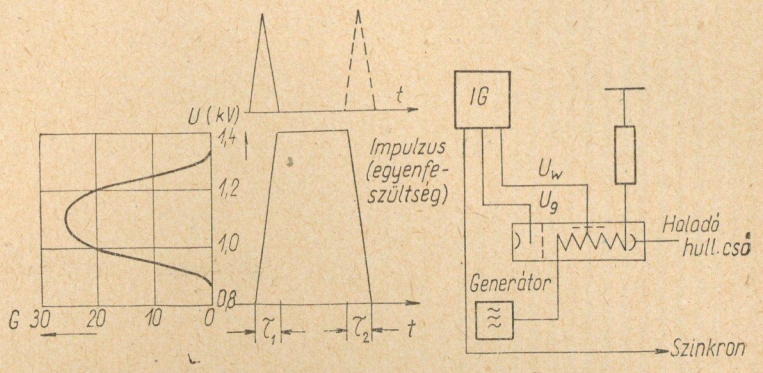


18. ábra. A teljesítményerősítés függése a kollektor áramtól és a modulációs feszültségtől

kis jelek esetén a kollektoráram erős zárása már csekély negatív rácselőfeszültség esetén is lehetséges. Ezért a teljesítményerősítés, a rácsfeszültség függvényében igen erős változásokat fog mutatni. Mivel a rácson áram nem folyik, a cső vezérlése ezzel az elektródával teljesítményfelvétel nélkül lehetséges. Ez a vezérlési lehetőség amplitudómoduláció vagy automatikus erősítésszabályozás esetén áll fenn.



19. ábra. A teljesítményerősítés függése a spirális feszültségétől



20. ábra. Impulzusok előállításának elve haladóhullámú csővel

A sávszélesség vizsgálatánál megállapítottuk, hogy optimális teljesítményerősítés eléréséhez optimális spirálisfeszültség tartozik. Ha ez a feszültség kisebb vagy nagyobb, akkor a teljesítményerősítés csökken. A jellemző összefüggést a *19. ábra* mutatja. Ezt a karakterisztikát fel lehet használni igen rövid nagyfrekvenciás impulzusok előállítására. E célból a cső spirálisára az erősítési tatromány alatti konstans feszültséget kell adni (pl. 0,8 kV). Ezenkívül a spirálisra olyan feszültségimpulzust kell vinni, amelynek csúcsa nagyobb, mint a maximális egyenfeszültség és a rajta levő egyenfeszültség különbsége (pl. 1,4—0,8 = 0,6 kV). Ekkor teljesítményerősítés csak az impulzus idő alatt lesz. Ha a haladó hullámú cső elé csőgenerátort kapcsolunk (*20. ábra*), amely állandó nagyfrekvenciás rezgéseket állít elő, akkor ezzel a kapcsolással igen nagyfrekvenciájú rezgéseket impulzusmodulálhatunk. E módszerrel lehetővé vált 0,003 μsec széles impulzusokkal is modulálni. Előnye még az, hogy igen rövid impulzusokat lehet így előállítani.

A 20. *ábra* kapcsolása szerint elkészített készüléket impulzus-generátorként mikrohullámú áramkörök adatainak meghatározására használták.

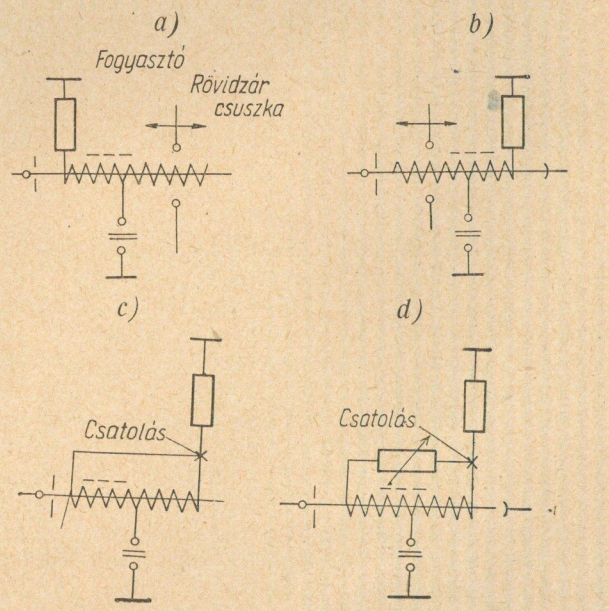
A haladó hullámú csövek zajjelenségének fizikai folyamatai jelenleg még nincsenek teljes egészükben felderítve. A jelenleg előállított legjobb zajtényezőjű csövek zajszintje megközelíti a keverő detektorét. A haladó hullámú cső viszont azzal az előnnyel rendelkezik, hogy teljesítményerősítése nagyobb mint 1. A *3. táblázat* egy zajszegény haladó hullámú cső adatait tartalmazza a 3 GHz tartományban.

3. táblázat

Az RCA 6861 típusú haladó hullámú cső adatai

Fűtőfeszültség	$U_f = 5 \pm 5\%$ V
Kollektorfeszültség	$U_c = 400$ V
Kollektoráram	$I_c = 150$ μA max.
Mágnestér	$B = 526$ G
Zajtényező	$F = 6{,}5$ dB
Teljesítményerősítés	$G = 25$ dB
Frekvenciatartomány	$f = 2{,}7$—$3{,}5$G Hz
Csatolás	koaxiális

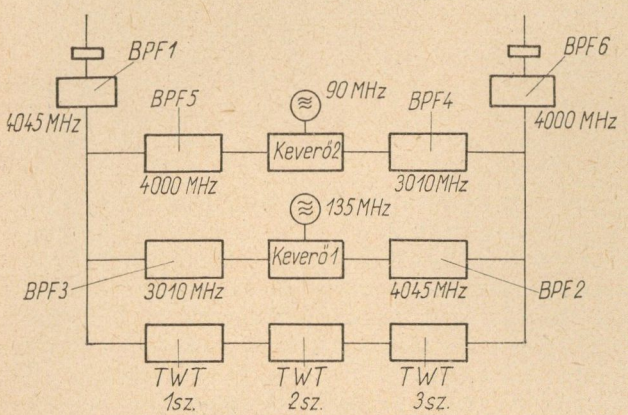
Mint legtöbb erősítőcső, a haladó hullámú cső is berezegtethető, visszacsatolás útján. A visszacsatolás előidézhető külső csatoló elemek segítségével, vagy pedig a cső reflexiója útján. A *21. ábra* a visszacsatolásra több lehetőséget mutat be. A *21/a ábra* szerint a belső reflexió mozgatható rövidzár-csuszka segítségével növelhető. A bemeneten kis reflexió esetén a cső berezeghet. A rövidzárcsuszka mozgatásával a hullámhossz változtatható. A spirális viszonylag nagy elektromos hossza miatt, könnyen hirtelen ugrás következhet be más frekvenciára. Ebből a szempontból megfelelőbbnek látszik a *21/b ábra* szerinti elrendezés. Itt a spirálisnak csak egy kis darabját (a spirális elején) használjuk oszcillátorként belső visszacsatolással. A spirális további része mint erősítő működik. Itt a spirális elektromos hossza lényegesen kisebb, mint az első esetben volt. Más frekvenciára való átugrás veszélye is ezért lényegesen kisebb. *21/c ábra* szerint a cső kimenő részén az energia egy része csatoló elemen és lehangolható szűrőn keresztül a bemenetre kerül vissza. Itt tehát külső visszacsatolás van. A frekvencia a szűrő hangolásával változtatható. *21/d ábra* szerinti oszcillátor erősen diszperzív spirálist tartalmaz. A visszacsatolás a kimenő teljesítménynek a bemenetre való részleges visszavezetése útján valósul meg. Az erősen diszperzív spirális lényegesen csak egy frekvenciát erősít, mivel pedig a spirális diszperzitását az elektronsebességgel változtat-



21. ábra. Rezgések előállítása haladó-hullámú csővel (elvi rajzok)

hatjuk, így elektronikusan hangolható oszcillátor építhető.

Fenti példák csak vázlatosan mutatják a haladó hullámú csővel elérhető alkalmazási lehetőségeket. Az alábbi alkalmazásokat külföldi leírások alapján valósították meg az NDK-ban. A *22. ábra* egy reléállomás nagyfrekvenciájú egységéről blokksémát mutat be, amelyet először Japánban helyeztek üzembe.



22. ábra. Haladóhullámú csövekkel épített reléállomás blokksémája

A reléállomás kizárólag haladó hullámú csövekkel működik. Zajszegény erősítő csövet, egy nagy erősítésű csövet és egy végcsövet tartalmaz. E csövek adatait a *4. táblázat* adja meg.

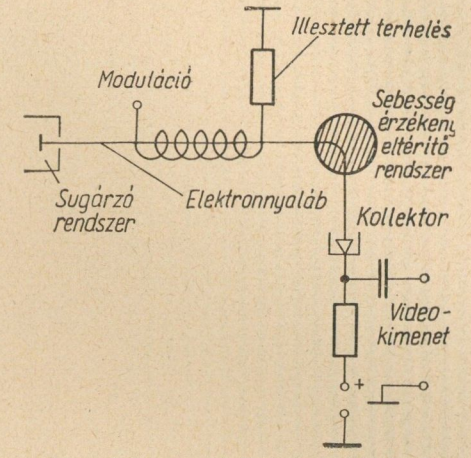
4. táblázat

22. ábra szerinti reléállomás haladó hullámú csöveinek adatai

Típus		4 W 10	4 W 11	4 W 12
Fűtőfeszültség	V	6,3	6,3	6,3
Fűtőáram	A	0,6	0,35	0,6
I. anódfeszültség	V	100	—	—
II. anódfeszültség	V	150 250	—	—
Spirális feszültség	V	1000	1500	2150
Spirális áram	mA	—	0,5	5
Kollektorfeszültség	V	1000	1500	2150
Kollektoráram	mA	0,5	4	28
Kimenő teljesítmény	W	—	0,36	3,5
Teljesítményerősítés	dB	15	26	17
Zajtényező	dB	15	—	—
Mágnestér	G	400	400	400
Frekvencia tartomány	MHz	3500...4300		

E reléállomás haladó hullámú csövekkel egyenes erősítőt tartalmaz, a középfrekvenciás rész elmaradt. Teljes teljesítményerősítése 100 dB. A három haladó hullámú cső közvetlenül összesen csak 60 dB-t erősít. Az erősítéstöbbletet a nagyfrekvenciás technikából ismert reflex-elv segítségével nyerték. A háromfokozatú erősítő végén a kimenő jelet kétszer más frekvenciára alakítva az egész erősítőn újra átvitték. Így további fokozatok beállítása nélkül 100 dB erősítést sikerült elérni.

A haladó hullámú csővel végzett kísérletek azt mutatták, hogy a cső videodetektorként is működtethető. Az elektronnyalábot, amely a spirálist elhagyja, sebességben és sűrűségben modulálni lehet. Ha azt állandó mágnestérrel eltérítjük,



23. ábra. Video detektor elvi felépítése haladóhullámú csővel

akkor sebességmodulációval egyenirányítás érhető el (*23. ábra*). Az egyenirányított jel közvetlenül videoszignálként használható. Kísérlet céljából a haladó hullámú csövet képcsőbe forrasztották be. A szomszédos asztalról sugárzott jel így egyetlen cső segítségével láthatóvá vált.

Az *5. táblázat* áttekintést ad a haladó hullámú csövekkel eddig elért legjobb eredményekről. Az összeállítás főképp irodalmi adatokra támaszkodik.

5. táblázat

Határértékek haladó hullámú cső üzemeltetésénél

Frekvencia tartomány	0,4—60 GHz
Sávszélesség	kb. ± 33%-a az üzemi frekvenciának
Teljesítményerősítés	max. 50 dB
Zajtényező	min. 6,5 dB (3000 MHz)
Kimenő teljesítmény	100 kW
Hatásfok	20—25%

Az NDK-ban figyelemre méltó kutató- és fejlesztési munka folyik a haladó hullámú csövek területén. Elsősorban a mikrohullámú és reléállomások céljaira alkalmas típusok kerültek kifejlesztésre. Jelenleg a 2 és 4 GHz frekvenciatartományban működő csövek kidolgozásával foglalkoznak, elsősorban különböző adófokozatok számára.

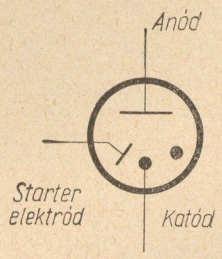
3. Új hidegkatódos csövek

(R. Gessner, Berlin, előadása nyomán)

Ha hidegkatódos csövekről beszélünk, akkor elsősorban a már több, mint 30 éve ismert glimm- és stabilizátorcsövekre gondolunk. Az utóbbi 10—12 év folyamán új hidegkatódos csöveket dolgoztak ki, éspedig hidegkatódos tiratronokat és relécsöveket. E csövek az utóbbi évek folyamán igen sok fontos területen nyertek alkalmazást, mind a híradástechnikában, mind pedig ipari elektronikus készülékekben. Európai cégek több, mint 45 hideg katódos csőtípust fejlesztettek ki és gyártanak. Újabb csövek jelenleg is fejlesztés alatt állnak. Ebből is látható, hogy e csőtípusoknak nagy jelentőséget kell tulajdonítanunk. Legfontosabb alkalmazási területeik: elektronikus számológépek, ipari válogató-, vezérlő- és védőberendezések, elektronikus vezérlésű telefonközpontok.

A relécsövek felépítése és működése

A relécsövek általában háromelektródás nemesgáztöltésű csövek hideg katóddal (*24. ábra*). Az anódon és katódon kívül starter elektródát tar-



24. ábra. A relécső

talmaznak, amely a fűtött katódú tiratron vezérlőrácsának felel meg. A katód kétféle szokott lenni: földalkáli vegyületekkel (karbonatok, hidroxidok vagy hidridek) bevont és aktivált katód, vagy tiszta fémkatód, legtöbbnyire molibdénből.

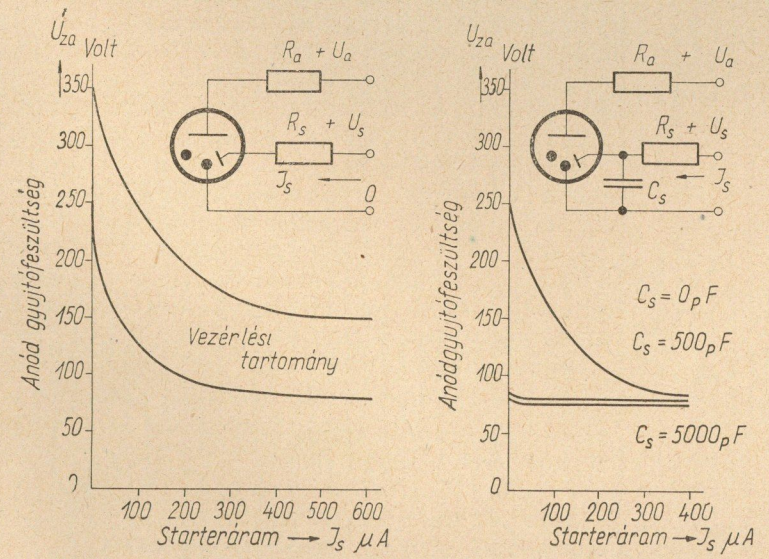
Ismeretes az, hogy ha egy hidegkatódos csövet nemes gázzal töltünk meg és két elektródájára meghatározott feszültséget (gyújtófeszültséget) kapcsolunk, akkor a csőben az ún. glimmkisülés indul meg. Az ehhez szükséges feszültség függ az elektródák távolságától, a gáz minőségétől és nyomásától. Ahhoz, hogy gyújtás létrejöhessen, szükség van egy bizonyos számú töltéshordozó jelenletére. Bizonyos feltételek mellett különböző sugárzások (fénysugár jelenléte is) biztosíthatják a gyújtáshoz szükséges töltéshordozókat. Ha a csőre például erős ultraibolya fényt sugározunk, ez már elegendő lehet ahhoz, hogy egy kis segédelektród és a katód közt kisülést létesítsen. A töltéshordozók számának rohamos növekedése ekkor a két főelektród között, viszonylag alacsony feszültség mellett is, begyújtja a csövet.

A töltéshordozók ez utóbbi, mesterséges megsokszorozásának elvén alapul a relécsövek működése. A starterelektród, amely a vezérlőrács szerepét tölti be, térbelileg a két főelektród, az anód és a katód között helyezkedik el. Normális feltételek mellett a két főelektródra helyezett feszültség direkt gyújtásra nem elégséges. A starterelektród és a katód közé helyezett segédfeszültség mesterségesen megsokszorozza a töltéshordozók számát és lehetővé teszi a két főelektród között is a gyújtást. Az anód a segédelektródról 10—20 μsec idő alatt veszi át a gyújtást. A csöveket általában úgy tervezik, hogy a starterelektródáram kisebb, mint 50 μA, a főelektródok között pedig 120—200 V között bekövetkezik a gyújtás, a starter begyújtása után.

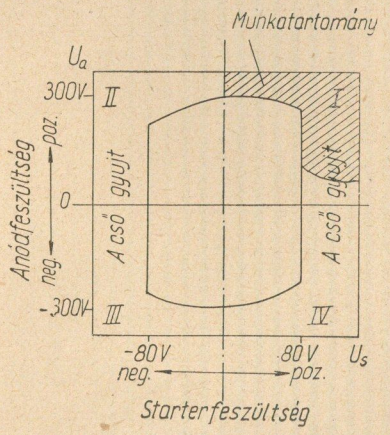
Az 5823 típusú relécsőnek pl., amely aktivált katóddal működik, gyújtási feszültsége a segédelektród gyújtása nélkül 300 V az anód és a katód között. Ha starterelektródon 50 μA gyújtóáramot vezetünk át, fenti gyújtófeszültség 140 V-ra csökken.

Mivel a főelektródok gyújtófeszültség csökkenése a jelenlevő töltéshordozók számának függvénye, ez függvénye egyúttal a starteráramnak is. Ez azt jelenti, hogy nagyobb anódfeszültség esetén a starteráram kisebb lehet, mint kisebb anódfeszültségnél. Ebből következik, hogy relécsöveknél elsősorban az átviteli (transzfer) karakterisztikát kell figyelembe venni, amely minden csőtípusnál különböző. A *25. ábra* az 5823 típus átviteli karakterisztikáját mutatja a vezérlési tartományokkal. A cső további jellemzésére szolgál az U_a—U_s karakterisztika, ami fűtött tiratronok U_a—U_g karakterisztikájával hasonlítható össze.

Amint a *26. ábra* mutatja, e karakterisztikának 4 különböző szegmense van, ha az X tengelyre a pozitív és negatív starterfelszültséget az Y tengelyre pedig az anódfeszültséget visszük fel. Elvben mind a 4 szegmens munkatartomány, de a III. és IV. szegmensben az anód katóddá válik és a cső visszagyújthat és tönkremehet. Hasonló a helyzet a II. szegmensben a starterelektródával. Ez meghatározott körülmények között (igen nagy R_s ellenállással) működhet a II. tartományban is, általában azonban az I. szegmenst szokásos munka-



25. ábra. A relécső átviteli (transzfer) karakteszikája Vezérlési tartomány, az anódkisülés megindításához szükséges starter áram, a) C_s nélkül, b) C_s-el



26. ábra. A relő cső U_a—U_s karakterisztikája

tartományképen használni. E karakterisztika erősen kihúzott vonalán kívül a cső minden körülmények között gyújt, ha pedig az anód és katód közötti feszültség nagyobb, mint 300 V, akkor a cső közvetlenül is képes gyújtani. Ha a starterfeszültség 80 volt fölé kerül, akkor a cső a segédelektródán keresztül fog gyújtani. E karakterisztika közepes értékeket mutat és nem veszi figyelembe az előforduló szórásértékeket. Ezt a *27. ábra* szemlélteti. Amint látható, e cső alkalmazása esetén az üzemi anódfeszültséget 200 V alá, a starterfeszültséget pedig 70 V alá kell állítani.

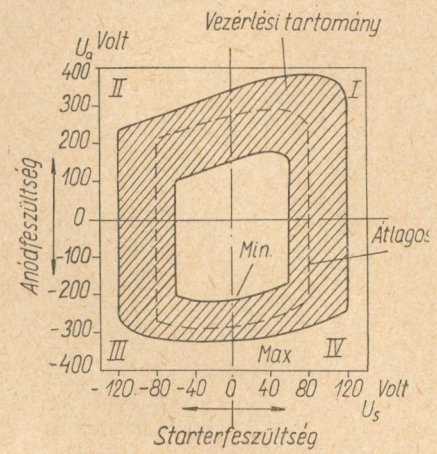
Az ívfeszültség a fő- és segédelektródánál 60—65 V, tehát az üzemi és az ívfeszültség viszonya 3 : 1. A maximális anódáram 25 mA, a vezérlő teljesítmény 3,5 watt.

A relécsövek előnye elsősorban az, hogy a fűtőteljesítmény elmarad, ezáltal kisebb és könnyebb készülékek építése válik lehetővé, ami különösen telepes és hordozható készülékeknél jelent nagy előnyt. Előnyük még, hogy lényegesen kedvezőbbek a hőmérsékletivszonyok is, mivel működés közben alig melegszenek. Anódáram szünetekben a katód nincs igénybevéve, ezért élettartamuk sokkal hosszabb az izzókatódos csövekénél. A csövek élettartama aktivált katódok esetén 6—8000, a tiszta fémkatódos csöveknél pedig 20—30 000 óra. Előnyük továbbá, hogy nincsen felmelegedési idejük és így bekapcsoláskor azonnal üzemképesek. Hőmérsékletfüggésük is sokkal kisebb, mint az izzó katódos csöveknek. Előnynek vehető még az a körülmény is, hogy üzemképességük könnyen ellenőrizhető a jól látható kisülés révén.

Ezek a tulajdonságok tették e csöveket az utóbbi években a híradástechnika és az ipari elektronika nélkülözhetetlen építőelemeivé.

A legtöbb elektroncsövek előállításával foglalkozó világcég programjába vette a relécsövek különböző típusainak kifejlesztését. Eddig sokféle csőtípust dolgoztak ki, nemzetközi méretekben is óriási darabszámmal piacra került és bevált két csőtípus továbbfejlesztése alapján. E két relécső az OA4G és az 5823.

Az OA4G aktivált katódú cső. Ez az első nagyobb mennyiségben előállított típus. Kivitelére nézve oktálcső és különböző cégek, 1267, PL 1267, KT 1267, Z 300 T és ASG OA4 jelöléssel hozták piacra. Az 5823 cső 7 csapos miniatűrfoglalattal készült. Különböző cégek jelölése: Z 5823, ST 90 K, Z 900 T, ASG 5823. Az ASG 5823 csőnek nagyobb a zárófeszültsége, mint a többi csőnek. Csehszlovákiában a Z 50 T és a Z 501T típusokat dolgozták ki szubminiatűr kivitelben.



27. ábra. Az 5823 relécső U_a—U_s karakterisztikája a vezérlési tartományokkal

Az aktivált katódú csövek előnye a kis (60—65 V) ívfeszültség, hátrányuk azonban a rövidebb élettartam.

Az aktivált katódú csövek adatait a *6. táblázat* tartalmazza.

6. táblázat

Aktivált katódú relécsövek adatai

Típus		1267	5823	ASG 5823 A	Z 50 T Z 501 T*
Anódgyújtó feszültség (U_s = 0V)	U_{za}	255 V	290 V	400 V	160 V
Starter gyújtó feszültség (U_a = 0V)	U_{za}	85 V	80 V	80 V	71 V
Anód ívfeszültség	$U_{ia/k}$	70 V	62 V	70 V	61 V
Starterívfeszültség	$U_{is/k}$	60 V	60 V	60 V	60 V
Anódáram	I_a	25 mA	25 mA	25 mA	6 mA
Anódcsúcsáram	I_{amax}	100mA	100mA	100mA	24mA
A gyújtáshoz szükséges starteráram	I_s	50 μA	50 μA	100μA	50 μA
U_a anódfeszültség		140 V	140 V	230 V	130 V
Kivitel		oktál	miniatűr	miniatűr	szubminiatűr

* *A Z 501 T cső két starterelektródával készült.*

A tiszta fémkatódú csövekből is sok típus került már kifejlesztésre, azonban standard típus ezek közül nem alakult ki. Több típusnál két starterelektrodát építettek be, amely egyes kapcsolásoknál két szétválasztható vezérlő áramkör kialakítását teszi lehetővé.

A tiszta fémkatódos csöveknél igen fontos az, hogy a csőben megfelelő számú töltéshordozó legyen, mivel e katódoknál az elektron kilépési munka jóval nagyobb, mint az aktivált katódú csöveknél. A töltéshordozók számát ezért meg kell növelni. A legtöbb esetben azonban külső fény vagy egyéb sugárzás ehhez nem elégséges. A töltéshordozók számát más módon és hatásosabban kell növelni. E célból többnyire egy további segédelektródot, az ún. előionozó elektródot alkalmazzák, amely tartós segédkisülést hoz létre 10—20 μA ionozó árammal. Az előionozó elektród kivül esik a főkisülés terén, legtöbbnyire a katód mögé helyezik, hogy a főkisülést üzemközben ne zavarja (*28. ábra*).

A töltéshordozók számának növelését újabban egy-két típusnál rádioaktív anyagoknak a csőbe való beépítésével is megkíserelték. A legtöbb esetben tritiumot építettek a csőbe,

28. ábra. Tiszta fém katódos relécső

amely lágy β sugarakat bocsát ki és felezési ideje kb. 12 év.

A megvalósított csőtípusok majdnem kizárólag miniatűrcsövek.

Háromelektródás csőtípusok (anód, starter, katód) a GR 16, GR 17, GR 19, ER 1, ER 2, ER 21, XC 2, XC 11, Z 801 U, Z 802 U, Z 804 U, G 1/235. Előionozó elektróddal (*h*) készültek a GR 15, GR 18, Z 70 U, Z 803 U, ST 91 K, ST 92 K, LZ 10/1031, GTE 175 M és a Z 862 típusok.

Két starterelektródája van 10 TE 9-nek, két starter és egy előionozó elektródája van a GR 20, GR 21, ER 3, Z 860 és a 7861 típusnak.

E csövek legtöbbnyire neonnal vannak töltve és a főkisülés gyújtási feszültsége egyenfeszültségű üzemekben kb. 300 V, váltakozó áramú üzemben pedig kb. 450 V vagy ennél nagyobb. A starter elektród gyújtási feszültsége az összes típusoknál egységesen kb. 140—150 V. Az ívfeszültség 105—115 V. A nagyobb gyújtó- és ívfeszültségek hátrányával szemben előny viszont e csövek igen hosszú élettartama. E csövekből igen sok típus szubminiatűr kivitelben készül flexibilis huzal kivezetésekkel, amelyeket a készülékbe beforrasztanak.

A molibdénkatódos csövek élettartamcsökkenés veszélye nélkül igen rövid ideig 1—2 amp. terhelést is elviselnek.

Külön kiemelendő a GR 19 csőtípus, amely konstrukciója révén elektrométercsőként használható. A starterelektród felül, a szívócsövön keresztül van kivezetve. A katód-starter elektródák szigetelési ellenállása nagyobb, mint 10^{14} ohm. A szokásos Kipp-kapcsolásban a starterkör már 10^{-12} amp. árammal is vezérelhető. Sugárzásvédő készülékekben ionizációs kamrával kapcsolva használják.

A 7. *táblázat* egypár tiszta fémkatódos csőnek a jellemző adatait mutatja.

7. táblázat

Egyes tisztafémkatódos relécsövek adatai

Típus	GR 15	GR 17	GR 21	ST 91 K	Z 70 U	Z 804 U
Anódgyújtó feszültség U_{az} (U_s = OV)	315 V	520 V	320 V	300 V	330 V	500 V
Startergyújtó-feszültség U_{zs} (U_a = OV)	130 V	130 V	145 V	145 V	145 V	125 V
Anódívfeszültség $U_{ia/k}$	107 V	113 V	110 V	110 V	118 V	115 V
Starter ívfeszültség $U_{is/k}$	103 V	110 V	105 V	103 V	110 V	108 V
Anódáram I_a	40 mA	40 mA	8 mA	25 mA	3 mA	40 mA
A gyújtáshoz szükséges starteráram I_s	10 μA	500 μA	50 μA	100 μA	20 μA	50 μA
Startertávolság/ előionozó elektródatávolság	1/1	1/—	2/2	1/1	1/1	1/1
Kivitel	9 csapos miniatűr	9 csapos miniatűr	szubminiatűr	7 csapos miniatűr	szubminiatűr	9 csapos miniatűr

Relécsőkapcsolások

Az anód minden kapcsolásban egy R_a ellenálláson vagy jelfogón keresztül kapja az üzemi feszültséget. Ennek kisebbnek kell lennie a főkisülés közvetlen gyújtófeszültségénél, aminek következtében a cső starterhatás nélkül lezárt állapotban marad. A cső kioltása, a többi gáztöltésű csőhöz hasonlóan történik úgy, hogy az anódfeszültséget rövid időre meg kell szakítani. Ez az anódra küldött negatív feszültségimpulzus útján is történhet, amely az anódfeszültséget a gyújtás feszültsége alá szorítja. A kioltást egyébként váltakozó feszültséggel is végezhetjük. Ez utóbbi esetben a csövet minden pozitív félperiódusban újra kell gyújtani.

Aktivált katódú csöveknél a szükséges üzemi feszültség 180—200 V, a tisztafémkatódos csöveknél pedig 250—280 V. Ez utóbbiaknál váltakozóáramú üzem esetén a szükséges feszültség 180—250 V eff. Figyelembeveendő, hogy az R_a ellenállás feladata az is, hogy a fellépő anódáramot korlátozza. Ismeretes, hogy a gáztöltésű csövek belső ellenállása igen kicsi és az anódáram nagyságát a külső kapcsolási elemek ellenállása határozza meg. Az előtétellenállás nagysága ezért:

$$R_a = \frac{U_B - U_{ia/k}}{I_a}, \qquad (12)$$

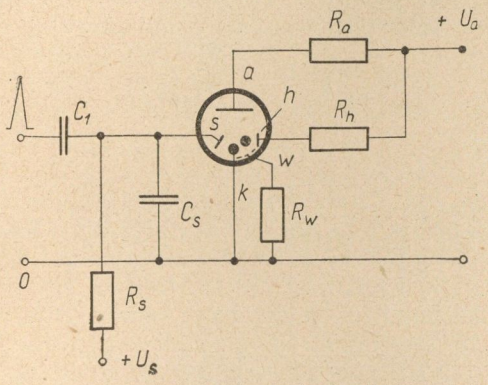
ahol U_B az üzemi feszültség. $U_{ia/k}$ az anód és katód közötti ívfeszültség. A starter-katódon levő előfeszültségnek hasonlóképpen a gyújtási feszültség alatt kell lennie. Ha e feszültséget egy pozitív feszültségimpulzus rövid időre pozitívabbá teszi, akkor a starterelektród gyújtani képes. Ha pedig a starteráram elég nagy, akkor az anód át fogja venni a kisülést. A gyújtáshoz szükséges áramok nagyságát az átviteli karakterisztika (*25. ábra*) mutatja. R_s ellenállás értékének megválasztásakor figyelembe kell venni azt, hogy nagy értéknél kisebb impulzusok nem képesek elég nagy starteráramot kialakítani és így gyújtás nem következik be. Ezenkívül figyelembe kell venni azt is, hogy az üzemeltetés során a gyújtáshoz szükséges áramok nagysága bizonyos határok között megváltozhat.

Az 5823 típusnál pl. U_a = 140 V feszültségnél a gyújtáshoz szükséges starteráram átlagosan 40 μA, ez azonban a tartós használat folyamán 400 μA-ig is megnőhet.

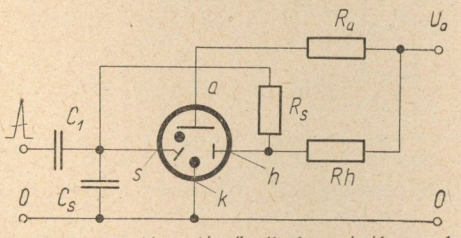
A cső ionizációs ideje kb. 20 μsec. Igen rövid feszültségimpulzusok ezért a csövet nem tudják kioltani. Ha igen érzékeny kapcsolást akarunk építeni, igen kis vezérlő áramokkal, mint pl. ez a GR 19 csővel történik, úgy kompromisszumot kell kötni: vagy igen kis vezérlési időket kívánunk viszonylag nagy áramokkal, vagy megelégszünk késleltetett kapcsolással, de igen kis vezérlőáramokat alkalmazunk. A starter-katódelektródákkal párhuzamosan kapcsolt C_s kondenzátor (max. 5 nF) elősegíti a gyújtást. E kondenzátor az előfeszültség potenciáljára töltődik fel és a feszültség-

impulzus fellépésekor lassan továbbtöltődik addig, míg a gyújtáshoz szükséges feszültséget elérte. Ezután kisül a starterkörön keresztül. Közben rövid ideig néhány mA áram fog a körben folyni, amely az anódkörben biztos gyújtást eredményez. Az anódáram csúcsértéke a legtöbb csőnél max. 100 mA. A starterkör előfeszültségét aktivált katódú csöveknél kb. 60 V-ra, tisztafém katódú csöveknél pedig kb. 100 V-ra célszerű beállítani. Mindkét esetben rövid ideig tartó, 40—50 V amplitudóval bíró feszültségimpulzus biztos gyújtást eredményez. A *29. ábrán* feltüntetett segéd, vagy előionizáló elektród (*h*) csak tisztafém katódú csöveknél kerül beépítésre, 10 MΩ nagyságú előtétellenálláson keresztül, az anódhoz kapcsolva.

Ezeknél a csöveknél a starterelőfeszültség igen egyszerűen előállítható úgy, hogy a segédkisülés ívfeszültségét mint stabilizált előfeszültséget lehet felhasználni. C_s kondenzátor R_s ellenálláson keresztül feltöltődik kisebb feszültségre, mint a gyújtási feszültség. Ekkor a C_s kondenzátorra érkező impulzus a csövet begyújtja. Így elhagyható a starterkör külön előfeszültségét szolgáltató áramforrás (*30. ábra*).



29. ábra. Elvi kapcsolás relécső alkalmazásához



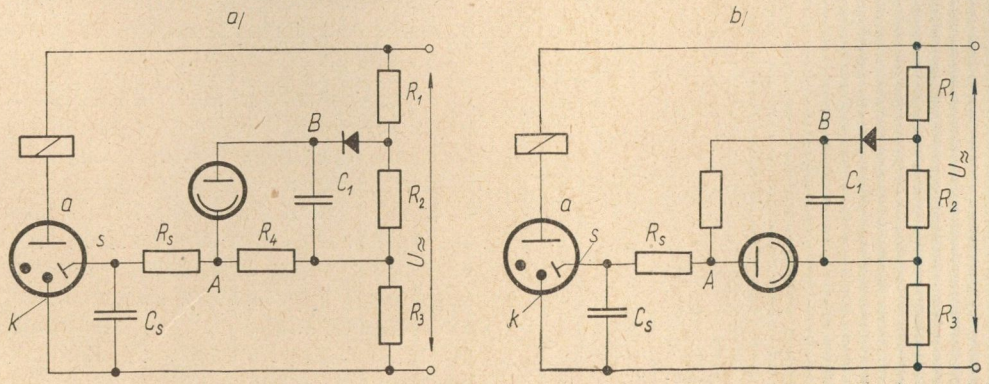
30. ábra. Elvi kapcsolás relécső alkalmazásához. A starter előfeszültséget az előionizáció töltése biztosítja

Tisztafém katódú csöveknél, amelyek katódporlasztás útján tükrözéssel vannak ellátva, falkontaktust képeznek ki, amely egy 1—2 MΩ nagyságú ellenálláson (R_w) keresztül a katódhoz van kötve. Ez a csövet árnyékolja és a külső szórt mezők hatásától megóvja.

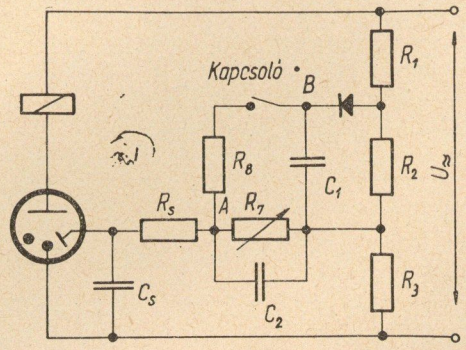
Az alábbiakban bemutatásra kerül néhány alapvető kapcsolás, amely elsősorban az ipari elektronika területén nyer felhasználást. Igen gyakran fotocellákkal vezérlik a relécsöveket, a fotocelláknak ugyanis szintén hosszú élettartama van és így a felépített vezérlő-egység nagy üzembiztonságot eredményez. A vezérlés alapja az, hogy ha a fotocellára fénysugár esik, vagy a ráeső fénysugár megszakad, a relécső begyújt. A *31/a. ábra* az első esetet mutatja. Itt R_3 feszültségosztó ellenállásra 50—60, illetőleg 90—100 volt feszültség kerül, ha R_1, R_2 és R_3 ellenállásokat megfelelőképen méretezték. Ez a feszültség nem elegendő a starterelektród gyújtásához. Ha a fotocellára fénysugár kerül, *A* pont feszültsége megnövekedik az R_4 ellenálláson átfolyó fotocellaáram okozta feszültségesés miatt. C_s kondenzátor ekkor lassan feltöltődik a starterkör gyújtófeszültségéig, a gyújtás után kisül és begyújtja az anódot. Ha C_s kisebb, mint 5 nF, akkor C_s és a starterelektród közé kapcsolt védőellenállás elhagyható.

A fordított esetet a *31/b ábra* szemlélteti, amikor a fotocellára eső állandó fénysugár kimarad és ez a relécső gyujtását eredményezi. Itt R_4 és a fotocella szerepet cserél. Míg a fotocellát fény éri, a fotocella árama R_4 ellenálláson feszültségesést idéz elő, így *A* pont feszültsége kisebb, mint a starterelektród gyújtási feszültsége. Ha a fénysugár megszakad, *A* pont feszültsége emelkedik és nagyobb lesz, mint *B* ponté. Ekkor a starterkör, majd az anódkör begyújt.

További alkalmazási terület az időkapcsoló. Fentebbi kapcsolást egy kissé átalakítva: R_4 ellenállás helyébe meghatározott időállandójú *R—C* tagot (R_8, R_7 és C_2), a fotocella helyébe pedig mechanikus kapcsolót téve, időkapcsolót kapunk (*32. ábra*). A kapcsoló zárásakor C_2 feltöltődik, R_8 és a változtatható R_7 ellenállástól függően C_1 kondenzátor feszültségéig (*B* pont). *A* pont feszültsége akkor a starterelektród gyújtási feszültségéig emelkedik. Ilyen módon igen egyszerűen elő lehet állítani olyan időkapcsolókat, amelyek a beállítástól függően néhány milliszekundumtól több percig tartó időkéséssel kapcsolnak.



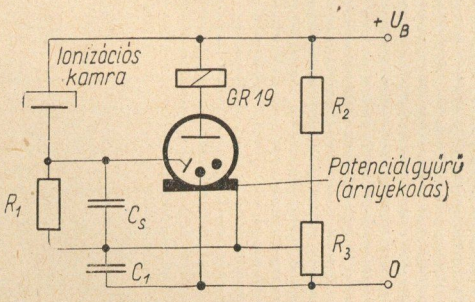
31. ábra. Elvi kapcsolás fotocellával vezérelt relécső alkalmazásához *a)* gyújtás fénysugár hatására, *b)* gyújtás fénysugár megszüntekor



32. ábra Időkapcsoló elvi kapcsolása. A relécső egy R—C tag bekapcsolásakor gyújt

Relécsövekkel egyszerűen építhetők számoló egységek is (*33. ábra*). Egy n láncszemből álló egység működése a következő: legyen pl. a 2-ik cső begyújtott állapotban. Ekkor R_{k2} ellenálláson feszültségesés lép fel és a 2-es cső katódja a 0 feszültséghez képest pozitív lesz. Ez a feszültség R_{s3} ellenálláson keresztül átkerül a következő cső (3) starterelektródájára és ott a megfelelő (60—70 V, illetőleg 90—100 V) feszültséget állítja elő. Ha ekkor az összes starter elektródára pozitív feszültségimpulzus érkezik C—C_n (kb. 100 pF) kondenzátorokon keresztül, akkor csak a pozitív feszültségre előfeszített 3-as cső starterelektródája fog gyújtani, amennyiben az érkező feszültségimpulzus nagysága úgy van megválasztva, hogy a csövek starterelektródáit önmaga nem tudja begyújtani. Ekkor C_{k3} kondenzátor kisül, és első pillanatban rövidzárként hat. A 2-es csőnél ugyanekkor C_{k2} feltöltődik és így a 3-as cső gyújtásánál a 2-es cső anódfeszültsége a kioltási feszültség alá esik és kialszik. Minden további impulzus tehát a kisülést a következő csőhöz továbbítja. Ilyen módon sok csövet lehet egymásután láncba vagy körbe kapcsolni (számoló dekádok), amikoris az n-dik katód R_{sn+1} ellenálláson keresztül az első cső starterelektródájához kerül. Ha csak két csövet kapcsolunk össze, úgy egy bistabil multivibrátort kapunk.

A *34. ábra* sugárzás védőkapcsolást mutat a GR 19 elektrométercső alkalmazásával. Mivel e csőnek igen nagy a szigetelési ellenállása ($> 10^{14}$ ohm), lehetségessé válik C_s kondenzátort 10^{-12} amp. árammal feltölteni, anélkül, hogy az a starterkör szigetelési ellenállásán keresztül kisülne.



34. ábra. Sugárzásvédő készülék elvi kapcsolása GR 19 relécsővel

Számláló és kapcsoló csövek

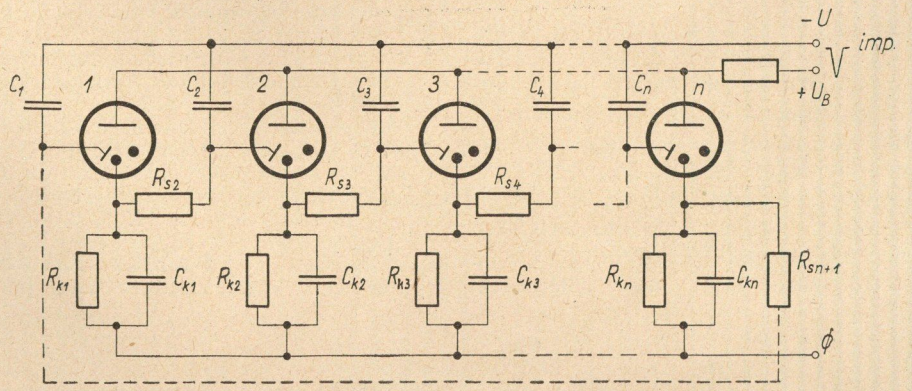
Amíg a relécsövek kb. 10 éves múltra tekintenek vissza, addig a számlálócsövek kifejlesztése alig 4—5 évvel ezelőtt kezdődött. Ennek ellenére jelenleg már nagyszámú csőtípus ismert, amelyek közül a DZ10, GC 10 B. GC 10/4 B, GC 12/4 B, GC 10/2 P, GC 10 D, GS 10 D, GS 12 D, G 10/271 G, G 10/241 E, 6909, 6910, 6167, 1047, GR 10 A, AB 105 és a 6844 a legelterjedtebbek.

E csöveknek tisztafém katódjuk van (molibdén, nikkel), az aljazatuk oktál, duodekál vagy diheptál kivitelű, attól függően, hogy számláló- vagy számláló-kapcsoló csőről van-e szó. A számláló csöveknél csak a 10-ik katód kerül külön kivezetésre a következő dekádra való csatlakozás céljából. A számláló-kapcsoló csöveknél minden katód külön van kivezetve, és az utolsó katódellenálláson jelentkező feszültségimpulzus vihető át további kapcsolási feladatok elvégzésére.

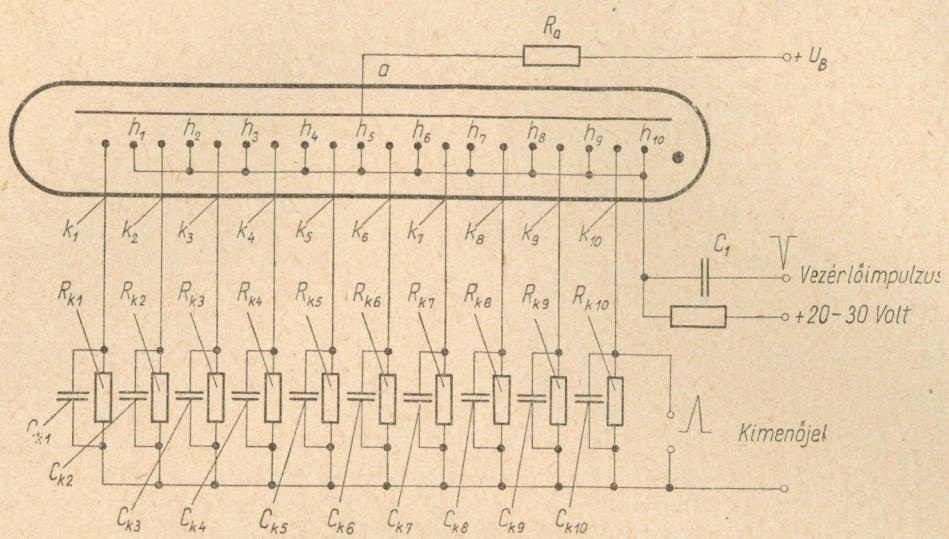
Minden csőbe 10 kapcsoló egység kerül beépítésre, kivétel csak a GC 12/4 P és a GS 12 D, amelyeknek 12 kapcsoló eleme van. Egyes csőtípusok héliumgáz töltésűek, anódáramuk 0,5—1 mA, kapcsolósebességük eléri a 25 kHz-t. A Sylvánia gyártmányú 6909 és 6910 csövek hidrogéngáztöltésűek, kapcsolósebességük 100 kHz. A csőtípusok legnagyobb része azonban neontöltésű, kapcsoló sebességük 3—4 kHz és az anódáramuk egységenként kb. 8 mA.

E csövek alkalmazási területe: elektronikus számológépek, szortírozó berendezések és elektronikus távválasztó berendezések.

A számláló és kapcsoló csövek felépítésére jellemző a közös anóddal szembenálló 10—12 különálló, rúdalakú katód és a köztük elhelyezett



33. ábra. Számláló lánc elvi kapcsolása relécsövekkel



35. ábra. Számláló lánc elvi kapcsolása számláló dekád csővel

egy-egy segédanód. Annak érdekében, hogy a kisülés mindig a megkívánt irányban haladjon végig a csövön, a katódok és a segédelektródák geometriai elhelyezkedése aszimmetrikus. Ilyen csövekkel egyirányban lehet számlálni. Az angol dekatroncsöveknél katódonként két segédelektród nyer elhelyezést. A beérkező impulzus ezeken kettéoszlik és a második még ezenkívül késleltetve kerül bevezetésre. Aszerint, hogy az első vagy a második segédelektród csoport kapja-e elsőként a késleltetésnélküli impulzust, fog a cső előre, vagy hátra számlálni. Az ilyen csöveknél a katódok és segédelektródok elhelyezése szimmetrikus.

Ha a számlálócső anódja és a 0 pont között egy gyújtófeszültség nagyságú feszültségimpulzus lép fel, akkor csak egy egység gyújt a csövön belül. Az anód és katódellenálláson (R_a, R_k) ekkor feszültségesés lép fel, a kapcsoló egység kialszik és a következő egységet begyújtja (*35. ábra*). A segédelektródák a csövön belül össze vannak kötve és 20—30 V pozitív feszültségre vannak kapcsolva, így egyik segédelektród sem gyújt. Legyen pl. k_3 ág először begyújtva és érkezzék a segédelektród csoportra negatív feszültségimpulzus (40—50 V). Ekkor az előionozott h_2 vagy h_3 szakasz gyújtani fog. Mivel a katódok és segédelektródok elhelyezése az egyirányú továbbkapcsolás érdekében aszimmetrikus, a kisülés h_3-ra fog átmenni. Az anódfeszültség ezután k_3 szakaszon a kioltási feszültség alá csökken. Az impulzus végén a viszonyok újból megfordulnak. A segédelektród csoport pozitív előfeszültsége újból hatásossá válik, az anódfeszültség újból emelkedni kezd, az előionizált k_4 szakasz működésbe lép. C_{k4} kondenzátor kisül, első pillanatban rövidzárt létesít R_{k4} ellenállás sarkain, ami által az anódfeszültség k_4 szakaszon csökken és h_3 szakaszon kiolt. A kisülés átugrása k_3 szakaszra az aszimmetrikus elrendezés és a feltöltött C_{k3} kondenzátor miatt nem lehetséges. Ilyen módon minden további negatív feszültségimpulzus a kisülést egy következő szakaszra viszi át.

20—25 kHz-nél nagyobb számlálófrekvencia esetén a számláló csövek elé egy, vagy több bistabil multivibrátort, vagy flip-flop fokozatot szoktak kapcsolni vákuumcsővel. Az előfokozatok működésének láthatóvá tételét jelző, vagy regisztráló csövek hozzákapcsolásával lehet elérni. Ezek külsőleg hasonlítanak a számlálócsövekhez, azonban nem tartalmaznak segédelektródokat. A jelzőcsövek katódját összekapcsolják a vákuumcsövek anódjával és ezeknek munkaüteme szerint (zárt vagy nyitott állapot) fog a jelzőcső gyújtani vagy kioltani.

Távbeszélő berendezésekben nemesgáztöltésű kettős diódákat alkalmaznak tiszta fémkatóddal. A beszédáram közvetlenül a diódákra kerül. A kisülés egyik anódról a másikra kerülhet 1—2 volt feszültségváltozás esetén. A diódák belső ellenállása alig éri el az 50 ohmot. Csekély impedanciájuk különösképpen alkalmassá teszi elektronikus távválasztó berendezésekben való alkalmazásra.

IRODALOM

1. *K. L. Ran, H. Gawehn:* Fortschritte auf dem Gebiet gasgefüllter Schaltröhren. Elektronik 5. Jahrg. (1956) Heft 2. S. 29—34. Elektronik 5. Jahrg. (1956) Heft 3. S. 60—64.
2. *W. O. Henkel:* Das Kaltkatodenthyratron als Schaltelement. Elektronik 4. Jahrg. (1955) Heft 11.S. 263—266.
3. Neue Glimmrelais Elektronik. 5. Jahrg. (1956)
4. *H. Schnitger:* Gasentladungsröhren für die Fernsprech und Funktechnik. Der Fernmeldeingenieur. 9. Jahrg. (1955) Heft 1. S. 1—32.
5. Valvo-Spezialröhren-Briefe Nr. 2. Mai 1956.
6. A: E. G.-Elektronik Druckschrift RF 57107. Mai 1956.
7. *E. K. Aschmoneit:* Die Dekatron-Röhren-Gasgefüllte Zählröhren mit symmetrischen Katoden. Elektronik 5. Jahrg. (1956) H. 11. S. 301—306. Elektronik 5. Jahrg. (1956) H. 12. S. 329—332.
8. *A. H. Beek, T. M. Jackson:* A Novel Gas-Gap-Speech Switching Valve. Electronic. Eng. Jan. 1955. S. 7—12.

A visszaverődési tényező értelmezéséről

GÉHER KÁROLY, Budapesti Műszaki Egyetem, Elméleti Villamosságtan Tanszék

A visszaverődési tényező az áramkör komplex lezárása esetén nem mindig követhető fizikai képpel, mert értéke ilyenkor az egységnél nagyobb is lehet.

1. Bevezetés

A feszültség és az áram eloszlása a távvezeték mentén haladó hullámok segítségével írható le. Ha ilyenkor például a feszültséget pozitív és negatív irányban haladó hullámokra bontjuk, akkor a terhelés felé haladó hullámot tekinthetjük pozitív irányban haladó vagy beeső, a generátor felé haladót pedig negatív irányban haladó vagy visszavert hullámnak. A feszültség ilyen felbontása a jelenségek könnyebb szemléltetését teszi lehetővé. Értelmezése az általános esetre azonban bizonyos nehézségeket rejt magában. A felbontás fizikai értelmezésének nehézségére utal az is, hogy a negatív irányban haladó hullám amplitudója a pozitív irányban haladó hullám amplitudójánál nagyobb is lehet, más szóval a kétirányú hullámok között kapcsolatot teremtő $\mathbf{r} = \frac{\mathbf{U}^-}{\mathbf{U}^+}$ visszaverődési tényező 1-nél nagyobb értéket is felvehet (igazolása a 2. fejezetben).

A feszültség vagy az áram pozitiv és negativ irányában haladó hullámra történő felbonthatósága nem jelenti azonban egyben azt is, hogy a teljesítményeket is hasonlóan felbonthatjuk beeső és visszavert teljesítményekre. (Ezt részletesen a 4. fejezet tárgyalja.)

A következőkben a komplex impedanciával lezárt veszteséges tápvonal néhány problémájával foglalkozunk.

2. A visszaverődési tényező értéktartománya

A visszaverődési tényező definiáló egyenlete $\mathbf{Z} = \frac{\mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_0} = u + jv$ helyettesítéssel (ahol $\mathbf{Z}_2$ a terhelő impedancia, $\mathbf{Z}_0$ pedig a távvezeték hullámimpedanciája) a következő alakú lesz:

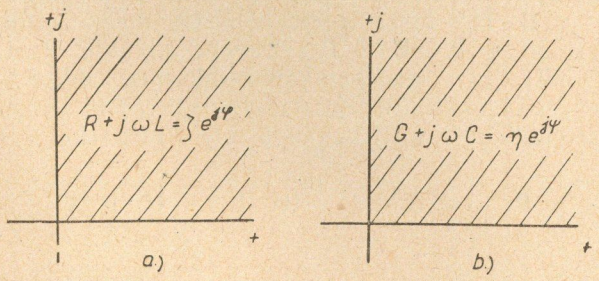
$$\mathbf{r} = \frac{\mathbf{U}^-}{\mathbf{U}^+} = \frac{\mathbf{Z}_2 - \mathbf{Z}_0}{\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_0} = \frac{\mathbf{Z} - 1}{\mathbf{Z} + 1} = \frac{u + jv - 1}{u + jv + 1} = \frac{jv + (u-1)}{jv + (u+1)}$$

$|\mathbf{r}| > 1$, ha $|u - 1| > |u + 1|$, ami bekövetkezik akkor, ha $u < 0$. A kérdés tehát az, hogy távvezeték esetén realizálható-e

$$u = \mathcal{R}e \frac{\mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_0} < 0\,?$$

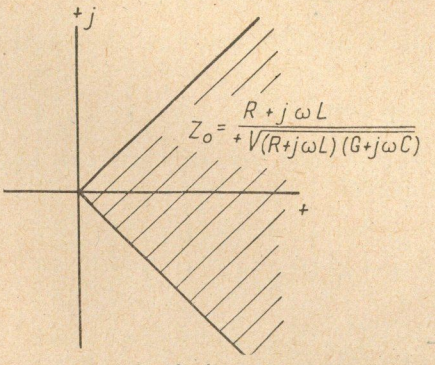
Először vizsgáljuk meg a hullámimpedancia értéktartományát:

$$\mathbf{Z}_0 = \frac{R + j\omega L}{+\gamma} = \frac{R + j\omega L}{+\sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}} = \frac{\zeta e^{j\varphi}}{+\sqrt{\zeta\eta}\, e^{j\frac{\varphi+\psi}{2}}} = +\sqrt{\frac{\zeta}{\eta}}\, e^{j\varphi/2}\, e^{-j\psi/2}.$$

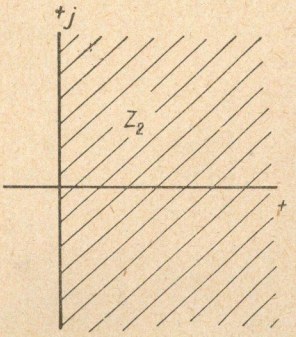


1. ábra

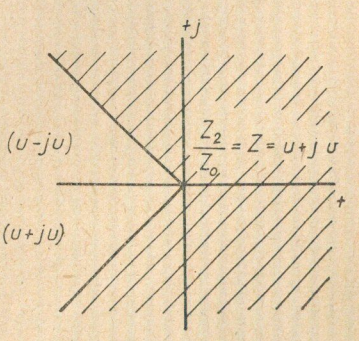
Az 1*a* és 1*b* ábrákra tekintve egyrészt láthatjuk ζ, η, φ és ψ jelentését, másrészt leolvashatjuk, hogy φ és ψ 0-tól $\frac{\pi}{2}$-ig változhat, amiből következik, hogy $\mathbf{Z}_0$ fázisa $\left(-\frac{\pi}{4}\right)$-től $\left(+\frac{\pi}{4}\right)$-ig vehet fel értékeket (2. ábra). Érdekes megjegyeznünk, hogy a hullámimpedancia nem vesz fel minden értéket a $\mathcal{R}e\,\mathbf{Z} > 0$ félsíkon, hanem csak olyanokat, amelyekre $|\mathcal{I}m\,\mathbf{Z}| \leq |\mathcal{R}e\,\mathbf{Z}|$.



2. ábra



3. ábra



4. ábra

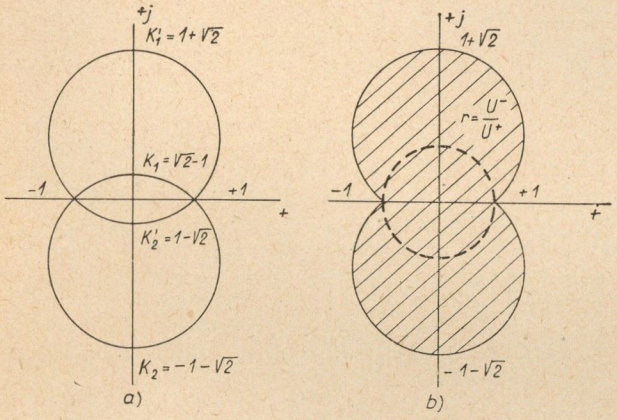
Mivel $\mathbf{Z}_2$ értéktartománya az egész $\mathcal{R}e\,\mathbf{Z} > 0$ félsík (3. ábra), $\frac{\mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}}$ értéktartománya a 4. ábrán látható tartomány lesz. Láthatjuk, hogy van $u < 0$ érték is.

Most nézzük meg azt, hogy mibe viszi át az $\mathbf{r} = \frac{\mathbf{Z} - 1}{\mathbf{Z} + 1}$ leképzés a 4. ábrán látható tartományt. Ismeretes, hogy a $\mathcal{R}e\,\mathbf{Z} > 0$ félsík az $\mathbf{r} = 1$ kör belsejébe kerül. Az $(u + jv)$ és $(u - jv)$ egyenesek a ± 1 pontokon keresztülmenő körökbe mennek át. A képzetes tengelyen fekvő pontjaikat a

$$kj = \frac{u + ju - 1}{u + ju + 1} \quad \text{és} \quad k'j = \frac{u - ju - 1}{u - ju + 1}$$

egyenletekből kapjuk (5*a* ábra)

$$k_{1,2} = -1 \pm \sqrt{2} \quad \text{és} \quad k'_{1,2} = 1 \pm \sqrt{2}.$$



5. ábra

Az 5*b* ábrán feltüntettük az $\mathbf{r}$ visszaverődési tényező értéktartományát és szaggatott vonallal berajzoltuk az $|\mathbf{r}| = 1$ kört is. Láthatjuk, hogy *a visszaverődési tényező 1-nél nagyobb értékű is lehet*

3. Példa

Az elmondottak illusztrálása céljából számítsuk ki a visszaverődési tényező értékét, ha a kis csillapítású vezetéket induktivitással zárjuk le. A 2., 3. és 4. ábrák alapján világos, hogy most $u < 0$ lesz, ami mint tudjuk, $|\mathbf{r}| > 1$ értékre vezet. Számszerűen:

$$\mathbf{Z}_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}\left[1 - j\left(\frac{R}{2\omega L} - \frac{G}{2\omega C}\right)\right] = K - jA$$

$$\mathbf{Z}_2 = jX.$$

Így

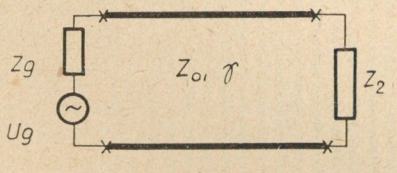
$$\mathbf{r} = \frac{\mathbf{Z}_2 - \mathbf{Z}_0}{\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_0} = \frac{jX - K + jA}{jX + K - jA} = \frac{-K + j(A + X)}{K + j(A - X)}$$

vagyis valóban

$$|\mathbf{r}| = \frac{\sqrt{K^2 + (A + X)^2}}{\sqrt{K^2 + (X - A)^2}} > 1.$$

4. Teljesítmények

A 6. ábrán láthatjuk, hogy milyen kapcsolásban táplálja a generátor a távvezetéken keresztül a $\mathbf{Z}_2$ terhelést. A fogyasztó teljesítménye komplex lezáró impedancia és veszteséges tápvonal esetén komplikált kapcsolatban van az $\mathbf{r}$ visszaverődési



6. ábra

tényezővel. $\mathbf{Y}_0 = \frac{1}{\mathbf{Z}_0} = G + jB$ helyettesítéssel a komplex teljesítmény a következő lesz:

$$\mathbf{P} = \mathbf{U}\mathbf{I}^* = P_h + jP_m =$$
$$= \mathbf{U}^+(1 + \mathbf{r})\mathbf{U}^{+*}\mathbf{Y}_0^*[1 - \mathbf{r}^*] =$$
$$= |\mathbf{U}^+|^2 Y_0^*[1 - |\mathbf{r}|^2 + 2j\,\mathcal{I}m\,\mathbf{r}].$$

A hatásos és meddő teljesítményeket szétválasztva:

$$\begin{aligned} P_h &= |\mathbf{U}^+|^2\{G[1 - |\mathbf{r}|^2] - B\,\mathcal{I}m\,\mathbf{r}\} \\ P_m &= |\mathbf{U}^+|^2\{G\,2\,\mathcal{I}m\,\mathbf{r} + B[1 - |\mathbf{r}|^2]\} \end{aligned} \qquad (1)$$

Most próbáljuk meg a teljesítményeket is felbontani pozitív és negatív irányban haladó teljesítményekre:

$$\mathbf{P} = \mathbf{U}\mathbf{I}^* = (\mathbf{U}^+ + \mathbf{U}^-)(\mathbf{I}^{+*} + \mathbf{I}^{-*}) = \mathbf{U}^+\mathbf{I}^{+*} +$$
$$+ \mathbf{U}^-\mathbf{I}^{-*} + \mathbf{U}^-\mathbf{I}^{+*} + \mathbf{U}^+\mathbf{I}^{-*}$$

Látjuk, hogy $\mathbf{U}^+\mathbf{I}^{+*}$ és $\mathbf{U}^-\mathbf{I}^{-*}$ mellett még fellépnek az $\mathbf{U}^-\mathbf{I}^{+*}$ és $\mathbf{U}^+\mathbf{I}^{-*}$ vegyes tagok is, és így a beeső és visszavert teljesítmény nem számolható egyszerűen a $\mathbf{P}^+ = \mathbf{U}^+\mathbf{I}^{+*}$ illetve $\mathbf{P}^- = \mathbf{U}^-\mathbf{I}^{-*}$ összefüggésekből. Ha megkívánjuk azt, hogy $\mathbf{P} = \mathbf{P}^+ + \mathbf{P}^-$ legyen, továbbá $\mathbf{P}^-$-t, $\mathbf{P}^+$-ból $+$, $-$ cserével kaphassuk meg, akkor a vegyes tagokat el kell osztanunk a beeső és visszavert hullám között, vagyis a teljesítményeket

$$\mathbf{P}^+ = \mathbf{U}^+\mathbf{I}^{+*} + \frac{1}{2}(\mathbf{U}^-\mathbf{I}^{+*} + \mathbf{U}^+\mathbf{I}^{-*})$$

és

$$\mathbf{P}^- = \mathbf{U}^-\mathbf{I}^{-*} + \frac{1}{2}(\mathbf{U}^+\mathbf{I}^{-*} + \mathbf{U}^-\mathbf{I}^{+*})$$

alakban kell definiálnunk. Ebben az esetben ugyanis valóban

$$\mathbf{P} = \mathbf{P}^+ + \mathbf{P}^-,$$

és $\mathbf{P}^-$, $\mathbf{P}^+$-ból $+$, $-$ cserével kapható. Az így definiált teljesítmények hányadosa

$$\frac{\mathbf{P}^-}{\mathbf{P}^+} = \frac{2\mathbf{U}^-\mathbf{I}^{-*} + \mathbf{U}^+\mathbf{I}^{-*} + \mathbf{U}^-\mathbf{I}^{+*}}{2\mathbf{U}^+\mathbf{I}^{+*} + \mathbf{U}^-\mathbf{I}^{+*} + \mathbf{U}^+\mathbf{I}^{-*}}.$$

Felhasználva, hogy

$$\mathbf{U}^- = \mathbf{r}\mathbf{U}^+, \qquad \mathbf{I}^+ = \mathbf{Y}_0\mathbf{U}^+, \qquad \mathbf{I}^- = -\mathbf{r}\mathbf{Y}_0\mathbf{U}^+,$$

kapjuk a „teljesítmény visszaverődési tényező" értékét:

$$\frac{\mathbf{P}^-}{\mathbf{P}^+} = \frac{-|\mathbf{r}|^2 + j\mathcal{J}m\,\mathbf{r}}{1 + j\mathcal{J}m\,\mathbf{r}}. \qquad (2)$$

Az általában komplex „teljesítmény visszaverődési tényezőnek" sem elvi, sem gyakorlati jelentőséget nem tulajdoníthatunk. A 6. ábrán látható kapcsolás esetén ugyanis nincs semmi értelme a teljesítmény beeső és visszavert teljesítményre való felbontásának.

Nézzük most meg a „teljesítmény visszaverődési tényező" értékét néhány speciális esetben.

a) Ideális távvezeték hatásos ellenállással való lezárása. Ekkor $B = 0$ és $\mathcal{J}m\,\mathbf{r} = 0$. Az (1) és (2) alatti egyenletek alapján:

$$P_h = |\mathbf{U}^+|^2 G\,[1 - r^2], \qquad P_m = 0, \qquad \frac{P^-}{P^+} = -r^2.$$

b) Veszteséges távvezeték hullámimpedanciával való lezárása. Ekkor $r = 0$

$$\text{és} \quad P_h = |\mathbf{U}^+|^2 G, \qquad P_m = |\mathbf{U}^+|^2 B, \qquad \frac{P^-}{P^+} = 0$$

Ezekben az esetekben egyszerűen értelmezhető eredményeket kaptunk, amelyek arra csábíthatnak, hogy a teljesítményt stacionárius esetben a pozitív irányban haladó hullámhoz tartozó beeső és a negatív irányban haladó hullámhoz tartozó visszavert teljesítményre bontsuk fel.

5. Összefoglalás

Eredményeinket összefoglalva megállapíthatjuk, hogy veszteséges tápvonal komplex impedanciával való lezárása 1-nél nagyobb visszaverődési együtthatóra vezethet, vagyis a negatív irányban haladó (visszavert) hullám amplitudója a pozitív irányban haladó (beeső) hullám amplitudójánál nagyobb lehet. A teljesítmények felbontása beeső és visszavert teljesítményre csak formálisan végezhető el és a beeső, valamint a visszavert teljesítmények hányadosa általános esetben $\mathcal{J}m\,\mathbf{r}$-től is függő komplex mennyiség.

Az említett nehézségek kapcsán felmerül az a kérdés, hogy mennyiben szabad a pozitív és negatív irányban haladó hullámokhoz mélyebb fizikai képet kapcsolnunk és beeső, illetve visszavert hullámokról beszélnünk. Az így felvetett kérdésre a következőképpen válaszolhatunk: A távvezeték áramát és feszültségét matematikailag pozitív és negatív irányban haladó hullámmal írjuk le. A beeső és visszavert hullámokkal való értelmezés azonban általános esetben nehézségekre vezet és a fizikai értelmezés csak speciális esetekben sikerül. Ezekben a speciális esetekben a jelenségekhez igen hasznos, szemléletes képet fűzhetünk, jóllehet a felbontást az általános esetben csupán matematikai fikciónak tekinthetjük.

Köszönettel tartozom dr. Simonyi Károly egyetemi tanárnak és Fodor György egyetemi adjunktusnak értékes megjegyzéseikért.

HÍRADÁSTECHNIKAI KERÁMIAI ANYAGOK ÉS GYÁRTMÁNYOK

A Híradástechnikai Tájékoztató Közlemények keretében folyó év decemberében megjelenik a fenti című háromkötetes könyv, mint kézirat.

A könyvet a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet Műszaki Tudományos Összefoglaló Osztálya a Tárcaközi Híradástechnikai Tanács megbízásából számos szakember közreműködésével szerkesztette.

A könyv tartalmából:

A híradástechnikai és villamosipari kerámiai anyagok rendszerezése, azok specifikációinak és tulajdonságainak részletes ismertetése.

A híradástechnikai és villamosipari kerámiai szigetelők részletes, méretezett rajzokban való bemutatása, specifikációkkal

(rudak, csövek, gyöngyök, gyűrűk, csatlakozó elemek, átvezetők, támszigetelők, antennaszigetelők, tekercstestek, biztosítók, kapcsolóelemek, csőfoglalatok, szerelő elemek és egyebek).

A kisfeszültségű kondenzátorok közül a tárcsa, cső, miniatűr, átvezető, behangoló típusok változatai, a nagyfeszültségűek közül is a korszerű típusok, specifikációikkal és rajzaikkal megtalálhatók.

Vakuumkerámiák méretezett rajzokkal.

Kerámiai anyagok jellemző tulajdonságainak mérési módszerei.

Kerámiai gyártmányok minőségi és átvételi előírásai.

A függelék rövid ismertetést ad a kerámiai anyagok tulajdonságainak összefüggéseiről, a kerámiai technológiákról. A technológiák ismertetésén belül számos ábrával bemutatja az alkatrésztervezés helyes irányelveit.

65 oldalon felsorolja a híradástechnikai és villamosipari kerámiai anyagok és gyártmányok bibliográfiáját.

Végül számos hasznos táblázatot (tűrések, megengedhető hibák, kondenzátorok választéka stb.), nomogramot és grafikont közöl, melyek a könyvben szereplő anyagok és gyártmányok alkalmazásakor segédeszközként igen jól felhasználhatók.

A könyv jellegénél fogva az anyagok és gyártmányok részletes ismertetésével az évtizedek óta hiányzó magyar kerámiai szakkatalógus szerepét is betölti. Rendszerezett anyagával a szabványosítás előfutárának tekinthető. A szerkesztés ideje alatt az Országos Szabványügyi Hivatal a könyv egyik fejezetét, a kerámiai anyagok mérési módszereit, MSZ 15747-56 szám alatt szabványerőre emelte.

A könyvet mintegy 480 oldal terjedelemben (kétharmad részében méretezett rajzokkal), három egészvászon kötésű kötetben offset papírra nyomva adjuk át az igénylőknek. Mindössze 500 példányban jelenik meg és *nyilvános könyvüzleti árusításba nem kerül.*

A könyvet főleg azoknak szántuk, akik a híradástechnikai és villamos iparágakban kerámiai szigetelőkkel és kondenzátorokkal vagy azok alkalmazásával foglalkoznak, de minden olyan híradástechnikusnak is ajánljuk, aki technikai műveltségét az elektrokerámiák területére is ki akarja terjeszteni.

Megrendelhető a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézetnél (VI., Eötvös utca 11/II. Telefon 420-927).

A csekély példányszámra való tekintettel az igényeket a beérkezés sorrendjében elégítjük ki.

A könyvet önköltségi áron bocsátjuk az érdeklődők rendelkezésére. Úgy hisszük, hogy az új kiadvánnyal az iparág egyik fontos területét rendszereztük és tettük hozzáférhetővé az érdekeltek számára.

Távírótorzításmérő

HORVÁTH LÁSZLÓ (Központi Távíróhivatal)

A nemrégiben kifejlesztett magyar gyártmányú távírótorzításmérő műszer tervezésével és alkalmazásával kapcsolatos problémák ismertetése. A teljesség érdekében előljáróban említés történik a távírótorzításról és annak fajairól, majd összehasonlítás végett egy külföldi gyártmányú torzításmérőről.

1. Távíróátvitel és távírótorzítás

Bármely távírókészülék vagy távíró-átviteltechnikai berendezés jóságát elsősorban a távírótorzítás szempontjából értékeljük. Egy távgépíró feladata az, hogy a kívánt távírójeleket torzításmentesen előállítsa s a beérkezett jeleket kiértékelje akármilyen nagy torzítással is érkeznek, ha azok információ tartalma elméletileg még megállapítható. A távíró-átviteltechnikai berendezésekkel szemben a kívánság az, hogy a távírójeleket egy helyről valamely más helyre juttassák el, vagy hogy a távírójeleket egyik fajtáról más fajtájúvá alakítsák át. Eközben a távírójeleknek torzítatlanoknak kell maradniok.

A torzítatlannak valamely kiadott jelet akkor nevezünk, ha a berendezés által előállított jelek hossza megegyezik az elméletileg megállapított jelhosszakkal. Az átvitelt akkor nevezzük torzításmentesnek, ha az átviteli rendszeren megérkező jelek hosszbeosztása megegyezik a rendszerre adott jelek hosszbeosztásával. Amennyiben ez a feltétel nem teljesül, a jeleket torzítottaknak nevezzük, illetve az átviteli útvonalra azt modjuk, hogy távírótorzítása van.

A híradástechnikában egyébként torzításokkal sok helyen találkozunk (nonlineáris torzítás, intermodulációs torzítás, lineáris torzítás, modulációs torzítás stb.). Ezeknek a megfogalmazása a távírótorzításéhoz hasonló elvekből indul ki. Egy hanggenerátor által kiadott jelet például akkor nevezünk torzításmentesnek, ha formája elméletileg megállapított (szinusz alakú). Egy demodulátor kapcsolás akkor torzításmentes, ha az átalakítás (a demoduláció) alkalmával a relatív modulációs mélység nem változik. Ha ezek nem állanak fenn, akkor torzítás lép fel. Nagyságának megállapítására természetesen a távírótorzítástól eltérő meghatározások vannak.

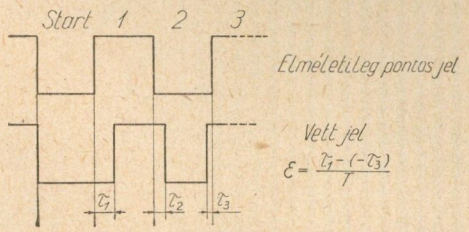
A továbbiakban a távírótorzításoknak csak azokkal a fajaival és problémáival foglalkozunk, amelyek a CCIT 2. sz. ábc-jével működő távgépírókészülékeknél és azok átviteli berendezéseivel kapcsolatban fordulnak elő.

2. A távírótorzítások felosztása

A távírótorzítást (továbbiakban torzítás) kétféle szempontból értékeljük és azokon belül — a létrehozó okoktól függően — több csoportra osztjuk.

21. Ritmikus torzítás

Valamely átviteli rendszeren mért torzítás, ha a rendszeren 50 Baud modulációs sebességgel vizsgáló jelet továbbítunk. A torzítás foka „viszony az elemi jel és az előjelre való tekintet nélkül mért legnagyobb eltérés között, amely fennáll a moduláció (vagy demoduláció) bármely, két jellemző időpont által határolt, tényleges és elméleti szakasza között."*



1. ábra

Az elemi jel hossza a távgépírórendszerben 20 ms. Az 1. ábrán egy elméletileg pontos és egy vett jel látható, mely a továbbítás folyamán torzult el. A τ_1, τ_2 és τ_3 időtartamok eltérések a pontos jelektől. A könnyebb áttekinthetőség kedvéért a jelek kezdetét egymás alá rajzoltuk. A valóságban bizonyos idő szükséges a jelek továbbításához, de ennek a torzítás szempontjából nincs jelentősége.

21.1. A ritmikus torzítások felosztása

A ritmikus torzítást aszerint, hogy fellépte a berendezés konstrukciós, illetve beállítási értékeitől vagy pedig véletlen jelenségektől függ, szabályos és szabálytalan torzításokra csoportosítjuk.

a) Szabályos torzítás. A szabályos torzítást további két részre bontjuk aszerint, hogy a torzítás oka a berendezés felépítéséből, vagy pedig a berendezés beállításából, esetleg a vonalon uralkodó állandó zavaró körülményekből adódik.

aa) *Egyoldalas torzítás.* Az jellemzi, hogy a jelátvitel folyamán előállt két jellemző állapot (szünet és jel) közül az egyiket — az elemi jelhez viszonyítva — állandó értékkel megnyújtja vagy megrövidíti.

ab) *Karakterisztikus torzítás.* A jelátvitel folyamán tranziensek által okozott torzítás, amely különböző jelkombinációkra általában más és más értékekkel jelentkezik.

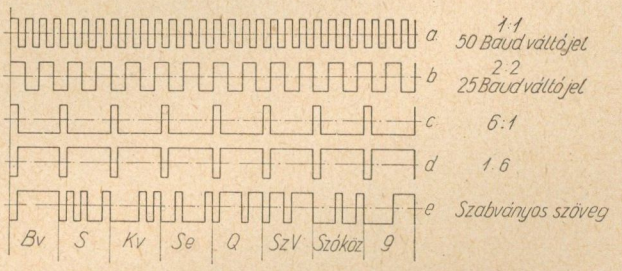
b) *Szabálytalan torzítás.* A torzításnak az a fajtája, amelynek oka véletlen jelenség.

21.2. A torzítások mérése

A ritmikus torzítások különböző fajtáinak elkülönítése egy adott átviteli útvonalon elég körülményes. A szétbontás elvégzése viszont fontos,

* Az idézőjelben közölt meghatározások a CCIT VII. teljes ülésen közzétett B1 sz. ajánlásból szószerint vettük, Régeni László fordításában.

mivel a különböző torzításokat más és más okok idézik elő és a hiba helyének megállapítása csak ezek ismeretében történhet meg megfelelő gyorsasággal. Az az eljárás használatos, hogy különböző vizsgáló jelekkel mérjük a távírótorzítást és így különítjük el a különböző torzításokat. Az első lépésben 50 Baud-os váltójellel mérünk torzítást (2. ábra). Erre a jelformára az átviteli rendszerek-



2. ábra

nek általában nincsen karakterisztikus torzításuk. A jelentkező torzítás, ha időben állandó értéket mutat, egyoldalas jellegű. Ha időben változik, szabálytalan vagy egyoldalas és szabálytalan torzítás egyidejűleg. A berendezések legnagyobb részénél valamilyen állítószerv áll rendelkezésre, amellyel az egyoldalas torzítás kiküszöbölhető. Az egyoldalas torzítás megszüntetése (a szabályozás) után amennyiben még torzítás marad, az szabálytalan jellegű. Jó átviteli berendezésen, melyet megfelelő útvonalon működtetünk, nem szabad szabálytalan torzításnak fellépnie.

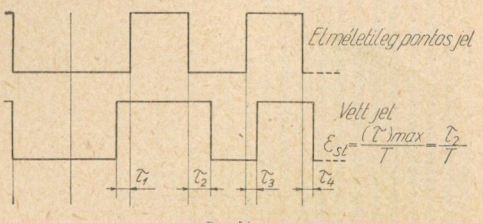
A karakterisztikus torzítás mérésére tulajdonképpen az összes lehetséges kombinációt ki kellene próbálni, hogy az átvitel során legkedvezőtlenebb torzítást vegyük figyelembe. Erre azonban nincs szükség, ha feltételezzük, hogy a jelek homlokának laposítására szolgáló szűrők, valamint a *VT* rendszer sávszűrőinek méretezése helyes volt, mivel bizonyítást nyert, hogy a 2. sz. *CCIT* code szerinti „ÜRES", T, O, M, V és „BETŰK" kombinációk egyenkénti és folyamatos adása mindenképpen tartalmazza a legkedvezőtlenebb tranzienseket.

Ezeken a kombinációkon belül az „ÜRES" és a „BETŰK" az, amelynek a legkedvezőtlenebb szokott a torzítása lenni. Ezeknél a jeleknél a jel és szünetimpulzusok aránya 1 : 6, illetve 6 : 1. A távgépírón történő levelezés közben ez az állapot nem fordul elő, hiszen az „ÜRES" kombináció nincs kihasználva, betűváltókat pedig nem szükséges egymásután használni. Ezért a CCIT tanulmányi bizottságai olyan jelkombinációt kerestek, amely különböző jelek egymásutáni adásainál a legkedvezőtlenebb tranziensek állnak elő. Úgy találták, hogy ez a „BETŰK", S, KOCSIVÁLTÓ, SOREMELŐ, Q, „SZÁMOK", SZÓKÖZ, 9, jelsorozatnál áll fenn. Ezt a jelsorozatot „szabványos szövegnek" nevezték el. Az erre a jelsorozatra meghatározott időn belül mért torzítást „szövegtorzításnak" nevezzük és valamely átviteli rendszer elsőrendű jellemzőjeként kezeljük.

22. Aritmikus vagy start-stop torzítás

Távírótorzításnak ez az értékelési formája figyelembeveszi a távgépíró működésének start-stop rendszerét és így ebből pontosan ki lehet értékelni, hogy az átviteli útvonalon megérkezett jelek milyen biztonsággal működtetik a távgépíró berendezést.

A start-stop moduláció torzítási foka „viszony az elemi jel és az az előjelre való tekintet nélkül mért legnagyobb eltérés között, amely fennáll a moduláció (vagy demoduláció) valamely jellemző időpont által határolt tényleges és elméleti szakasza között az öt közvetlen megelőző indító áramkép jellemző szakaszához képest". A 3. ábrán egy elméletileg pontos jel és egy torzított jel látható. Az ábrán jelölve van a start-stop torzítás nagysága.



3. ábra

A start-stop torzítás mérésére nem szoktak külön jeladó berendezést alkalmazni az átviteli vonal tulsó végén, hanem üzemben levő vonalra vagy készülékre kapcsolják rá a start-stop torzításmérő berendezést. A berendezés csatlakozása olyan, hogy ez a figyelés az összeköttetésen haladó jeleket nem zavarja.

3. A ritmikus torzítás mérése

A ritmikus torzításmérő berendezések két lényeges részből, az adó- és vevőrészből állnak. Az adórész feladata a vizsgálójelek előállítása, a vevőrész feladata pedig az érkezett jelek átalakítása olyan formába, hogy a torzítás, és annak nagysága észlelhető legyen.

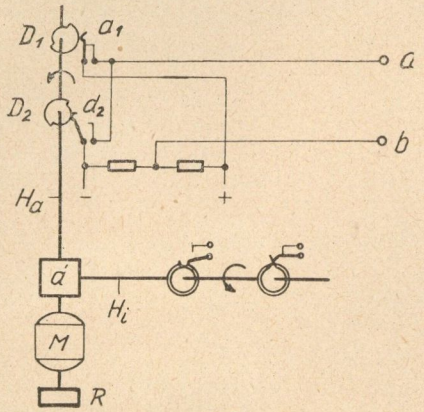
Kivitel szempontjából a torzításmérő berendezések három csoportba sorolhatók. A régebben gyártottak mechanikus kivitelűek, ebből a típusból a Siemens & Halske Taps 5g típusú torzításmérő berendezését ismertetjük vázlatosan. Részletes ismertetése a magyar szakirodalomban több ízben megjelent.

Későbbiekben a gyárak félig elektronikus, félig mechanikus rendszerű torzításmérőket gyártottak. Ezeknél a berendezéseknél a vevőrész általában elektronikus kivitelű. Az adórészben valamilyen formában lényeges mechanikai alkatrészeket, rendszerint motort alkalmaznak. A jelek pontosságát azonban itt is elektronikus áramkör határozza meg.

A harmadik csoportba a teljesen elektronikus kivitelű torzításmérők tartoznak. Itt legfeljebb az adó- és vevőrészben használnak egy-egy sarkított jelfogót, a többi feladatot elektronikus áramkörök oldják meg. A legnagyobb probléma ezeknél a berendezéseknél a vizsgáló szöveg elektronikus előállítása. Ebbe a csoportba tartozik az Elektrotechnikai Kisipari Szövetkezet (ELKISZ) által a HO—447. sz. magyar szabadalom alapján gyártott torzításmérő.

31. Siemens torzításmérő

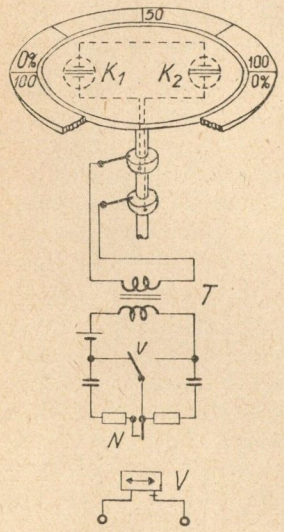
A berendezésre jellemző a kiváló mechanikus kivitel, a felmerülő problémákat igen precíz finommechanikával oldják meg. A vizsgáló impulzusokat két rugópár adja, amelyet egy-egy bütykös tárcsa vezérel (4. ábra). A bütyköstárcsát egy 1500/perc fordulatú motor forgatja, így a két félszegmensű bütykös-tárcsa a két érintkezőt felváltva 20—20 *ms* ideig tartja zárva. A két érintkezőre ± távírótelepet kötve, a másik két összekapcsolt rugón



4. ábra

50 Baud sebességű váltójelet kapunk. Az egyéb jelkombinációkat is ez az érintkező adja, de a + illetve — telep helyett egy lassabb forgású bütyköstárcsán elhelyezett rugók vezérlik az érintkezőket. Így ezeknek a vezérlő érintkezőknek nem kell túlságosan pontosan beállítva lenniök, mivel 20 *ms* idő (míg a másik félszegmenshez tartozó érintkező zár) áll rendelkezésre a vezérlés átváltására. Az előállított jelkombinációk (a 20 *ms*-os jelre vonatkoztatva) 1 : 1, 2 : 2, 1 : 6, 6 : 1 és a szabványos vizsgálószöveg.

A vevőrészben az indikálásra a főtengelyre szerelt tárcsa kerületén egymással szemben elhelyezett két parázsfénylámpa szolgál (5. ábra). A vizsgálandó jelek a berendezés vevőjelfogójára jutnak, amely minden átváltáskor — egy lökőtranszformátoron keresztül — a parázsfénylámpákat kigyújtja. Torzítatlan beérkező jelek esetén a jelváltások egymást 20 *ms*-ra, vagy ennek egészszámú többszörösére követik. Az 1500/perces fordulatszám miatt 20 *ms* alatt a tengely fél fordulatot végez, tehát a két parázsfénylámpa helyet cserél. Így a felvillanások egy helyen látszanak. Ha a jelek nem 20 *ms*, illetve ennek egész számú többszöröseire követik egymást, a felvillanások nem esnek egybe. A felvillanások közötti középponti szögeltérés egyenesen arányos a torzítással. 180°-os szög 100% torzításnak felel meg, vagyis 1% torzítás 1.8°, melyet egy forgatható skálán jelölnek be.

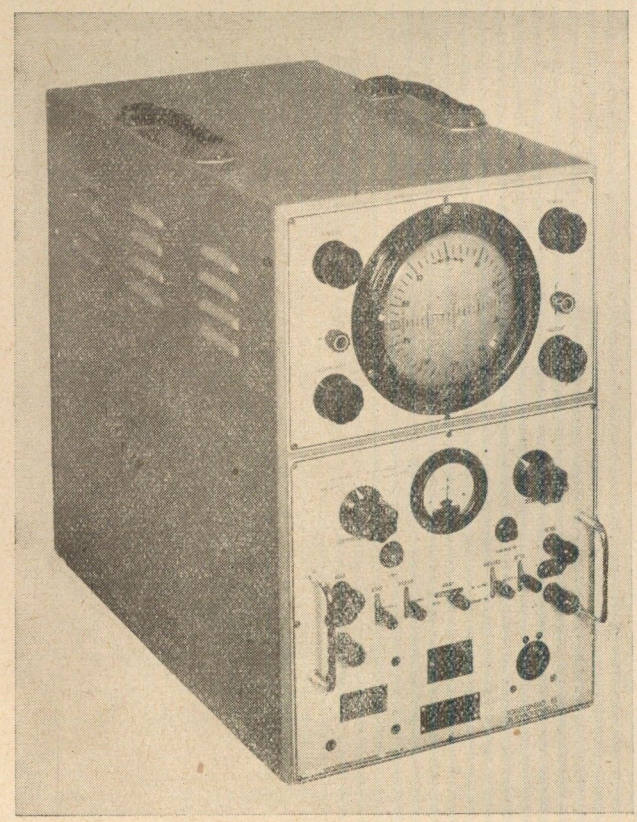


5. ábra

A berendezés igen gondosan megválogatott anyag felhasználásával és megfelelő precíz megmunkálással készül. Stabilitása kiváló. A leolvasási pontosság azonban — ellenállomással való mérés esetén — nem jobb, mint 1—2%, mert a főtengelyt hajtó motor regulátora forgószikraközös és emiatt a fordulatszám — egy fordulaton belül is — kissé változik.

32. Az ELKISZ típusú elektronikus torzításmérő (6. ábra)

A berendezés tervezésének időpontjában az országos távíróhálózatban mindössze néhány darab Siemens típusú torzításmérő volt használatban. Ezeket zömmel hurokmérésre és nemzetközi vizsgálatokra alkalmazták. Ekkor következett be a magyar előfizetői hálózat automatizálása. Ezáltal az egy összeköttetésben levő átviteli szakaszoknak a száma megnőtt. Az egy átviteli szakaszra megengedhető torzítás értékét csökkenteni kellett és csökkenteni kellett a távgépírók adás torzítását is. Mivel a régebbi típusú átviteli berendezések teljes kicseréléséről szó sem lehetett, a kívánt eredményt jobb szabályozással és gondosabb üzemvitellel kellett elérni. Ehhez szükségessé vált torzításmérő berendezések beszerzése. Mivel behozatalra nem volt lehetőség, hazánkban kellett ilyent kifejleszteni. Mechanikus megoldású műszert a szükséges gyorsasággal nem lehetett volna kivitelezni, mivel az ilyen kényes finommechanikai szerkezetekhez szükséges tapasztalat és a megfelelő anyag sem állott



6. ábra

rendelkezésre. Azonkívül a mechanikai kivitellel készült berendezés túlságosan költséges lett volna.

A berendezéssel szemben azt a követelményt támasztottuk, hogy minél kevesebbet térjen el az igen jól bevált Siemens gyártmányú műszertől. Ezt többé-kevésbé sikerült is megvalósítani. A leglényegesebb eltérés az, hogy a szerkesztett műszerrel a szabványos szöveg adása nem lehetséges. Ezt a hiányosságot új mérési eljárások bevezetésével kellett pótolni, melyet a 4. fejezetben ismertetünk.

A berendezés egyébként — hasonlóan egyéb gyártmányú torzításmérő berendezésekhez — egyben sarkított jelfogó vizsgálatára is alkalmas.

32.1. Műszaki adatok és felépítés

A berendezés blokksémája a 7. ábrán látható. Főbb műszaki adatai a következők:

Hálózati csatlakozás:
110/220 V 50 c/s ± 0,5%

Modulációs sebesség:
50 Baud ± 0,5%

Vizsgáló jelek:
1 : 1, 2 : 2, 1 : 6, 6 : 1, szünetáram, jeláram

Jelforma:
Szögletes; egyszeres- és kettősáram

Adástorzítás:
± 1% kettősáram, ± 2% egyszeresáram

Stabilitás ± 10% hálózati ingadozásra:
± 1% torzítás

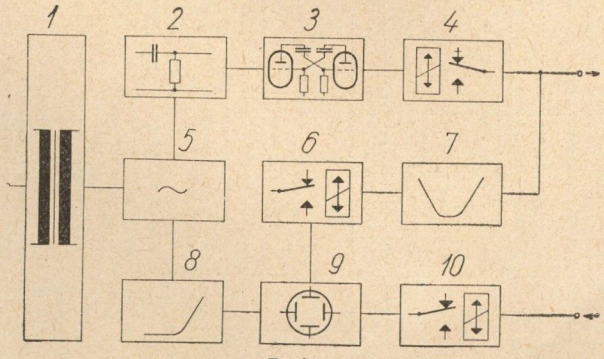
Kimenő csatlakozás:
± 30 V, 500 Ohm, kettősáramú jelekre; 0 Ohm egyszeresáramú jelekre.

Vétel mérési pontosság:
± 1%

Bemenő csatlakozás:
20 mA 1000 Ohm kettősáramú jelekre. 40 mA, 125 Ohm egyszeres áramú jelekre.

Jelfogóvizsgálat:

Vizsgálható jelfogótípusok:
Siemens Trls 43a Tbv 4/308
Siemens Trls 54a Tbv 4/726
Siemens Trls 64a Tbv 3402/1
Western CB2
Western CB3



7. ábra

1. Tápegység, 2. Szinkronizáló, 3. Multivibrátor, 4. Adójelfogó, 5. 50 c/s-u áramforrás, 6. Vizsgálandó jelfogó, 7. Sávszűrő, 8. Aluláteresztő szűrő, 9. Katódsugárcső, 10. Vevőjelfogó

Gerjesztő áramerősség:
Szinusz formájú, gyárilag előírt vizsgálati áramerősség

Gerjesztő feszültség:
30 V

Mérési pontosság:
± 1%

Maximális mérhető átváltási idő:
20%; tájékoztató jelleggel 30%

A berendezés három főrészből áll: az adórészből, a vevőrészből és a tápegységből.

32.2. Adórész

Az adórész által előállítandó jelsorozatok időtartamai az elemi jel egész számú többszörösei és egy jelsorozaton belül csak kétféle jelhossz fordul elő. Ezért a jel előállítására multivibrátort használtunk fel. A multivibrátor szinkronizálásáról természetesen gondoskodás történt, egy ikertriódás túlvezérelt erősítő, illetve differenciál fokozat segítségével. A szinkronizáló impulzusok egymástól való távolságának 20 *ms*-nak kell lenni, ez azt jelenti, hogy a túlvezérelt erősítő bemenetére 50 c/s frekvenciájú feszültséget kell juttatni. Felvetődik a kérdés, hogy erre a célra a hálózati feszültség felhasználható-e? Ez annál inkább is fontos, mivel — mint a későbbiekben látjuk — a vevőrész vezérlése is 50 c/s-u feszültséget kíván.

A követelmény e feszültséggel szemben az, hogy frekvenciája lehetőség szerint pontos és nonlineáris torzítása minél kisebb legyen. A frekvencia pontossága azért lényeges, mivel változása arányosan megváltoztatja a modulációs sebességet. A modulációs sebesség kisebb változása (1—2%) nem befolyásolja a mérés eredményét, de az ellenállomásnak is azonos modulációs sebességre kell állítania a mérőberendezését, mert különben a mérési eredmény kiértékelhetetlen. Hálózati feszültség felhasználása esetében a modulációs sebesség nem változtatható. Akkor lehet tehát frekvenciaváltozás szempontjából a hálózati feszültséget a műszerben vezérlésre használni, ha vagy biztosítva van, hogy a hálózati feszültség mindig pontos legyen, vagy ha kisebb változásokat (½—1%) megengedünk ugyan, de biztosítjuk hogy a mért vonal mindkét pontján ugyanakkora legyen a változás. Magyarországon — mint ismeretes — az összes jelentősebb város be van kapcsolva az országos erőátviteli hálózatba, így az ország bármely két városában két torzításmérő közötti szinkronizmust az erősáramú hálózat biztosítja. Több külföldi országban azonban nincs országos erősáramú hálózat. Ha ilyen helyen az egyes erőművek nem tartják be nagy pontossággal frekvenciájukat, akkor ezeken a helyeken hálózati vezérlésű torzításmérő nem alkalmazható.

A gyártó cégnek 5PU21 típusú belföldi célra készült torzításmérőjében hálózati vezérlés van, míg a jelenleg gyártás alatt levő, exportra készült szériában a vezérlést egy beépített 50 c/s-u RC generátor szolgáltatja. Így a mérés a hálózati frekvenciától független.

A multivibrátor anódkörében sarkított jelfogó van, amely az előállított jeleket visszaismételve a

vonalra adja. Lehetőség lett volna sarkított jelfogó helyett elektronikus áramkör alkalmazására, azonban ez részint bonyolultabb lett volna, másrészt pedig nem lett volna lehetőség egyszeres áramú adásra.

Jelfogó vizsgálat esetében a vizsgálandó jelfogó gerjesztéséhez szinuszos feszültségre van szükség. Ezt általában úgy szokták előállítani, hogy egy aluláteresztő szűrőt kapcsolnak az adójelfogó delejzára és vizsgáló jelfogó tekercse közé. A szűrő nem engedi át a harmonikusokat. Az esetleges telepaszimmetria azonban egyoldalas gerjesztést adhat a jelfogónak. Ennek kiküszöbölésére a berendezésbe sávszűrőt építettünk be, amely ugyancsak két induktivitást tartalmaz, mint a szokásos aluláteresztő szűrő, viszont a telepaszimmetria nem okoz téves gerjesztést.

32.3. Vevőrész

A vevőrész indikátora egy 5BP1A típusú katódsugárcső. A kitérítő elektródákra vezetett feszültségek segítségével 3000/perc sebességgel egyenletesen forgó elektromos erőteret állítunk elő a katódsugárcsőben. Ez azt jelenti, hogy az erőtér 20 *ms*, azaz 1 elemi jel időtartama alatt tesz meg egy fordulatot. A katódsugárcső fénye rácsán ki van oltva. A rácskörben még egy lökőtranszformátor is van, amely minden beérkező jelváltáskor egy felvillantó impulzust ad. Ez fénylő pont alapjában jelenik meg az ernyőn. Torzítatlanul beérkező jelek egymást az elemi jel egész számú sokszorosainak megfelelő időközben követik, így az ernyőn csak egy fénylő pont látható. Torzított beérkező jelek esetén több fénypont figyelhető meg és a két legszélső felvillanó pont közötti középponti szög egyenesen arányos a torzítással. Mivel a sugár fordulata 3000/perc, 360°-os szög felel meg 100% torzításnak, így 1% torzítás 3,6°. A torzítás értékei skálán olvashatók le. Belátható, hogy a skála kihasználása jobb, mint a mechanikus rendszerű 1500/perc tengelyfordulatú torzításmérőké, mivel itt a leolvasási pontosság azonos skálaátmérőt feltételezve kétszeres.

A forgó elektromos erőtér előállítására 50 c/s-u fázishasított feszültséget kell felhasználni, hogy a kívánt fordulatot elérjük. Itt a frekvencia-pontosságán kívül arra is figyelemmel kell lenni, hogy a kitérítő feszültség mentes legyen a harmonikus torzitástól, mert ellenkező esetben az erőtér egy fordulaton belüli forgási sebessége nem lesz egyenletes. Ez pedig azzal járna, hogy a skála egyenletlen lenne, illetve egyenletes osztás mellett a leolvasás lenne hibás.

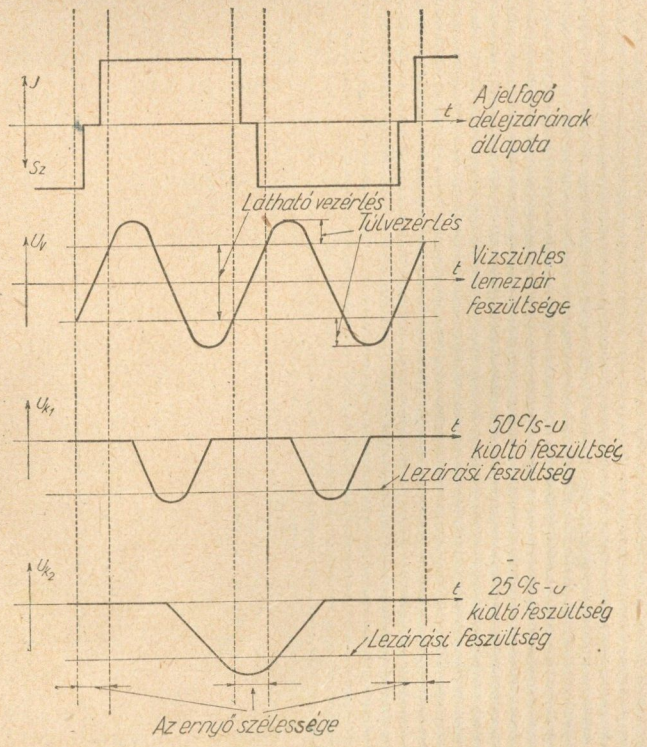
Egy átviteli útvonal mérésekor a két mérőberendezés modulációs sebességének feltétlenül meg kell egyeznie. Ha ez nem áll fenn, a vevőrészben a jelváltáskor keletkező felvillanások nem ugyanazon a helyen keletkeznek, hanem körben forognak. A két mérőberendezés egymáshoz képesti 1%-os eltérése a modulációs sebességben azt eredményezi, hogy a kép ½ fordulat/másodperc sebességgel forog. Az eltérés, ha kisebbmérvű, rontja a leolvasási pontosságot, ha nagyobbmérvű, lehetetlenné teszi a kiértékelést.

33.3. Jelfogóvizsgálat

A vizsgálandó jelfogó tekercsének gerjesztéséről a 32.1 fejezetben volt szó. A mérőberendezés „Jelfogótorzítás" üzemmódjában a vizsgálandó jelfogó delejzára és érintkezői a vevőjelfogó delejzára, illetve érintkezői helyébe kapcsolódik, így hasonló kép jelenik meg az ernyőn, mint torzításmérés üzemmódban.

A jelfogó átváltási idejének és egyéb adatainak mérésére a „Jelfogóvizsgálat" üzemmód szolgál. Ebben az esetben a jelfogó delejzára fémesen vezérli a katódsugárcső vertikális lemezpárját. A delejzár három jellemző állapotának (szünet, jel és lebegés) megfelelően három vízszintes vonal jelenik meg a katódsugárcsövön.

A horizontális lemezpárra olyan kitérítőfeszültség van vezetve, amely a kétszeres jelfrekvenciának felel meg. Ez ismét 50 c/s lesz. Ebben az esetben a jelfogó delejzár mozgási periódusának két felét egymásra rajzolva látjuk a katódsugárcsövön (8. ábra). A delejzár mozgásából csak az átváltási idő környezete érdekes, mivel mnden, a jelfogóra jellemző esemény ezen időtaitam körül történik. Emiatt nem szükséges a jelfrogó mozgásának egész oszcillogramját feltüntetni, hanem megfelelően meg lehet nyújtani a skálát. A berendezésen a skála hitelesített hossza 4 *ms*, azaz az elemi jel 20%-a. Ez viszont kevés lenne megfigyelésre, mivel pl. előfordul, hogy egy jelfogónak 25% átváltási ideje van. Ezért egy forgatógombbal az adórészbe vezetett szinkronfeszültség fázisa változtatható és így a delejzár működésének oszcillogramjából mindig más-más részlet figyelhető meg. Ebben az üzemmódban a jelfogó torzításának nagysága is leolvasható. A jelváltás jellemző időpontja ugyanis az a pillanat, amikor a delejzár az érintkezőhöz hozzáér. A torzítatlanság feltétele pedig az, hogy a



8. ábra

jellemző időpontok közötti időtartamok egyforma hosszúak legyenek. Az időtengely feszültségének kétszeres frekvenciája következtében a két jelváltást egymás fölé rajzolja a katódsugárcső. Amennyiben a két jelváltás nem fedi egymást, a köztük levő távolság a skála szerint arányos a jelfogó torzításával.

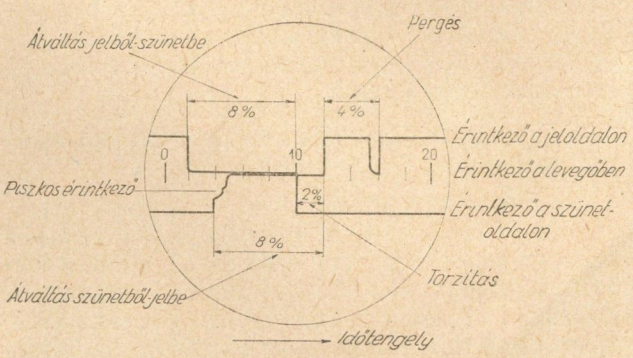
Ez a vizsgálati módszer az átváltási időn és a torzításon kívül mutatja a pergési időt és jelzi a kontaktusok szennyeződését is.

A stroboszkópos vizsgálati rendszerrel szemben igen nagy előnye ennek a módszernek az, hogy egy üzemmódban a jelfogó minden jellemző adatát egyszerre, igen szemléltető módon mutatja. A „Jelfogótorzítás" üzemmód gyors vizsgálatok elvégzésére alkalmas, nem szükségképpen kell használni. Természetesen a két üzemmódban különböző módon jelzett torzítási értékek egymással megegyeznek.

Az időtengely feszültségének előállítása 50 c/s-u áramforrásból, illetve hálózatból történik. A katódsugárcső vízszintesen kitérítő lemezpárjára olyan nagyságú szinuszos feszültség van vezetve, hogy a skála eleje és vége között a sugár futási ideje 4 *ms* legyen, így a színusz alakú feszültségnek csak a kezdeti, majdnem lineáris szakasza lesz felhasználva. A lineáristól meglevő kisebb eltérést a skála készítésekor vettük figyelembe. A sugár „visszafutása" ugyanannyi ideig tart, mint a felrajzolási idő, ezért — hogy a leolvasást ne zavarja — erre az időre a katódsugárcső fénye ki van oltva. Erre a célra is az 50 c/s-u áramforrást, illetve a hálózatot használtuk. Mivel felmerül néha annak a szükségessége, hogy a jel-szünet és a szünet-jel átváltást külön-külön szemléljük, a másik — nem kívánatos — kép kioltására egy kulcs segítségével lehetőség van. A kioltó feszültséget a jelfogó gerjesztéséhez használt 25 c/s-u feszültségből nyerik (9. ábra).

32.4. Tápegység

A tápegység feladata elég sokrétű. Az elektroncsövek fűtő, anód és gyorsító feszültségén kívül elő kell állítania a távírótelep feszültséget és a vezérlési célra szolgáló 50 c/s-u feszültséget. Az anód és gyorsítófeszültségek előállítása egyenirányító csövek segítségével történik, míg a kétszer 30 V-os távírótelepfeszültség egyenirányítását Graetz kapcsolású szelénegység végzi. Amennyiben a vezérlőfeszültséget a beépített generátor szolgáltatja, az egyenfeszültségek szűrése igen gondos, hogy az egyenáramra szuperponálódott morgási feszültség ne interferáljon a vele majdnem megegyező frekvenciájú vezérlő feszültséggel.



9. ábra

Az export célra készült kivitelbe beépített 50 c/s-u áramforrás két egységet tartalmaz, a generátorrészt és a végerősítőfokozatot. A generátor pentoda erősítőcsövet tartalmaz és R-C alkatrészekből épített fázistoló áramkör biztosítja a visszacsatolást. A rezgések stabilizálását a párhuzamos diódával megnövelt rácsáram biztosítja. Az ilyen kapcsolások a hálózati feszültséggel változó kimenő feszültséget adnak. Erre szükség is van, mivel a hálózati feszültség változással fordított arányban változik a katódsugárcső kitérítési érzékenysége. A két hatás egymást kompenzálja, így a kitérés nagyságának változása $\pm$ 10% hálózati feszültségváltozásnál alig mérhető. A fázistoló egyik tagjának kismértékű változtathatóságával a modulációs sebesség $\pm$ 2%-ot változtatható. A generátor R-C szűrőn keresztül csatlakozik a végerősítő csőre, melynek anódkörében kimenő transzformátor van elhelyezve. Negatív visszacsatolással stabilizálva van a végerősítőrész erősítése és így biztosítjuk a fokozat torzításmentességét is.

32.5. Tervezési és üzemviteli kérdések

A berendezés áramköreinek méretezésénél nem merültek fel különösebb problémák. Az alapul vett áramkörtípusok és azok számítási eljárásai általában megtalálhatók az egyetemi tankönyvekben.

A kivitelezésnél több nehézség adódott, leggyakrabban a nem megfelelő anyagminőségből. A berendezéstől megkívánt kis adástorzítás csak jó minőségű alkatrészekkel érhető el. A szinkronizáló feszültség nagyságát szabályozó belső potenciométerek kezdetben a műszer kisebb rázkódásaira is elmozdultak már, ezáltal megváltoztatva a kiadott jelek pontosságát. Kisebb áramköri módosítás után a potenciométerek már kevésbé érzékenyek a rázkódásra. Ugyancsak áramköri változtatással kellett segíteni azon a hibán, mely a katódsugárcső eltérítő elektródáinak rossz szigeteléséből adódott. Kezdetben szükségtelenül nagy elektródaellenállást alkalmaztunk, amelyen már kis szigeteléshiba is nagy feszültségesést okozott és a felrajzolt képet a képcső közepéről eltolta. Kisebb elektródaellenállást alkalmazva megszűnt a jelenség. Az üzemmódot és jelformát váltó két sokérintkezős kapcsoló Jaxley típusú kivitelben nem bizonyult stabilnak. Műszerkapcsoló beépítése vált szükségessé, amelynél érintkezési hiba csak igen ritkán fordul elő.

4. Egyéb mérési eljárások

Távírótorzításmérő berendezések elsősorban átviteli berendezések és útvonalak mérésére használatosak, ezenkívül rendszerint sarkított jelfogók vizsgálatára is alkalmasak. Mivel a 3.2 fejezetben említett okok miatt a hálózat bármely részén előforduló távírótorzítást csökkenteni kellett, a felmerülő nehézségeket az országosan legnagyobb példányszámban használatban levő ELKISZ típusú torzításmérőkkel kellett megoldani. Új mérési eljárásokat vezettünk be, melyek egyrészt a szak-

irodalomban már régebben ismert volt, másrésze pedig a műszer bevezetésével egyidejűleg került kidolgozásra.

41. Távgépíró adóérintkező beállítása torzításmérővel

A távgépíró adószerkezetének feladata az, hogy a billentyűzeten kiválasztott betűhöz tartozó áramképet az elméletileg helyes beosztásban — torzítatlanul — előállítása. Az adóérintkezők szabályozásánál ezek szerint leghelyesebb abból kiindulni, hogy a kiadott jeleknek torzítatlannak kell lenniök. A távgépíró konstrukciók adószerkezeténél a kiadott jeleket vagy mindig egy rugópár adja (Olivetti, Creed) vagy minden szelektív impulzust, valamint a start-stop impulzusokat külön-külön rugó állítja elő (Siemens, RFT, Lorenz, Teletype). Azonkívül a záróimpulzus lehet egy elemi jelhosszúságú (Olivetti, RFT, régebbi Siemens) vagy 1½ elemi jelhosszúságú (új típusú Siemens, Lorenz, Teletype). Mindegyik típus esetében alkalmazható a torzításmérő az adóérintkezők beszabályozására, de az eljárás bizonyos eltérést mutat. Itt csak a 20 *ms* záróimpulzussal és 6 adóérintkezővel rendelkező távgépíró szabályozása kerül ismertetésre.

A szabályozás megkezdése előtt a rugókat meg kell vizsgálni, hogy nincsenek-e szabálytalanul elgörbítve, beégve, bekormozva, vagy elpiszkolódva. Utána a távgépírót csatlakoztatjuk a torzításmérőhöz és a motor regulátorát úgy szabályozzuk, hogy a távgépíró és a torzításmérő modulációs sebessége megegyezzék. Ezután a start-stop érintkező záródását áramkörének megbontásával megakadályozzuk.

Az E betű áramképének folyamatos adásával az első szelektív rugónak 140 *ms*-ként 20 *ms* időtartamra zárnia kell. Ezt a torzításmérőn ellenőrizzük és szükség esetén az érintkező rugót szabályozzuk, míg 0 torzítást el nem érünk. Majd a csak a 2. szelektív impulzusnál záró kocsiváltójelet adjuk folyamatosan és hasonló módon szabályozunk. Ugyanezt a műveletet végezzük el a „SZÁMOK", „SOREMELŐ" és „T" kombinációknál, majd a start-stop érintkező áramkörének visszaállítása után a start-stop érintkezővel.

Ez utóbbi esetben az adóválasztó síneket a CCIT 2. számú abc-je szerinti 32. áramkép szerint kell beállítani. Ezután — amennyiben az adóérintkezőt vezérlő bütyköstengely nem sérült — bármilyen jelkombinációra 0 jeltorzításnak kell fellépnie. A gyakorlatban — kisebb pontatlanságok miatt — új gépeknél 2—3%, régebben használatban levő gépeknél 4—5% torzítás feltétlenül elérhető.

A mérési eljárás bevezetése lényeges javulást jelentett a távíróhálózatban és meggyorsította a távgépíró javítást.

42. Torzításmérés névadóra

Távíróhálózatunk nem rendelkezik elegendő számú start-stop torzításmérő berendezéssel. Ezért igyekeztünk e műszer helyett is a ritmikus torzításmérőket felhasználni. A mérés lényege az, hogy a vizsgálandó állomással távgépíró útján összeköttetésbe lépünk s egy tozításmérő berendezéssel párhuzamosan kapcsolódunk a vizsgáló távgépíróra. A vizsgálógép segítségével kioldjuk a vizsgálandó állomás névadóját és az érkező jeleket figyeljük a torzításmérőn. A beérkező jelekkel kapcsolatban az első megfigyelés az, hogy több-kevesebb sebességgel jobb vagy bal irányban az ernyőkép forog.

A távgépírók az előírásos modulációs sebességtől a CCIT C—4 ajánlása (Genova 1956) alapján legfeljebb 0,75%-kal térhetnek el. Amennyiben a torzításmérő modulációs sebessége előírásos és a távgépíró fordulatszáma is megfelelő, ez a forgás túlzottan nem rontja a leolvasási pontosságot, mert a kép elmozdulása ez esetben másodpercenként maximum 130 középponti fokot tesz ki.

A torzítás megengedhető nagyságára még nincsenek pontos előírások. Amennyiben a vizsgált állomás valamely fenntartási üzem vizsgálógépe, amelynek adástorzítása különös gonddal van ellenőrizve, a mért eredményt úgy lehet tekinteni, mintha az ellenállomás szabványos vizsgálószöveget adott volna. Ebben az értelmezésben két hibát követtünk el, egyrészről a kiadott névadó valószínűleg nem tartalmaz olyan kedvezőtlen tranzienseket, mint a szabványos szöveg, másrészről a „jeladó"-nak általában 2% körüli szabálytalan torzítása van. A két jelenség általában a mérési hibán belül kompenzálja egymást. Amennyiben üzemi állomásokról van szó, akkor az előbb említett értékeknél 3—4%-kal több torzítást lehet megengedni. A kérdés jelenleg még tanulmányozás alatt áll.

A beérkező jelek torzításának nemcsak a nagyságát lehet leolvasni, hanem következtetni is lehet az előidéző okokra. Amennyiben a felvillanások két csoportban jelentkeznek a rendszer torzítása feltétlenül tartalmaz egyoldalas torzítást is, amely valamilyen szerelvény rossz beállítására mutat. Ha a felvillanások aránylag egyenletesen elosztva jelentkeznek a két szélős határ között, valószínűleg karakterisztikus torzítás vagy rosszul beállított adóérintkező a jelenség oka. A szabálytalan torzítás lényeges mértékben nem szokott előfordulni. Üzemi gép névadójának vizsgálatával gyorsabban és megbízhatóbban tudunk az átviteli útvonalakról és a távgépíró adószerkezetének jóságáról meggyőződni, mint a régebben elterjedtebben használatos vételhatármméréssel, ezenkívül a hiba valószínű helyéről is tájékozódni tudunk.

Az átviteli útvonal — a vizsgált állomás szempontjából — vételi részének és a távgépíró vételi biztonságának megállapítására szövegadó berendezések használatosak, amely a tévgépíró összes betűjét és jeleit működteti. Ezek a berendezések rendszerint szabályozható előtorzítóval rendelkeznek. Részletesebb tárgyalásuk túlhaladja ezen ismertetés kereteit.

4.3. Egyenáramú kábeltávírószerelvények művonalának beállítása

A duplex kapcsolások olyan — kizárólag egyenárammal működő — áramköri megoldások, amelyek lehetővé teszik, hogy egy érpáron egyidejűleg kétirányú jeladás folyék. A duplex kapcsolások jóságának mérésére a CCIT B. 4. (Genova 1956) ajánlása szerint ideiglenesen azáltal a különbség által jellemezhető, amely a vett jelek torzítása

között fennáll, ha a csatornán adás irányban nem történik adás és ha a csatornán jeleket továbbítunk.

Ebből az alapelvből kiindulva először is az előírt vonal és művonal áramot kell a vonal mindkét végét lezáró szerelvényeken beállítani. Ezután *A* állomás váltójelet ad *B* állomás felé, amely méri a torzítást. Az egyenáramú művonalat *B* állomás úgy szabályozza, hogy adójelfogójának szünetirányú és jelirányú gerjesztése esetén mért torzítás nagysága és iránya egyforma legyen. Amennyiben ez egyforma értékű 0-tól eltérő torzítás, azt nem a művonal, hanem egyéb zavarok (aszimmetrikus kábeltelepű, rosszul beállított jelfogó stb.) okozzák. Ezután *A* és *B* állomás szerepet cserél, majd ismét cserélve ellenőrzik a torzítást.

A váltakozó áramú művonal beállítására *A* állomás ismét 50 Baudos váltójelet ad, *B* állomás viszont valami vegyes jelsorozatot, amelynek modulációs sebessége kissé eltér az előírásoktól (erre a célra megfelel egy fordulatában kissé eiállított távgépíró állandóan kiadott névadója). *B* állomás olyan váltakozóáramú művonalat keres, hogy az általa adott jelek ne befolyásolják a vett jelek torzítását. Ezután *A* és *B* állomás szerepet cserél, majd ismét cserélve ellenőrzik a torzítást

Az eddigi tapasztalatok szerint a mérési eljárás az eddig alkalmazott műszeres művonalkeresésnél jobb duplex jóságú összeköttetést rövidebb idő alatt ad. Egy 180 km hosszú kábeltávíró összeköttetésen például sikerült 2% duplex jóságot elérni.

4.4. Egyenáramú szerelvények tartóköreinek beállítása

Ismeretes, hogy a távgépíróberendezések zömmel egyszeres árammal működnek. A csatlakozó szerelvényeknek a feladata az, hogy az egyszeres áramú jeleket kettősáramú jelekké alakítsák át, vagy fordítva. Az átalakítás differenciális kapcsolású sarkított jelfogóval történik, ahol a jelfogó tartóköre szabályozható. A tartókör szabályozására 4.2 fejezet szerint csatlakozunk a szerelvényhez és névadó kioldására mérünk torzítást. A tartókört minimális torzításra kell beszabályozni.

Hasonló módon szabályozható a félduplex légvezeték csatlakozó tartóköre is.

IRODALOM

Lajkó—Váraljai: Távírótechnika I—II. (Műszaki Könyvkiadó 1955.)
Régeni László: Táviratozás zavart átviteli útvonalon (Kandidátusi disszertáció).
Documentes of the VIIIth Plenary Assembly (Geneva. 1956) (International Telecommunication Union 1957).
A HO—447 sz. magyar szabadalom.
A CCIT VII. teljes ülése által közzétett és az érvényben tartott ideiglenes ajánlások (Közdok 1956)

Híradástechnikai kiállítás

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület a jövő év januárjában híradástechnikai kiállítást rendez. Bemutatásra kerülnek a híradástechnikai iparban és a híradástechnikai ipar számára gyártott alkatrészek, készülékek és technológiai eszközök. A kiállítást a nagyközönség is megtekinheti, mert nyilvános lesz.

Emelni fogja érdekességét és eredményességét a rendezés újszerűsége. A kiállított tárgyakon nemcsak a gyártó mű nevét, továbbá a tárgy megnevezését és rendeltetését tüntetik majd fel, hanem a tervezők és a gyártást előkészítő technológusok nevét is. Azonkívül a rendező egyesület elhatározta, hogy a kiállításon szereplő legjobb tervezőket és technológusokat zsűri ítélete alapján díjakkal fogja kitüntetni.

A kiállítás széleskörű tapasztalatcserére is alkalmat fog adni. A vállalatok és szakembereik megismerhetik egymás konstrukcióit és így a bevált konstrukciókat saját munkájukban is felhasználhatják. Hasznos lesz azonban a kiállítás a tanulóifjúság és a nagyközönség számára is, mert betekintést nyerhetnek a híradástechnikai ipar ma már igen kiterjedt minden ágába.

Az egyesület a kiállított tárgyakról katalógust fog kiadni. Ennek segítségével a konstruktőr későbbi időpontban is megtalálhatja az őt érdeklő gyártmányokat, sőt az azokkal foglalkozó szakemberekkel is érintkezésbe léphet.

A kiállítás reprezentatív módon fogja bemutatni a vállalatok és szakembereinek felkészültségét. Ezzel segítséget fog nyújtani a külföldi kiállítások rendezőinek is az anyagok kiválogatásában.

A rendezők gondoskodni fognak arról, hogy a kiállítás látogatói minden szükséges felvilágosítást a helyszínen megkaphassanak, azonkívül a kiállítás tartama alatt a kiállítással kapcsolatos témákról előadásokat is fognak tartani.

Korszerű műsorvevő rádiókészülékek

KISS ERNŐ
Az Orion Rádió és Villamossági Gyár Fejlesztő Laboratóriumának közleménye

(2. Folytatás)

A korszerű rádiókészülékek ismertetésével kapcsolatos cikksorozat második része az URH erősítő-keverő fokozat zaj- és erősítéskérdéseivel foglalkozik. Irányelveket ad kis zajú, nagy erősítésű fokozat helyes felépítésére. Tárgyalja a visszafelé sugárzás megakadályozásának módozatait is.

a) URH erősítő és keverő rész

Korszerű AM—FM műsorvevő rádiókészülékekben az URH erősítő és keverő rész csaknem minden esetben önálló egység. Gondos tervezéssel és felépítéssel úgy alakítható ki, hogy a fennálló szigorú műszaki követelményeket minden vonatkozásban kielégítse. Nagy tömegben, egyenletes minőséggel, gazdaságosan gyártható, s mint egy építőkocka, a legkisebb és a legnagyobb vevőkészülék típusba egyaránt beépíthető.

Egy ilyen URH egység erősítő része a 87,5—100 MHz-ig terjedő frekvenciasávban folyamatosan hangolható, s a bemenő kapcsain rendelkezésre álló, venni kívánt jelet felerősíti. Ezt követően a keverő rész az általa keltett segédrezgés — az ugyancsak hangolható oszcillátor jelének — felhasználásával előállítja a felerősített URH jelből a 10,7 MHz-es középfrekvenciás jelet. Ez a középfrekvenciás jel az URH erősítő és keverő egység kimenőkapcsain, az első sávszűrő szekunder rezgőköréről vehető le további erősítés céljából. Az URH erősítő és keverő részt a rádió vevőkészülék hálózati tápegysége látja el a szükséges tápfeszültségekkel.

Az URH erősítő és keverő egységnek a következő fontosabb elektromos követelményeket kell kielégítenie:

1. Zajszáma a lehető legkisebb legyen.
2. Erősítése minél nagyobb legyen.
3. Sugárzással a környezetében működő rádió- és televíziós vevőkészülékeket ne zavarja.
4. A keverő fokozat oszcillátor-frekvenciája melegedés, vagy tápfeszültség változás hatására lehetőleg ne változzék.

A felsorolt négy követelmény közül az első kettő főként az URH erősítő részre vonatkozik, míg a másik kettő elsősorban az oszcillátor és keverő részt érinti.

Az URH—FM vevőkészülékek érzékenységét azzal a nagyfrekvenciás feszültséggel jellemezzük, amelyet a vevőkészülék bemenő kapcsaira kell betáplálnunk ahhoz, hogy a hangfrekvenciás erősítő rész kimenő kapcsain 1000 Hz moduláló frekvenciával és 12 kHz frekvencialöketnél 26 dB jel/zaj viszonyt kapjunk. A készülék annál érzékenyebb, minél kisebb bemenő feszültség szükséges a 26 dB-es kimenő jel/zaj viszony biztosításához. Adott bemenő feszültség esetén a kimenő jel/zaj viszonyt egyrészt a bemenő kapcsokra jutó különböző külső eredetű zajok, másrészt pedig a készülék tulajdonságai határozzák meg. A külső eredetű zajok részben impulzus jellegűek mint pl. az atmoszferikus kisülésektől származó zajok vagy a különböző gépi berendezések, villamos kapcsolók által keltett zajok, részben pedig úgynevezett fehér zaj jellegüek.

A készülék vevőantennája a környezö elektromágneses sugárzási térrel termikus egyensúlyban van. A vevőantenna kimenő kapcsain a sugárzási tér hőmérsékletével arányos zajteljesítmény áll rendelkezésre, melynek a spektrális eloszlása egyenletes, független a frekvenciától. A külső termikus zajokhoz hasonló tulajdonságúak a készülékben levő ellenállások zaja és az elektroncsövek által keltett zajok túlnyomó többsége is.

A felsorolt különböző forrásokból származó zajok a készülék által felerősítve jelennek meg a kimenő kapcsokon. Bizonyos mértékig mind a külső, mind pedig a belső eredetű zajok zavaró hatása csökkenthető, s a jel/zaj viszony növelhető a készülékben alkalmazott különböző kapcsolástechnikai megoldásokkal, mint pl. hatásos limiter fokozattal, AM zavarokra érzéketlen FM demodulátorral, esetleg a hangfrekvenciás erősítő rész sávszélességének csökkentésével. A külső atmoszferikus zajok az URH sávban már nem számottevők. A gépi eredetű zajok és a termikus zajok zavaró hatása pedig azzal csökkenthető, ha a vevőkészülék bemenő kapcsain rendelkezésre álló jel/zaj viszonyt nagy nyereségű, éles iránykarakterisztikájú dipolrendszer alkalmazásával megnöveljük. Kedvező vételi viszonyok esetén a külső eredetű impulzus jellegű zajok is teljesen elhanyagolhatók, csak a külső termikus zajokat és a készülék belső zajforrásait kell figyelembe vennünk. Végső fokon ezek szabják meg, mekkora az a legkisebb bemenő hasznos jel, amely a készülékkel még vehető előírt kimenő jel/zaj viszony esetén. A készülék erősítésének további növelésével a kimenő jel/zaj viszony már nem növekszik, csak a kimenő jel és zaj teljesítmény, a készülék érzékenysége tehát tovább nem növelhető.

Az URH vételi sávban a külső zajszint azonos nagyságrendű a készülék belső zajszintjével. Az URH vevő felépítésének ezért olyannak kell lennie, hogy belső zajszintje minél inkább elhanyagolható legyen a külső termikus zajszint mellett, megközelítve ezzel azt az ideális határesetet, amikor maga a vevőkészülék már nem tartalmaz belső zajforrásokat, s így csupán a jelforrásnak tekinthető antennarendszer kimenő kapcsain rendelkezésre álló jel/zaj viszony szabja meg a legkisebb, még vehető hasznos jel nagyságát.

Az URH erősítőfokozat bemenetére csatlakozó jelforrás (antenna, szignálgenerátor) saját zaja hozzáadódik az erősítő fokozatban keletkező ellenállás- és csőzajokhoz, s az erősítő fokozat kimenő kapcsain ezeknek a zajoknak az eredője felerősítve

jelenik meg. Ha elég nagy a vevőkészülék első fokozatának, az URH erősítőfokozatnak a teljesítményerősítése, akkor a kimenő kapcsain felerősítve megjelenő zaj mellett a készülék következő erősítő fokozataiban keletkező zajok már elhanyagolhatók, s a vevőkészülék bemenő zajszintjét lényegében csak az URH erősítő fokozat tulajdonságai határozzák meg.

Az URH erősítő fokozat nem túlságosan nagy bemenő jelnél lineáris aktív négypólusnak tekinthető. Bemenő kapcsaira csatlakozik a jelforrás, pl. a vevődipol

$$P_{jb}/P_{zb}$$

teljesítmény jel/zaj viszonnyal. Az erősítő fokozat belső zajforrásokat tartalmaz, ezért a kimenő kapcsain rendelkezésre álló

$$P_{jk}/P_{zk}$$

jel/zaj viszony kisebb, mint a bemenő jel/zaj viszony. A Friis-féle zajszám [1]

$$F = \frac{P_{jb}/P_{zb}}{P_{jk}/P_{zk}} \qquad (1)$$

megadja, hogy a kimenő kapcsokon rendelkezésre álló P_{jk}/P_{zk} jel/zaj viszonynak hányszorosa a bemenő kapcsokra csatlakozó jelforrás P_{jb}/P_{zb} jel/zaj viszonya. Mivel a négypólus teljesítmény erősítése

$$g = P_{jk}/P_{jb} \qquad (2)$$

ezért (1) még a következő alakban is felírható:

$$F = \frac{P_{zk}/g}{P_{zb}} = \frac{P_{ze}}{P_{zb}}, \qquad (3)$$

vagyis $P_{ze} = P_{zk}/g = P_{zb} + P_z$, ahol (4)

P_{ze} az erősítő ekvivalens zajteljesítménye a bemenő kapcsokra vonatkoztatva, azaz a bemenő zajszint, amely magában foglalja a jelforrás P_{zb} zajteljesítményét és az erősítő belső zajforrásaitól származó P_z zajteljesítményt is.

A jelforrás kapcsain rendelkezésre álló zajteljesítmény

$$P_{zb} = kT\Delta f = \frac{\overline{i_s^2}}{4G_s} \qquad (5)$$

ahol $k = 1{,}38 \times 10^{-23}$ watt/Hz fok az ún. Boltzmann állandó, T a jelforrás G_s belső konduktanciájának zajhőmérséklete Kelvin-fokokban mérve, Δf az erősítő effektív sávszélessége, $\overline{i_s^2}$ pedig a P_{zb} zaj teljesítményhez tartozó zaj áram négyzetes középértéke.

(5) alapján (3) alatti képlet a következő alakban írható fel:

$$F = \frac{P_{ze}}{kT\Delta f} = 1 + \frac{P_z}{kT\Delta f} \qquad (6)$$

A Friis-féle zajszám (6) szerinti definíciója alakra teljesen megegyezik az URH vevők határérzékenységének Fränz-féle definíciójával [2]. Fränz szerint az URH vevők határérzékenységét a vevő bemenő kapcsaira csatlakozó jelforrás kimenetén rendelkezésre álló azon legkisebb jel teljesítménnyel jellemezzük, amely szükséges ahhoz, hogy a vevő kimenő kapcsain $P_{jk}/P_{zk} = 1$ legyen. Ezt a jelforrás kimenetén rendelkezésre álló jel teljesítményt 1 Hz sávszélességre vonatkozólag adjuk meg. Az 1 Hz sávszélességre vonatkozó jel teljesítmény $P_{jb}/\Delta f$ (energia dimenziójú). Ha 1 watt/Hz energia helyett ennél jóval kisebb energiát, 1 $kT_0 = 4.10^{-21}$ watt/Hz-et választunk energia egységnek ($T_0 = 290$ K° = 17 C°), akkor az URH vevő, vagy erősítő határérzékenységének mérőszáma, az ún. kT_0 szám Fränz szerint a következő:

$$n = \frac{P_{jb}/\Delta f}{kT_0} = \frac{P_{jk}/g}{\alpha T_0 \Delta f} = \frac{P_{zk}/g}{kT_0\Delta f} = \frac{P_{ze}}{kT_0\Delta f} \qquad (7)$$

A Fränz-féle határérzékenységet megadó kT_0 szám (n) csupán annyiban különbözik a zajszám (6) szerinti Friis-féle alakjától, hogy a jelforrás kimenő kapcsain rendelkezésre álló azon jelteljesítményt, amely az erősítő kimenő kapcsain a $P_{jk}/P_{zk} = 1$ jel/zaj viszonyhoz szükséges, T_0 hőmérsékletre vonatkoztatva adja meg, tekintet nélkül arra, hogy mekkora a jelforrás valódi hőmérséklete. Amennyiben a jelforrás hőmérséklete $T \neq T_0$, a Friis-féle zajszám és a Fränz-féle kT_0 szám között a következő összefüggés áll fenn:

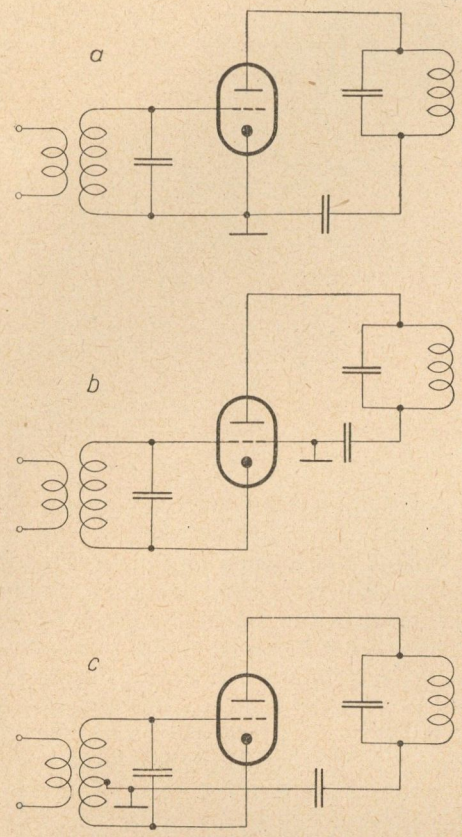
$$F = n\frac{T_0}{T}. \qquad (8)$$

A következőkben megtartjuk a zajszám (6) szerinti Friis-féle alakját azzal a kiegészítéssel, hogy az erősítő bemenő kapcsaira csatlakozó jelforrás hőmérsékletét $T = T_0 = 290$ $K°$-nak veszszük. Ezzel a kikötéssel az URH erősítő zajszáma a jelforrás hőmérsékletétől teljesen függetlenül egyértelműen meghatározható. A zajszám ezen definíciójából következik, hogy ha az URH erősítő zajszáma kisebb, akkor előírt kimenő jel/zaj viszony eléréséhez kisebb bemenő jelre is van szükség.

Az URH erősítő zajszámának tanulmányozásával kapcsolatban az elmúlt néhány év során olyan új eredmények váltak ismeretessé, amelyek jelentős mértékben tisztázták az elektroncsövekben keletkező zajok eredetére vonatkozó nézeteket. Ezek alapján egyrészt már magával a cső konstrukciójával, másrészt pedig megfelelő kapcsolástechnikai megoldásokkal eléggé számottevően csökkenthető az URH erősítők zajszáma. Szükséges tehát, hogy röviden kitérjünk az új zajelmélet azon legfontosabb eredményeinek tárgyalására, amelyek kapcsolástechnikai szempontból fontosak a készülektervező számára.

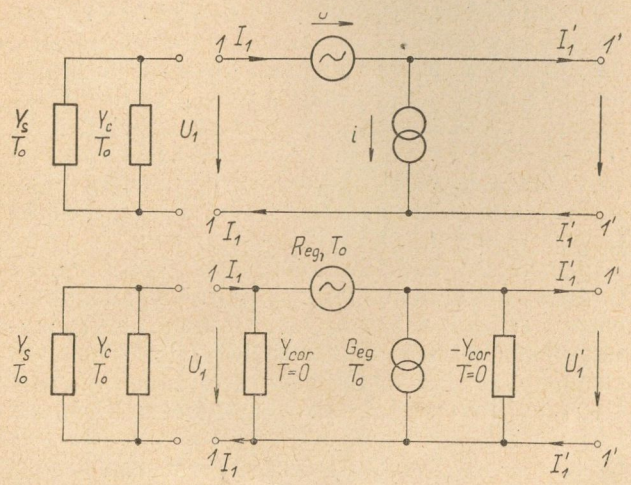
Ismeretes, hogy a többrácsos erősítőcsövek zajszáma az árameloszlási zaj miatt jóval nagyobb, mint a triódák zajszáma, ezért kis zajú URH erősítő fokozatokban ma már kizárólag triódákat alkalmaznak. Ezt figyelembe véve csupán a trióda URH erősítők zajszámának kérdésével kívánunk foglalkozni.

A televízió vevőkészülékekben szokásos megoldásoktól eltérően, rádió vevőkészülékekben csak



2. ábra

a legritkább esetben alkalmazzák az ún. kaszkád kapcsolásban működő kétfokozatú triódás URH erősítőt. Korszerű FM vevőkben az URH erősítést egyfokozatú trióda-erősítővel szokás megoldani. A 2. ábrán az URH erősítő fokozat leggyakrabban alkalmazott három alapkapcsolását, a földelt katódú (*a*), a földelt rácsú (*b*) és a Cantz-féle [3] „Zwischenbasis" (*c*) kapcsolást mutatjuk be a tápláló és neutralizáló áramkörök nélkül. Bemenő admittancia, antenna transzformáció, gerjedési hajlam, illetőleg stabilitás szempontjából a három változat tulajdonságai egymástól elég lényegesen eltérnek. A „Zwischenbasis" (ZB) kapcsolás mintegy átmenetet képez a másik kettő között, zaj szempontjából azonban egymással teljesen egyenértékűek. H. Rothe és munkatársai az URH erősítő csövek zajszámának vizsgálatával kapcsolatban kimutatták [4], hogy egy adott trióda típussal elérhető legkisebb zajszám nem függ az elektróda kivezetések önindukciójától, tehát a földelt katódú, a földelt rácsú és a ZB kapcsolással ugyanazt a legkisebb zajszámot lehet elérni. Vizsgálataik szerint [5] a trióda URH erősítő fokozat zajszáma a felsorolt három alapkapcsolás bármelyikében a 3. ábra szerinti helyettesítő kapcsolás felhasználásával határozható meg. Maga az URH erősítő fokozat, mint aktív négypólus zajmentesnek tekintendő. A bemenő rezgőkör $Y_c = G_c + jB_c$ admittanciájával parallel kapcsolódik a jelforrás betranszformált $Y_s = G_s + jB_s$ admittanciája. Kapcsolástechnikailag G_s és Y_c azok a paraméterek, amelyekkel egy adott csőtípus legkisebb zajszáma beállítható.



3. ábra

3*a* ábra szerint az egymás között inkoherens, külső zajforrásoknak tekintett Y_c és Y_s admittanciák 1—1 jelzésű pontjai és a zajmentesnek feltételezett aktív négypólus, az URH erősítő fokozat 1′—1′ jelzésű pontjai között egy úgynevezett „zaj négypólus" helyezkedik el, amely két zajforrást tartalmaz, mégpedig egy zérus belső ellenállású feszültségforrást

$$u^2 = 4kT_0 \Delta f R_{eq} \tag{9}$$

feszültséggel és egy végtelen nagy belső ellenállású áramforrást $\overline{i^2}$ rövidzárási árammal. R_{eq} a trióda ekvivalens zajellenállása. Nagyságát a cső adatai határozzák meg, a frekvenciától első közelítésben független. A cső kimenő anódáramkörében keletkező, tértöltés által csökkentett Schottky-féle sörétzaj áramot a (9) alatti képlet alapján R_{eq} közvetítéssel transzformáljuk át a trióda bemenő kapcsaira.

Az $\overline{i^2}$ zajáramot a trióda Schottky-féle sörétzaj árama, a katódot körülvevő tértöltés sűrűségének statisztikus ingadozása és az anód felületéről visszaverődő elektronok influálják a cső rácsán. $\overline{u^2}$ és $\overline{i^2}$ között általában statisztikus összefüggés, ún. korreláció áll fenn, mivel a rácson keletkező zajáram egy részét ugyanazok az elektronok influálják, mint amelyek az u^2 nagyságát megszabó sörétzaj áramot képezik.

Az $Y_{cor} = G_{cor} + jB_{cor}$ korrelációs admittancia bevezetésével a rácson influált zajáram a következő alakban írható fel:

$$i = i_n + uY_{cor} \tag{10}$$

A kifejezés első tagja u-val inkoherens, míg a második tag teljes korrelációban van u-val.

Ha a (9) alatti képlet analógiájaként bevezetjük a G_{eq} ekvivalens zajkonduktancia fogalmát, a rácson influált zajáram u-val inkoherens tagja a következő alakban írható fel:

$$\overline{i_n^2} = 4kT_0 \Delta f G_{eq}\,. \tag{11}$$

A G_{eq} ekvivalens zajkonduktancia első közelítésben a frekvencia négyzetével növekszik. R_{eq}, G_{eq}, és

Y_{cor} bevezetésével az URH erősítőfokozat zaj szempontjából a 3*b* ábra szerinti elrendezéssel helyettesíthető. Az Y_{cor} admittancia $T = 0$ zajhőmérsékletű.

A zajmentesnek tekintett aktív négypólus 1′—1′ bemenő kapcsain beáramló ekvivalens zajáram egyenlő a „zaj négypólus" 1′—1′ kimenő kapcsain rendelkezésre álló rövidzárási zajárammal:

$$i_e = i_s + i_c + i_n + u(Y_s + Y_c + Y_{cor}) \quad (12)$$

Mivel az egyes komponensek egymás között inkoherensek,

$$\overline{i_e^2} = \overline{i_s^2} + \overline{i_c^2} + \overline{i_n^2} + \overline{u^2}\,|Y_s + Y_c + Y_{cor}|^2 \quad (13)$$

(3) és (13) alattiak alapján az URH erősítő trióda zajszáma:

$$F = \frac{P_{ze}}{P_{zb}} = \frac{\overline{i_e^2}}{\overline{i_s^2}} = 1 + \frac{1}{G_s}\{G_c + G_{eq} + R_{eq}\,|Y_s + Y_c + Y_{cor}|^2\} = 1 + \frac{1}{G_s}\{G_c + G_{eq} + R_{eq}\,[(G_s + G_c + G^{cor})^2 + (B_s + B_c + B_{cor})^2]\} \quad (14)$$

(14) alatti képlet szerint a zajszám relatív minimumát akkor kapjuk, ha

$$B_s + B_c + B_{cor} = 0 \quad (15)$$

tehát a bemenő rezgőkört rezonanciáról

$$B_c = -(B_s + B_{cor}) \quad (16)$$

szerint relatív zajszám minimumra hangoljuk. A szükséges ΔC kapacitív elhangolás földelt katódú erősítő kapcsolásban pozitív, földelt rácsú erősítő kapcsolásban pedig negatív. *ZB* kapcsolásban található olyan beállítás, amelynél a bemenő rezgőkör rezonanciája megegyezik a zajszám minimummal.

A zajszám abszolút minimumát adott G_c rezgőköri konduktanciához akkor kapjuk meg, ha a bemenő rezgőkört zajszám minimumra hangoljuk, a jelforrás konduktanciáját pedig zajszám minimumra illesztjük.

A zajszám abszolút minimuma:

$$F_{min} = 1 + 2R_{eq}\,[G_c + G_{cor} + G_{s\,min}] = 1 + 2\,[R_{eq}\,(G_c + G_{cor}) + \sqrt{R_{eq}\,(G_c + G_{eq}) + R_{eq}^2(G_c + G_{cor})^2}]. \quad (17)$$

$$G_{s\,min} = \sqrt{\frac{G_c + G_{eq}}{R_{eq}} + (G_c + G_{cor})^2} \quad (18)$$

$G_{s\,min}$ a jelforrás betranszformált konduktanciájának azon optimális értéke, amely mellett F_{min} értékét kapjuk.

Az új zajelmélet szerint tehát egy triódás URH erősítő fokozat zajszámának meghatározásához négy csőadat, mégpedig az R_{eq} ekvivalens zajellenállás, a G_{eq} ekvivalens zajkonduktancia, továbbá a korrelációs admittancia G_{cor} és B_{cor} komponenseinek ismerete szükséges. Korszerű csőkatalógusokban ezeket az adatokat fel szokták tüntetni, de laboratóriumi vizsgálatok céljaira egy adott csőpéldányhoz is egyszerűen meghatározhatók zajdiódával történő méréssel. Neutralizált URH erősítő triódák korrelációs admittanciája több száz MHz frekvenciáig elhanyagolhatóan kicsi, így a zajszám minimumának meghatározásához csupán két cső adat, R_{eq} és G_{eq} ismerete szükséges. Az URH erősítő és keverő egységben leggyakrabban alkalmazott ECC85-ös kettős trióda adatai pl. a következők:

$R_{eq} = 500$ Ohm

$G_{eq} = 0{,}25$ mS $\quad f = 100$ MHz frekvencián.

Egy adott csőtípushoz R_{eq} és G_{eq} értéke előre meghatározott, így csupán a bemenő rezgőkör G_c konduktanciája és a jelforrás betranszformált G_s konduktanciája azok a paraméterek, amelyekkel F_{min} beállításához szabadon rendelkezünk. (17) és (18) alattiakból következik, hogy F_{min} annál kisebb, minél kisebbre választjuk G_c értékét, tehát minél nagyobb a bemenő rezgőkör *Q*-ja. 100 MHz-en $G_c = 0{,}1$ mS-nél kisebb konduktancia gyakorlatilag már nem nagyon valósítható meg, így végső fokon R_{eq} és G_{eq} mellett még G_c is adott, s csupán a jelforrás betranszformált konduktanciája az egyetlen változó, amelynek $G_s = G_{s\,min}$-ra történő beállításával a kívánt F_{min} biztosítható.

Az I. táblázatban az ECC85-ös trióda fent közölt adatai alapján (17) és (18) alatti formula felhasználásával a bemenő rezgőkör G_c konduktanciájának néhány értékéhez fel van tüntetve $G_{s\,min}$, illetve ennek reciproka $R_{s\,min}$, valamint F_{min} értéke. Szembetűnő, milyen nagy mértékű F_{min} romlása G_c növekedésével.

1. táblázat

G_s ms	$G_{s\,min}$ ms	$R_{s\,min}$ ohm	F_{min}
1	1,87	535	3,87
0,5	1,32	758	2,82
0,2	0,97	1030	2,17
0,1	0,84	1190	1,94
0,0	0,707	1410	1,707

Az URH erősítő és keverő egységgel szemben támasztott első követelmény az volt, hogy a zajszáma a lehető legkisebb legyen. Ezt egyrészt az URH erősítő bemenő rezgőkörének zajszám minimumra hangolásával, másrészt pedig a jelforrás konduktanciájának zajszám minimumra illesztésével tudjuk biztosítani. $G_{s\,min}$ értéke független attól, hogy az URH erősítő trióda földelt katódú, földelt rácsú, vagy pedig *ZB* kapcsolásban működik. Kimutatható továbbá az is, hogy $G_{s\,min}$ nem függ a jelforrás hőmérsékletétől sem. A három alapkapcsolás tehát zajszám szempontjából egymással egyenértékű.

Továbbiakban megkívánjuk, hogy az URH erősítő fokozat erősítése minél nagyobb legyen. Az URH erősítő fokozat erősítése

$$A = t_b A_0 t_k, \tag{19}$$

ahol A_0 a cső erősítése a kimenő- és a bemenő kapcsai között, t_b a bemenő antenna transzformáció, melyet a jelforrás G_s^* belső konduktanciájának a cső bemenő admittanciájához történő illesztése határoz meg, t_k pedig az URH erősítő fokozat kimenő kapcsai és a keverő cső bemenő kapcsai között szükséges illesztéssel együtt járó kimenő transzformáció.

Az URH erősítő trióda bemenő- és kimenő kapcsai között a cső C_{ar} anód-rács kapacitása, illetőleg földelt rácsú erősítő kapcsolásban a cső C_{ak} anód-katód kapacitása csatolást létesít. Ez a csatolás befolyásolja az erősítő fokozat bemenő- és kimenő admittanciáját, a fokozat erősítését, zajszámát, és könnyen gerjedést is okozhat, ezért neutralizálással gondoskodni kell a megszüntetéséről. A 4. ábrán a ZB kapcsolásban működő URH erősítő trióda neutralizálásának két leggyakrabban alkalmazott módja látható. A neutralizáló híd-kapcsolás mindkét esetben külön is fel van tüntetve. A neutralizálás akkor áll fenn, ha

$$\frac{x}{1-x} = \frac{C_{ar}}{C_n + C_{ak}}. \tag{20}$$

Ha $x = 0$, a trióda földelt katódú, ha pedig $x = 1$, akkor földelt rácsú erősítő kapcsolásban működik. Ebben a két határesetben a neutralizálás 4. ábra szerinti változatai nem alkalmazhatók. Földelt katódú erősítő kapcsolásban a kimenő rezgőkörről a rácsra visszacsatolt ellenkező fázisú feszültséggel neutralizálható a trióda. A neutralizálás másik módja az, hogy a C_{ar} kapacitással egy olyan neutralizáló önindukciót kapcsolunk párhuzamosan, amellyel a vételi frekvencián, mint parallel rezgőkör rezonanciára van hangolva. Földelt rácsú erősítő kapcsolásban a cső C_{ak} kapacitása által létesített csatolás a bemenő- és kimenő kapcsok között 100 MHz frekvencián még elhanyagolható, ezért neutralizálásról sem kell külön gondoskodni.

A neutralizált trióda erősítése ZB kapcsolásban, az anódköri rezgőkör rezonancia frekvenciáján [6] szerint:

$$A_0 = (\mu + x)\frac{G_b}{G_b + G_a} \tag{21}$$

Földelt katódú trióda esetében ($x = 0$):

$$A_0 = \mu \frac{G_b}{G_b + G_a} \tag{22}$$

Földelt rácsú kapcsolásban pedig $x = 1$, ezért

$$A_0 = (\mu + 1)\frac{G_b}{G_b + G_a} \tag{23}$$

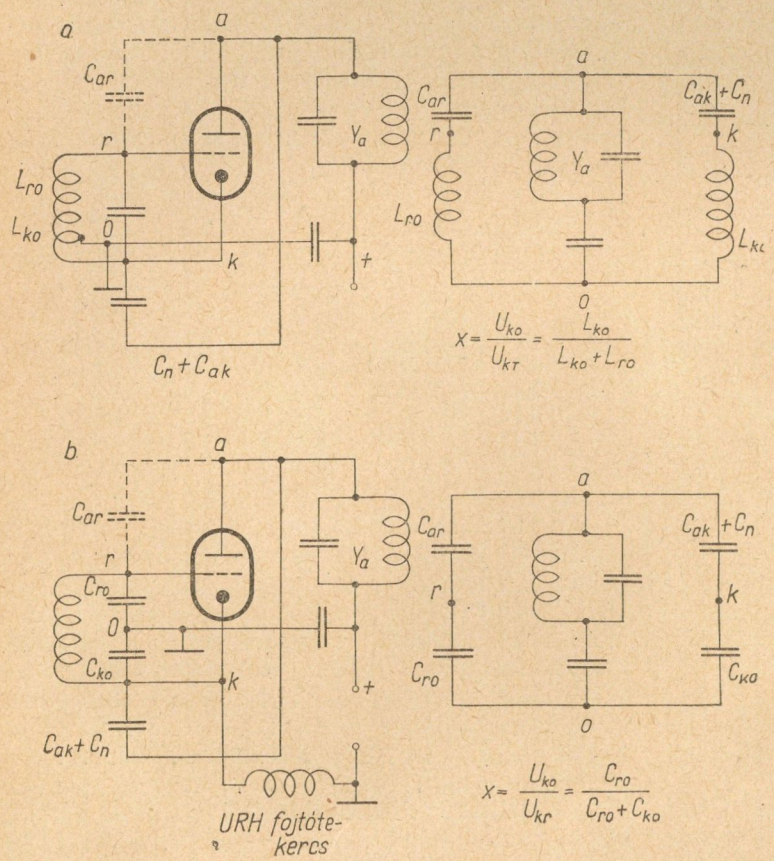
Itt $\mu = SR_b$ a trióda erősítési tényezője, G_b a cső R_b belső ellenállásának reciproka, G_a pedig az anódköri rezgőkör konduktanciája, figyelembe véve a keverőfokozat betranszformált terhelését is. Növekvő frekvenciával az elektronok futási ideje már nem hanyagolható el egy periódus időtartamához viszonyítva, ezért a cső meredeksége $S = |S|\, e^{-j\Phi}$ összefüggés szerint komplex jellegű lesz, s az előbbi kifejezések bizonyos mértékig módosulnak. $f = 100$ MHz frekvencián ez a korrekció még általában elhanyagolható, mivel a Φ fázisszög korszerű URH erősítő csöveknél rendszerint nem lépi túl a 10°-ot.

Mivel $\mu \gg x$, ezért adott G_a esetében a három kapcsolási változat A_0 erősítése alig különbözik egymástól. Adott G_a mellett t_k értéke is rögzített és így csupán a t_b bemenő antenna-transzformáció értékétől függ az URH erősítés nagysága.

Ha a legnagyobb t_b antennatranszformációt akarjuk elérni, akkor a jelforrás G_s^* belső konduktanciáját a teljesítményillesztés szabályai szerint kell illeszteni az URH erősítő trióda bemenő admittanciájához. A neutralizált URH erősítő trióda bemenő admittanciája

$$Y_{11} = G_{11} + jB_{11} \tag{24}$$

Ha a bemenő rezgőkört a venni kívánt jelre hangoljuk $B_{11} = 0$, és így $Y_{11} =$



4. ábra

G_{11}. Az ZB kapcsolásban működő neutralizált trióda erősítő fokozat bemenő konduktanciája:

$$G_{11} = G_c + G_e + x^2 G_b + xS\,. \qquad (25)$$

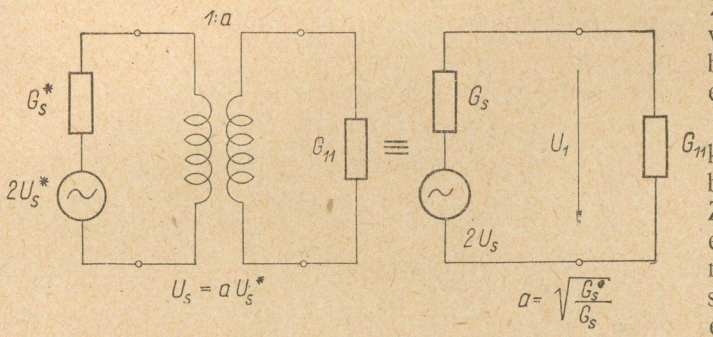
Földelt katódú trióda erősítő kapcsolásban ($x = 0$):

$$G_{11} = G_c + G_e\,, \qquad (26)$$

földelt rácsú erősítőnél pedig $x = 1$ és így

$$G_{11} = G_c + G_e + G_b + S\,, \qquad (27)$$

ahol G_c a bemenő rezgőkör konduktanciája, G_e a földelt katódú trióda Y_e elektronikus bemenő admittanciájának valós része, ha a katód kivezetés önindukciója $L_k \doteq 0$, G_b a trióda belső ellenállásának reciproka, S pedig a cső meredeksége.



5. ábra

Teljesítményillesztés esetén az 5. ábra jelöléseit használva $G_s = G_{11}$, a bemenő antenna transzformáció pedig

$$t_{b\,\max} = \frac{U_1}{U_s^*} = \sqrt{\frac{G_s^*}{G_{11}}} \qquad (28)$$

A legnagyobb antenna transzformációt földelt katódú erősítő kapcsolásban kapjuk, mivel ebben az esetben G_{11} értéke a legkisebb. A (19) alatti összefüggés alapján tehát azt a következtetést vonhatnók le, hogy a legnagyobb erősítést földelt katódú, a legkisebb erősítést pedig földelt rácsú trióda erősítő kapcsolással érhetjük el, mivel $A_0\ t_k$ mindhárom kapcsolásban közel azonos.

Részletesebb vizsgálatok azt mutatják, hogy a földelt katódú trióda nagy erősítése több okból nem használható ki. A cső C_{ar} anód-rács kapacitása teljesen nem neutralizálható, ezért a begerjedés elkerülése érdekében az anódköri kimenő rezgőkör G_a konduktanciáját nagyobbra kell venni, mint földelt rácsú, vagy pedig ZB kapcsolásban, s ezzel a cső A_0 erősítése is csökken.

Ha a bemenő rezgőkört a 87,5-100 MHz frekvencia sávban nem akarjuk folyamatosan hangolni, akkor sávközépre fixen lehangolva legalább 13—15 MHz sávszélességűnek kell lennie. Ez csak úgy biztosítható, ha a bemenő t_b antennatranszformációt kisebbre választjuk a teljesítmény illesztéshez tartozó $t_{b\,\max}$ értéknél s ez ismét erősítéscsökkenéssel jár.

Ha azt kívánjuk, hogy az URH erősítő fokozat zajszáma a lehető legkisebb legyen, akkor függetlenül attól, hogy a trióda földelt katódú, földelt rácsú, vagy pedig ZB kapcsolásban működik, a jelforrás G_s^* konduktanciáját mindig a (18) alatti összefüggés szerinti $G_{s\,\min}$ értékre kell illeszteni. Ebben az esetben a bemenő antennatranszformáció az 5. ábra jelöléseit használva

$$t_{bF} = \frac{U_1}{U_s^*} = \frac{2\sqrt{G_{11}G_{s\,\min}}}{G_{11} + G_{s\,\min}} \cdot \sqrt{\frac{G_s^*}{G_{11}}}\,, \qquad (29)$$

Ha $G_{s\,\min} = G_{11}$, akkor $t_{bF} = t_{b\,\max}$, ellenkező esetben pedig a zajminimumra illesztés mindig kisebb bemenő antennatranszformációt ad, mint a teljesítményillesztés. Neutralizált trióda URH erősítő fokozatnál sem földelt katódú, sem pedig földelt rácsú kapcsolásban nem egyezik meg a teljesítményillesztés a zajminimumra illesztéssel. ZB kapcsolásban a (25) alatti képlet szerint x megválasztható úgy, hogy $G_{11} = G_{s\,\min}$ legyen, tehát biztosítható a reflexiómentes teljesítményillesztés és a zajszám abszolút minimuma is.

A felsorolt szempontok figyelembe vételével, kimutatható, hogy sávközépre fixen lehangolt bemenő rezgőkörrel, előírt stabilitás mellett, a ZB kapcsolásban működő neutralizált trióda URH erősítő fokozat kb. 3 dB-el nagyobb erősítést ad, mint földelt katódú, vagy pedig földelt rácsú erősítő kapcsolásban. $x = 0{,}2$—$0{,}7$ értékek között az erősítés változás 1 dB-en belül van. ECC85-ös triódánál a szokásos $G_c = 0{,}2$—$0{,}5$ mS rezgőköri konduktanciával $x = 0{,}2$—$0{,}3$ értékeknél a teljesítményillesztés egybeesik a zajszám abszolút minimumával. Az erősítés a 240 ohm-os dipol-kapcsok és a keverő cső bemenő kapcsai között 12—14-szeres, $F_{\min} = 2{,}5$.

A cső C_{ar} anód-rács kapacitásának neutralizálására szolgáló hídkapcsolás 4*a* vagy 4*b* szerinti változatai hatásosan csökkentik az URH keverő oszcillátor sugárzását is. Ha ugyanis a neutralizáló híd ki van egyenlítve, akkor az oszcillátorról az URH erősítő cső anódjára jutó oszcillációs feszültség a cső C_{ar} anód-rács kapacitásán keresztül nem jut tovább a dipol-kapcsokra. A 4*b* ábra szerinti, csak kapacitásokat tartalmazó neutralizáló kapcsolás a 4*a* szerinti megoldással szemben előnyösebb, mivel sokkal kevésbé frekvenciafüggő és így az oszcillátor frekvencia második harmonikusának kisugárzását is hatásosabban csökkenti.

A következőkben az URH keverő-oszcillátor fokozat, a középfrekvenciás erősítés és az FM demoduláció néhány kérdését vizsgáljuk meg.

IRODALOM

1. *H. T. Friis:* Noise figures of radio receivers. Proc. IRE. 1944. 7. sz.
2. *K. Fränz:* Über die Empfindlichkeitsgrenze beim Empfang elektrischer Wellen und ihre Erreichbarkeit. Elektr. Nachr-Techn. 1939. 4. sz.
3. *R. Cantz:* Hochfrequenzverstärkung mit Trioden. Elektronenröhren-Physik in Einzelberichten. Franzis-Verlag. München, 1953.
4. *H. Rothe:* Die Grenzempfindlichkeit von Verstärkerröhren III. Archiv der elektr. Übertragung 1954. 5. sz.
5. *H. Rothe—W. Dahlke:* Theory of noisy fourpoles. Proc. IRE. 1956. 6. sz.
6. *H. Kosmahl:* Die Eingangsstufe eines HF-Verstärkers als aktiver Vierpol. Elektronische Rundschau 1955. 5. sz.

Földszimmetrikus és földaszimmetrikus rendszerek illesztése Boucherot kapcsolással

GYŐRY TIBOR, Posta Kísérleti Intézet

Az utóbbi időben, különösképp az ultrarövidhullámú rádiótechnikában, egyre többször kell földszimmetrikus és földaszimmetrikus rendszereket egymással illeszteni. A cikk egy nálunk kevéssé ismert kapcsolással foglalkozik, amely adott frekvencián az illesztőtranszformátort helyettesítheti. A kapcsolásban szerepelő híd elkészítése és szimmetrizálása könnyebb, mint a közönséges transzformátoré, azonkívül — a rádiófrekvenciás sávban — a kivitelezése is olcsóbb.

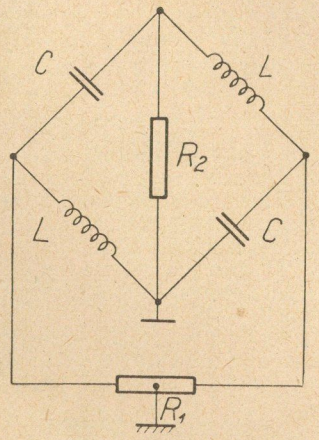
Bevezetés

Egy Z_b belső impedanciájú *generátor* és egy Z_k impedanciájú *fogyasztó* illesztésén azt értjük, hogy a fogyasztónak átadott teljesítmény maximális. Ohmos belső ellenállású generátor és ohmos fogyasztó esetén ez az eset akkor következik be, amikor a terhelő ellenállás egyenlő a generátor belső ellenállásával. Komplex impedanciák esetén maximális valódi teljesítményre és maximális látszólagos teljesítményre történő illesztésről is beszélünk. Híradástechnikai vonatkozásban legnagyobb jelentősége az ohmos belső ellenállású generátor és ohmos fogyasztó közötti illesztésnek van, ezért az alábbiakban csak ilyen kétpólusok illesztésével foglalkozunk.

Egy kétpólust földszimmetrikusnak mondunk, ha két kivezetésén a földhöz képest azonos nagyságú, de ellenkező fázisú feszültség és áram van jelen. Ha egyik kivezetésén a földhöz képest 0, a másikon pedig a földhöz képest tetszőleges feszültség és áram lép fel, földaszimmetrikus kétpólusról beszélünk.

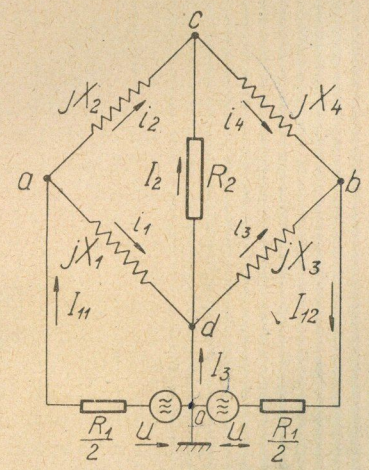
Adott R_b belső ellenállású földszimmetrikus (aszimmetrikus) generátor és adott földaszimmetrikus (szimmetrikus) R_k ellenállás illesztésére általánosságban transzformátorokat alkalmazunk, melyektől azt kívánjuk meg, hogy primer impedanciájuk a generátor belső ellenállásával, szekunder impedanciájuk pedig a terhelés ellenállásával legyen egyenlő.

Rádiótechnikai vonatkozásban az illesztésnek adott frekvencián, a vivőfrekvencián kell történnie. Ez esetben földszimmetrikus és földaszimmetrikus rendszerek között az energiaátadást az illesztésnek eleget téve Boucherot-féle hídkapcsolással is megvalósíthatjuk (1. ábra). Az ábrán R_1-et földszimmetrikusnak, R_2-őt földaszimmetrikusnak tételeztük fel. A kapcsolás elvéből következik, hogy R_1 és R_2 ellenállások jellege kölcsönösen felcserélhető.



1. ábra. Boucherot-híd

Az alábbiakban a Boucherot-híd általános levezetését adjuk 2U üresjárási feszültségű és R_1 belső ellenállású földszimmetrikus generátort és R_2 ellenállású földaszimmetrikus fogyasztót véve alapul. Közöljük továbbá mindazon adatokat, melyek a méretezéshez szükségesek. A generátort az *0* ponthoz, a földhöz képest szimmetrikusan két félre bontottuk fel (2. ábra). A hídágakban levő reaktanciákat jX_1, jX_2, jX_3 és jX_4-gyel jelöltük. Kérdés: 1. hogyan kell megválasztani a hídágakban levő reaktanciák értékeit ahhoz, hogy a generátor földszimmetriája ne boruljon fel és az illesztésnek is eleget tegyünk; 2. melyik az a frekvencia, melyhez az 1. alatti reaktanciák tartoznak; 3. mekkora az R_2 ellenálláson átfolyó áram a frekvencia és az illesztendő ellenállások függvényében; 4. mekkorák a hídágakban az áramok és a teljesítmények; 5. hogyan kell változtatni a hídágakban levő reaktanciák értékeit más vivőfrekvenciára történő áthangolásnál?



2. ábra. Földszimmetrikus generátor és földszimmetrikus fogyasztó illesztése Boucherot-híddal

A levezetésben az R_1 és R_2 ellenállásokat tisztán ohmosaknak, és a hídágakban levő reaktanciákat veszteségmenteseknek tételeztük fel. Ez esetben a híd a—b pontjain betáplált valódi teljesítmény azonos a c—d pontok között levett teljesítménnyel. Mivel ez az ideális eset a gyakorlatban nem áll fenn, némi teljesítmény veszteséggel kell számolnunk. Elhanyagoltuk a szórt kapacitásokat is, melyeket a gyakorlati kivitelnél minél kisebb értéken tartani és — szükség esetén — kompenzálni kell.

1. A hídágakban levő reaktanciák meghatározása

A 2. ábrán feltüntetett áramkörre — ha a nyíllal jelölt pozitív feszültség- és áramirányokat tételezzük fel — az alábbi lineáris egyenletrendszer írható fel:

$$
\begin{aligned}
jX_1 i_1 \qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad + \frac{R_1}{2} I_{11} \qquad\qquad &= U \\
jX_3 i_3 \qquad\qquad\qquad\qquad + \frac{R_1}{2} I_{12} \qquad &= U \\
-jX_1 i_1 + jX_2 i_2 \qquad\qquad\qquad\qquad - R_2 I_2 \quad &= 0 \\
-jX_3 i_3 + jX_4 i_4 \qquad\qquad\qquad\qquad + R_2 I_2 \quad &= 0 \\
i_1 + i_2 \qquad\qquad\qquad\qquad - I_{11} \qquad &= 0 \\
i_3 + i_4 \qquad\qquad\qquad\qquad - I_{12} \qquad &= 0 \\
i_2 \qquad\qquad - i_4 \qquad\qquad\qquad\qquad + I_2 \quad &= 0 \\
i_1 \qquad\qquad - i_3 \qquad\qquad\qquad\qquad - I_2 + I_3 &= 0
\end{aligned}
\tag{1}
$$

A generátor szimmetriája mindaddig fennáll, amíg $I_{11} = I_{12} = I_1$, azaz $I_3 = 0$. (Ennek helyessége az 0 pontra felírt I. Kirchoff-törvényből közvetlenül belátható.) Az $I_{11} = I_{12}$ egyenlőségből következik, hogy

$$
\begin{aligned}
R_2 X_2 (X_2 + X_4) + j[X_3 X_4 (X_1 + X_2) = \\
= R_2 X_1 (X_2 + X_4) + j[X_1 X_2 (X_3 + X_4)]
\end{aligned}
\tag{2}
$$

A (2) egyenletben a valós és képzetes részek szétválasztása után:

$$X_3 = X_1, \quad X_1 = 0, \quad X_2 = X_4 \tag{3a}$$

$$X_4 = -X_2, \quad X_2 = 0, \quad X_3 = \frac{X_1 X_2}{2X_1 + X_2} \tag{3b}$$

A (3*a*) és (3*b*) alatti megoldások közül energia átviteli szempontból csak az

$$X_4 = -X_2 \quad \text{és} \quad X_3 = \frac{X_1 X_2}{2X_1 + X_2} \tag{3c}$$

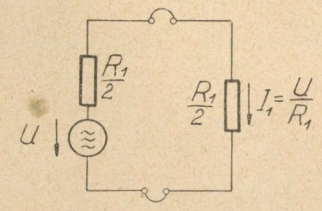
megoldások jöhetnek szóba, mert az $X_1 = 0$ és $X_2 = 0$ rövidrezárt áramkörnek, a $X_1 = X_3$ és $X_2 = X_4$ egyensúlyban levő hídnak felel meg.

Az (1) egyenletrendszerből kifejezhető I_3-at zérussal egyenlővé téve:

$$
\begin{aligned}
R_2 [(X_1 - X_3)(X_2 + X_4] + j[X_3 X_3 (X_2 - X_4) + \\
+ X_2 X_4 (X_1 - X_3)] = 0
\end{aligned}
\tag{4}
$$

Közvetlenül belátható, hogy a (4) egyenlet a (2) egyenlettel azonos.

A reaktanciák meghatározásához még két egyenletre van szükség, melyeket az illesztés feltételéből nyerünk. A 3. ábrán U üresjárási feszültségű és $\frac{R_1}{2}$ belső ellenállású generátort tüntettünk fel. A bevezetőben közöltek szerint illesztés esetén a generátort $\frac{R_1}{2}$ ellenállással kell lezárnunk. Az ekkor folyó áram:



3. ábra. Generátor és fogyasztó illesztése

$$I_1 = \frac{U}{R_1} \tag{5}$$

Esetünkben U a hidat tápláló szimmetrikus generátor fél üresjárási feszültségének, $\frac{R_1}{2}$ fél belső ellenállásának, I_1 pedig a generátor által szolgáltatott $I_{11} = I_{12}$ áramnak felel meg. Ha az (5) összefüggésben I_1 helyébe az (1) egyenletrendszerből nyert I_{11}-t helyettesítjük, figyelembe véve X_3 és X_4 (3*c*) alatti értékeit, rendezés és összevonás után az illesztettségi állapot:

$$
\begin{aligned}
R_1^2 (X_1 + X_2)^2 + 4 X_1^2 (X_2^2 - R_1 R_2) + \\
+ j\, 8 R_1^2 R_2 X_1 (X_1 + X_2) = 0
\end{aligned}
\tag{6}
$$

Tekintve, hogy R_1 és R_2 — feltevésünk szerint — nem zérus, a (6) egyenlet valós és képzetes részeinek szétválasztása a következő egyenletrendszerhez vezet:

$$R_1^2 (X_1 + X_2)^2 + 4 X_1^2 (X_2^2 - R_1 R_2) = 0 \tag{6a}$$

$$X_1 (X_1 + X_2) = 0 \tag{6b}$$

A (6*a*) és (6*b*) alatti egyenletek összetartozó megoldásai:

$$X_1 = 0, \quad X_2 = 0 \tag{7a}$$

$$X_2 = -X_1, \quad X_1 = 0, \quad X_1 = \pm\sqrt{R_1 R_2} \tag{7b}$$

Energia átadási szempontból csak az

$$X_2 = -X_1 \quad \text{és} \quad X_1 = \pm\sqrt{R_1 R_2} \tag{7c}$$

megoldások jöhetnek szóba. X_1 képletében a négyzetgyök két előjele arra enged következtetni, hogy a hídágakban levő reaktanciák ciklikusan cserélhetők. A következőkben a négyzetgyök pozitív előjelét vesszük tekintetbe. X_1 ismeretében a (7*c*) és (3*c*) alatti összefüggések alapján a hídágakban levő reaktanciák értékei:

$$
\begin{aligned}
jX_1 = j\sqrt{R_1 R_2}, \quad jX_2 = -jX_1, \quad jX_3 = -jX_1, \\
jX_4 = jX_1
\end{aligned}
\tag{8}
$$

2. Az illesztési frekvencia meghatározása

A (8) alatti összefüggések értelmében jX_1 és jX_4 tiszta induktív, $-jX_2$ és $-jX_3$ tiszta kapacitív reaktanciát jelentenek, melyek abszolút értékei egymással egyenlők, de előjelben különböznek. Ha azt a frekvenciát, melynél e feltétel teljesül ω_0-val jelöljük, az abszolút értékek egyenlősége alapján írható:

$$|X_1| = |X_2| = \sqrt{R_1 R_2}, \quad \text{azaz } L\omega_0 = \frac{1}{C\omega_0} \tag{9}$$

amiből:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \tag{10}$$

Az illesztési f_0 frekvencia tehát a híd rezonáns frekvenciája. A híd hullámellenállását az üresjárási és rövidzárási impedanciák geometriai középértéke adja:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{ü} \cdot Z_r} \tag{11}$$

$Z_{ü}$ és Z_r rezonancia frekvencián számított értékei a következők:

$$Z_{ü} = j\frac{1}{2}\left(L\omega_0 - \frac{1}{C\omega_0}\right) \tag{12a}$$

$$Z_r = 2\,\frac{jL\omega_0 \dfrac{1}{jC\omega_0}}{j\left(L\omega_0 - \dfrac{1}{C\omega_0}\right)} \tag{12b}$$

$Z_{ü}$ és Z_r (12*a*) és (12*b*) alatti értékeit (11) összefüggésbe helyettesítve egyszerűsítés után a híd hullámellenállása:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{R_1 R_2}. \tag{13}$$

3. Az R_2 terhelésen átfolyó áram

Az R_2 terhelésen folyó I_2 áram az (1) egyenletrendszer I_2-re való megoldásából nyerhető a következő összefüggések felhasználásával:

$$\left\{\begin{aligned} & X_1 = L\omega, \quad X_2 = -\frac{1}{C\omega}, \quad X_3 = -\frac{1}{C\omega}, \quad X_4 = L\omega \\ & L\omega + \frac{1}{C\omega} = L\omega_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega}\right); \\ & L\omega - \frac{1}{C\omega} = L\omega_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right). \\ & \frac{L}{C} = R_1 R_2; \quad L\omega_0 = \sqrt{R_1 R_2}, \\ & \frac{1}{C\omega_0} = \sqrt{R_1 R_2}; \quad \gamma = \frac{\omega}{\omega_0} \end{aligned}\right. \tag{14}$$

$$I_2 = -U\,\frac{\gamma + \dfrac{1}{\gamma}}{\left(\gamma - \dfrac{1}{\gamma}\right)\left(\dfrac{R_1}{2} + R_2\right) - j\,2\sqrt{R_1 R_2}} \tag{15}$$

Az f_0 illesztési (rezonancia) frekvencián fellépő I_{20} áramot $\gamma = 1$ helyettesítéssel kapjuk:

$$I_{20} = -j\,\frac{U}{\sqrt{R_1 R_2}} \tag{16}$$

Az f frekvencián és az f_0 frekvencián létrejövő fogyasztói áramok viszonya:

$$\frac{I_2}{I_{20}} = \frac{2R_1R_2\left(\gamma + \dfrac{1}{\gamma}\right) - j\sqrt{R_1R_2}\left(\dfrac{R_1}{2} + R_2\right)\left(\gamma^2 - \dfrac{1}{\gamma^2}\right)}{\left(\gamma - \dfrac{1}{\gamma}\right)^2\left(\dfrac{R_1}{2} + R_2\right)^2 + 4R_1R_2} \tag{17}$$

A (17) alatti tört abszolút értéke:

$$\frac{|I_2|}{|I_{20}|} = \frac{\gamma + \dfrac{1}{\gamma}}{\sqrt{4 + \left(\dfrac{1}{2}\sqrt{\dfrac{R_1}{R_2}} + \sqrt{\dfrac{R_2}{R_1}}\right)^2\left(\gamma - \dfrac{1}{\gamma}\right)^2}} \tag{18}$$

A (17) alatti tört fázisa:

$$\operatorname{arc}\frac{I_2}{I_{20}} = \operatorname{arc\,tg}\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\right)\left(\gamma - \frac{1}{\gamma}\right)\right] \tag{19}$$

A viszonylagos I_2 áramra jellemző értéket kapunk, ha a (18) összefüggés értékét $f = 0$ és $f \to \infty$ frekvencián meghatározzuk:

$$\left(\frac{|I_2|}{|I_{20}|}\right)_{f=0} = \lim_{\gamma \to 0} \frac{\gamma + \dfrac{1}{\gamma}}{\sqrt{4 + \left(\dfrac{1}{2}\sqrt{\dfrac{R_1}{R_2}} + \sqrt{\dfrac{R_2}{R_1}}\right)^2\left(\gamma - \dfrac{1}{\gamma}\right)^2}} \to \frac{2\sqrt{\dfrac{R_1}{R_2}}}{\dfrac{R_1}{R_2} + 2} \tag{20a}$$

$$\left(\frac{|I_2|}{|I_{20}|}\right)_{f\to\infty} = \lim_{\gamma\to\infty} \frac{\gamma+\frac{1}{\gamma}}{\sqrt{4+\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}+\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\right)^2\left(\gamma-\frac{1}{\gamma}\right)^2}} \to \frac{2\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}}{\frac{R_1}{R_2}+2} \tag{20b}$$

A szekunder áram viszonylagos nagyságát jellemző görbe tehát az f_0 illesztési frekvenciára a zérus és végtelen frekvenciák között axiálisan szimmetrikus.

Azon $\frac{R_1}{R_2}$ ellenállásviszonyok, amelyekhez tartozó rezonancia görbék azonosak, a (18) és (19) összefüggések figyelembevételével a

$$\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}+\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} = \text{const.} \tag{21}$$

egyenlet megoldásából nyerhetők.

A leglaposabb rezonancia görbe azon $\frac{R_1}{R_2}$ viszonynál keletkezik, amelynél a (18) összefüggés $\frac{R_1}{R_2}$ függvényében szélső értéket mutat. Az egész kifejezés helyett elég csak a

$$f\left(\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}\right) = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}+\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \tag{22}$$

függvényt vizsgálni. Szélső érték helyen az első differenciál hányados értéke: 0, vagyis

$$\frac{d}{d\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}} f\left(\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}\right) = \frac{1}{2} - \frac{1}{\frac{R_1}{R_2}} = 0, \tag{23a}$$

amiből:

$$\frac{R_1}{R_2} = 2 \tag{23b}$$

A $\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$ szerinti második differenciálhányados az $\frac{R_1}{R_2} = 2$ helyen 0-nál nagyobb, a (22) függvénynek tehát minimuma, a (18) függvénynek maximuma van.

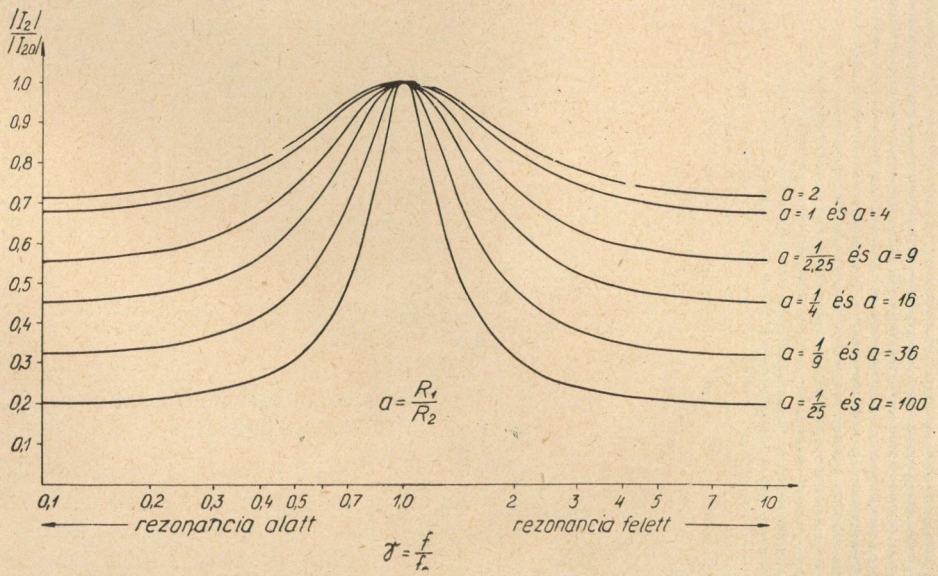
A (4*a*) és (4*b*) ábra a (18) és (19) összefüggések felhasználásával készült.

A γ függvényében való számolás helyett a rezonancia pont közelében néha kényelmesebb a $\frac{\Delta f}{f_0}$ függvényében való számolás, ahol Δf a rezonancia ponttól való elhangolást jelenti. A rezonancia pont közelében írható:

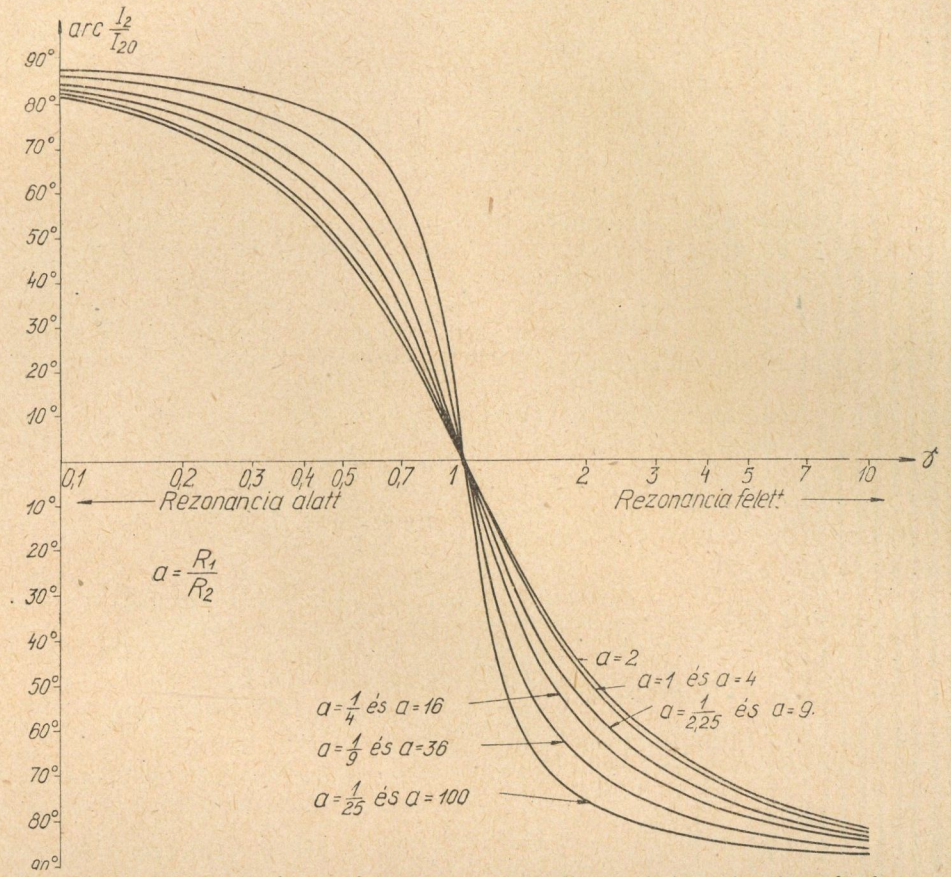
$$\gamma-\frac{1}{\gamma} \approx 2\frac{\Delta f}{f_0}; \quad \left(\gamma-\frac{1}{\gamma}\right)^2; \quad \approx 4\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2; \quad \gamma+\frac{1}{\gamma} \approx 2 \tag{24}$$

Ha Δf-et az f_0 10%-ánál kisebbre vesszük, ami a gyakorlatban rendszerint elegendő, a (24) alatti képletek hibája is 10%-on belüli. A (18) és (19) képletek $\frac{\Delta f}{f_0}$ függvényében a (24) alattiak figyelembevételével a következő alakot öltik:

$$\frac{|I_2|}{|I_{20}|} \approx \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}+\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\right)^2\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}} \tag{25}$$



4/a ábra. A viszonylagos fogyasztói áram nagysága a viszonylagos frekvencia függvényében különböző R_1/R_2 áttételek mellett



4/b ábra. A viszonylagos fogyasztói áram fázisszöge a viszonylagos frekvencia függvényében különböző R_1/R_2 áttételek mellett

$$\operatorname{arc}\frac{I_2}{I_{20}} \approx \operatorname{arc\,tg}\left[-\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}+\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\right)\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)\right] \quad (26)$$

A fentiek alapján megállapítható, hogy a gyakorlatban előforduló esetekben a kívánt sávszélesség mindig biztosítható.

4. A híd reaktans elemeinek méretezése

A méretezéshez ismernünk kell az illesztési frekvencián a hídban folyó áramokat és teljesítményeket. Az (1) egyenletrendszerben jX_1, jX_2, jX_3 és jX_4 helyébe a (8) alatti értékeket helyettesítve és az egyenletrendszert megoldva az illesztési frekvencián a hídban folyó áramok a következők:

$$i_{10} = j\frac{U}{2}\frac{1}{\sqrt{R_1 R_2}}, \qquad i_{20} = \frac{U}{R_1}\left(1 + j\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}\right),$$

$$i_{30} = j\frac{U}{2}\frac{1}{\sqrt{R_1 R_2}}, \qquad j_{40} = \frac{U}{R_1}\left(1 - j\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}\right);$$

$$I_{11} = I_{12} = I_{10} = \frac{U}{R_1}; \; I_{20} = -jU\frac{1}{\sqrt{R_1 R_2}}; \; I_{30} = 0. \quad (27)$$

A hídágakban levő reaktanciák méretezéséhez határozzuk meg meddő teljesítményeiket:

$$N_{1m} = |i_{10}|^2 \cdot \sqrt{R_1 R_2} = \frac{U^2}{4\sqrt{R_1 R_2}},$$

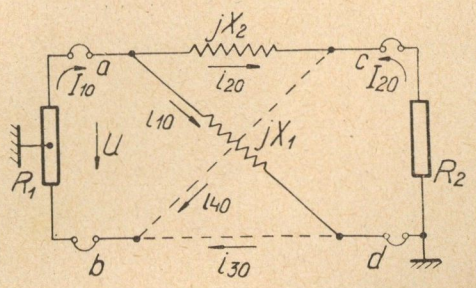
$$N_{2m} = |i_{20}|^2 \cdot \sqrt{R_1 R_2} = \frac{U^2}{R_1^2}\left(1 + \frac{1}{4}\frac{R_1}{R_2}\right)\sqrt{R_1 R_2},$$

$$N_{3m} = |i_{30}|^2 \cdot \sqrt{R_1 R_2} = \frac{U^2}{4\sqrt{R_1 R_2}},$$

$$N_{4m} = |i_{40}|^2 \cdot \sqrt{R_1 R_2} = \frac{U_2}{R_1^2}\left(1 + \frac{1}{4}\frac{R_1}{R_2}\right)\sqrt{R_1 R_2} \quad (28)$$

6. A hídágakban levő reaktanciák frekvenciafüggősége

A híd különböző vivőfrekvenciákra való lehangolása szempontjából nem érdektelen, ha adott R_1 és R_2 illesztőellenállások esetén a hídágakban levő induktivitások, kapacitások értékét a vivőfrekvencia függvényében kifejezzük:



$$X_1 = \sqrt{R_2 R_1}, \quad X_2 = -\sqrt{R_1 R_2}$$

$$i_{10} = -j\frac{U}{2}\frac{1}{\sqrt{R_1 R_2}}, \quad i_{20} = \frac{U}{R_1}\left(1 + j\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}\right);$$

$$i_{30} = j\frac{U}{2}\frac{1}{\sqrt{R_1 R_2}}, \quad i_{40} = \frac{U}{R_1}\left(1 - j\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}\right);$$

$$I_{10} = \frac{U}{R_1}; \quad I_{20} = -jU\frac{1}{\sqrt{R_1 R_2}},$$

5. ábra. R_1 bemenő és R_2 kimenő ellenállású keresztag földszimmetrikus és földaszimmetrikus rendszerek illesztésére f_0 frekvencián

$$L = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{2\pi f_0}, \qquad C = \frac{1}{2\pi f_0 \sqrt{R_1 R_2}} \tag{29}$$

L és C értéke tehát a frekvenciával fordítva arányos, és egyidejűleg hangolandók.

A (29) képlet számolásra alkalmasabb alakja:

$$L^* = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{2\pi f_0^*}, \qquad C^* = \frac{10^6}{2\pi f_0^* \sqrt{R_1 R_2}} \tag{30}$$

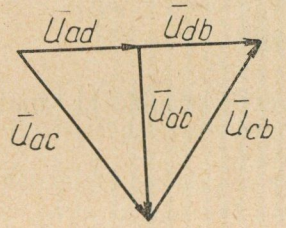
A (30) képlet szerint, ha f_0^*-t Mc/s-ban, R_1 és R_2-t ohmokban mérjük, L^*-t μH-ben, C^*-t pF-ban kapjuk.

Összefoglalás

A hídkapcsolással való illesztés az elektrotechnika mindazon területén felhasználható, ahol adott vivőfrekvencián földszimmetrikus és földaszimmetrikus kétpólusokat kell illeszteni. A kapcsolásnak különösen az ultrarövidhullámú rádiótechnikában van jelentősége, ahol a rezonanciagörbe laposságából származó előnyök jól kihasználhatók.

Az 5. ábrán a hidat keresztagként is megrajzoltuk. Bemenő ellenállását R_1-gyel, a bemenő pontjain megjelenő kapocsfeszültséget U-val, kimenő ellenállását R_2-vel jelöltük. Az ábrán az áramokat is feltüntettük.

A 6. ábra a híd feszültségi vektorábrája. A feszültségvektorok indexében levő betűk a híd 5. ábrán bejelölt pontjainak megfelelően a felvett áramirányokkal a feszültségvektorok értelmét jelzik. Az index első betűje a feszültségvektorok kezdőpontjának, második betűje pedig végpontjának felel meg.



6. ábra. A feszültségek vektorábrája az illesztési frekvencián

IRODALOM

W. Buschbeck: Die Entwicklung des transozeanischen Kurzwellen-Sendedienstes in Deutschland. Telefunken Hausmitteilungen, 20. Jahrgang, März 1939, Nummer 80, 23. o.

B. A. Szmirenyin: A rádiótechnika kézikönyve. Nehézipari Könyv- és Folyóiratkiadó Vállalat, Budapest, 1952.

Dr. Liska József és *Retter Gyula:* Váltakozó áramok elmélete II. rész. Tankönyvkiadó, Budapest, 1955.

Cauer: Siebschaltungen. VDI Verlag GMBH, Berlin 1931.

Feldtkeller: Einführung in die Vierpoltheorie. Hirzel, Leipzig, 1948.

Cauer: Theorie der linearen Wechselstromschaltungen. Akademischer Verlag, Berlin, 1954.

Távbeszélő központok túlterhelése

HORVÁTH GYULA (BHG)

Az Erlang C képleten alapuló néhány ismert formulát tárgyal a szerző a túlterhelt telefonközpontokkal kapcsolatban, így a várakozási idő és más jellemző mennyiségeket. Néhány példával megmutatja, hogyan küszöbölhető ki a szűk keresztmetszet viszonylag kis költséggel.

Nemcsak Budapesten, hanem a világ sok más helyén is gondot okoz a távbeszélő központok egyre nagyobb mértékben mutatkozó túlterhelése. Ez visszavezethető arra, hogy a forgalmi viszonyok a központok üzembehelyezése óta igen sok központban jelentékenyen megváltoztak. A probléma gazdaságos és szakszerű megoldásához célszerű elméletileg is tanulmányozni a túlterhelés alkalmával fellépő jelenségeket. Jelen cikk ezekkel a kérdésekkel a hazai viszonyokra való tekintettel, csak a várakozásos rendszerekkel kapcsolatban kíván — főleg elméleti alapon — foglalkozni. Ezek ismertetését remélhetőleg követni fogja a gyakorlati tapasztalatok feldolgozása is.

Az átlagos várakozási idő kiszámítása egyszerű vonalnyaláb esetén

Erre a célra az Erlang-formulának a várakozásos rendszerekre vonatkozó alakját kell felhasználnunk (Erlang C formulája). Ez megadja nemcsak annak a valószínűségét, hogy i gép egyidejűleg foglalt, hanem annak valószínűségét is, hogy a rendelkezésre álló összes, s számú gép foglaltsága esetén j hívás várakozik. A levezetés részleteinek mellőzésével [1,2]

$$P_i = \Delta \frac{y^i}{i!} \tag{1}$$

annak a valószínűsége, hogy egyszerre i gép foglalt és

$$P'_j = \Delta \left(\frac{y}{s}\right)^j \frac{y^s}{s!} \tag{2}$$

annak a valószínűsége, hogy egyszerre j hívás várakozik. E képletekben

y a forgalom órákban,

s a rendelkezésre álló gépek száma és

$$\frac{1}{\Delta} = 1 + \frac{y}{1!} + \ldots + \frac{y^{s-1}}{(s-1)!} + \frac{y^s}{s!}\,\frac{s}{s-y}. \tag{3}$$

Ebből kiszámítható annak valószínűsége, hogy egy hívás τ időnél tovább vár arra, hogy szabad vonalat kapjon.

Ez lesz:

$$P(\tau) = \frac{e^{-s\tau + y\tau}}{s-y}\,\frac{y^s}{(s-1)!}\,\Delta. \tag{4}$$

Ez tehát a várakozási idők eloszlásfüggvénye, mely mint látjuk, negatív kitevőjű exponenciális függvény (mert mindig $s > y$, tehát $y - s < 0$). Ennek középértéke lesz az átlagos relatív várakozási idő:

$$\tau_m = \int_0^\infty \tau\, dP(\tau) = \int_0^\infty \tau P'(\tau)\, d\tau = \frac{y^s}{(s-1)!\,(s-y)^2}\,\Delta. \tag{5}$$

Eszerint várakozásos forgalomban a beszélgetések átlagosan $\tau_m\, t_k$ időtartam után kerülnek kapcsolásra, ahol t_k a beszélgetések átlagos hossza.

A bemutatott képleteknek az irodalomban részletesen megtalálható [1] levezetése helyett sokkal célszerűbb τ_m gyakorlati kiszámítása.

Írjuk fel az Erlang B formulának a közkézen forgó méretezési görbékkel [2, 3] ábrázolt közismert alakját:

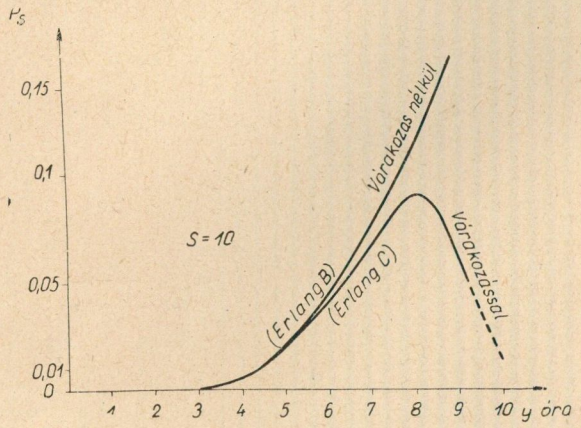
$$P_i = \frac{y^i}{i!}\,D, \tag{6}$$

ahol

$$\frac{1}{D} = 1 + \frac{y}{1!} + \ldots + \frac{y^i}{i!} + \ldots + \frac{y^s}{s!}. \tag{7}$$

Ez a képlet a várakozás nélküli vonalcsoport forgalmát írja le, exact matematikai szempontból.

Mindjárt észrevehetjük, hogy $1/D$ és $1/\Delta$ csak az utolsó tagban különbözik. Emellett az $1/\Delta$ kifejezésében az $\frac{s}{s-y}$ tényező szerepel, mely az s-hez képest kis y értéknél az egységet nem sokkal haladja meg. Ezenkívül ebben az esetben $\frac{y\Delta}{s!}$ értéke is elég kicsiny a többi összeadandó taghoz képest. Ezért várható, hogy az s-hez képest kicsiny y értékekre a különbség elenyésző lesz. Az ellenőrző numerikus számítások azt mutatják, hogy amíg y értéke oly kicsiny, hogy az Erlang-formulával számított valószínűség nem haladja meg a $P = 0{,}01$ értéket, tehát a szokásos határt, addig a különbség nem észrevehető (1. ábra). Ez állandó gépszám



1. Egy $s = 10$ vonalból álló nyaláb esetén a felkínált y forgalom függvényében annak P_s valószínűsége, hogy minden vonal foglalt, Erlang formuláival számítva

($s = 10$) mellett megadja annak valószínűségét, hogy az összes gép foglalt, várakozással és várakozás nélkül (1) számítva. Mint látjuk, a várakozásos görbe $P = 0{,}01$ felett lassabban emelkedik, sőt egy maximális érték elérése után lefelé halad. Az eltérés az $1/\Delta$ utolsó tagja miatt van, amelyben egyrészt $\frac{y^s}{s!}$ egyre számottevőbb értéket vesz fel, másrészt az $\frac{s}{s-y}$ szorzó is rohamosan növekedik y növekedésével.

Kicsiny P értékekre tehát Δ helyett D használható és az így kiszámított P értékek azonosak a veszteséges Erlang-formulából kiszámított értékekkel, melyek diagramokból könnyen kivehetők.

Nagyobb P valószínűségek esetén azonban pontos numerikus számításokat kell végeznünk. Ennek megkönnyítésére a (6) és (7) alatti képletekben minden egyes tagot e^{-y}-nal szorzunk meg, mire az összes tag

$$\frac{y}{x!} e^{-y}$$

alakúvá válik. Ezek pedig a Poisson eloszlás értékei, amelyek kézikönyvek táblázataiból kivehetők vagy szükség esetén logarléccel is kiszámíthatók [3].

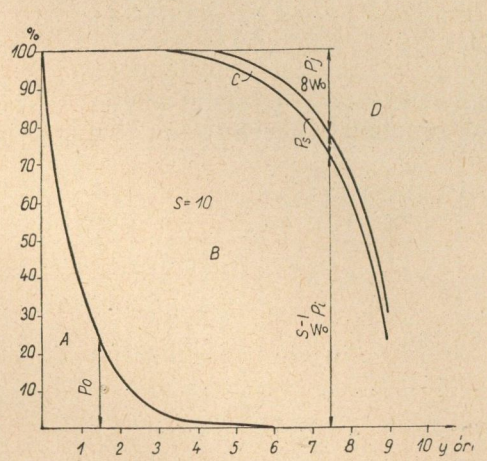
A forgalmi viszonyok teljes ismeretéhez még további mennyiségekre van szükségünk.

A várakozás valószínűsége

Az előzőek szerint annak valószínűsége, hogy j hívás várakozik:

$$P'_j = \Delta \left(\frac{y}{s}\right)^j \cdot \frac{y^s}{s!} = P_s \left(\frac{y}{s}\right)^j. \qquad (8)$$

Annak valószínűsége pedig, hogy várakozás egyáltalán van-e, ennek összege j minden lehetséges értékével, vagyis:



2. Egy $s = 10$ vonalból álló nyaláb esetén a felkínált y forgalom függvényében a nagybetűvel jelzett mezőkbe eső metszékek megadják a következő állapotokban eltöltött idők arányát:

A mező: minden gép szabad,
B mező: néhány gép foglalt, de még szabad is van
C mező: minden gép foglalt, de várakozás nincs,
D mező: minden gép foglalt, várakozás is van.

$$\Sigma P'_j = P_s \frac{y}{s-y}.$$

A számítást az összetartó geometriai sorok összegezési képletével végeztük, mert a hányados $y/s < 1$. Számításaink ugyanis csak arra az esetre értelmezhetők, amikor az órákban kifejezett y forgalom kisebb, mint a vonalak s száma. A függvény menete (2. ábra) felfogható úgy is, mint az időnek, pl. a forgalmas óráknak az a része, mely alatt várakozás fennáll. Egyúttal feltüntettük az egyes jellegzetes forgalmi állapotok valószínűségét is, ú. m.

A) minden gép szabad ..... P_0

B) néhány gép foglalt, de még szabad is van $\sum_1^{s-1} P_i$

C) minden gép foglalt, várakozás nincs .. P_s

D) minden gép foglalt, várakozás is van $\sum_0^{\infty} P'_j$

Ezek a valószínűségek azt is jelentik, hogy az időegységnek mekkora részét tölti a nyaláb az egyes forgalmi állapotokban.

A várakozásmentes állapotban lebonyolított forgalom

A továbbiakban szükségünk lesz az előbb említett A, B, C állapotokban együttesen lebonyolódó forgalomra. Ezt a valószínűségszámításból ismert módon [5], középértékszámítással határozhatjuk meg.

Az idő azon része, amely alatt x hívás áll fenn, mint ismeretes, P_x. Ezalatt xP_x hívás teljesül, ezért a várakozás nélkül lebonyolított beszélgetések száma

$$\sum_0^s x P_x = \sum_1^s x P_x = y\left(\frac{\Delta}{D} - P_s\right). \qquad (9)$$

Az előzőhöz hasonló módon végzett részletszámítást mellőztük. A forgalomnak ez a része tehát várakozás nélkül, azonnal kap kapcsolatot.

A várakozási idő alatt lebonyolított forgalom

Mint láttuk, az idő $\sum_1^{\infty} P'_j = P_s \frac{y}{s-y}$ részében várakozó hívások is vannak, amellett, hogy az összes gép foglalt. Ekkor az időegység alatt s forgalom bonyolódik le, tehát a várakozási idő alatt a forgalom:

$$s \sum_1^{\infty} P'_j = y\left(P_s \frac{s}{s-y}\right). \qquad (10)$$

A forgalom eloszlása

Számítással kimutatható, hogy a várakozásmentesen és a várakozási idő alatt lebonyolított forgalom összege a teljes forgalom.

Bizonyítás végett írjuk fel állításunkat egyenletben:

$$y\left(\frac{\Delta}{D}-P_s\right)+y\left(P_s\frac{s}{s-y}\right)=y. \qquad (11)$$

Egyszerűsítve y-nal és P_s értékét (1)-ből behelyettesítve:

$$\frac{\Delta}{D}-\frac{y^s}{s!}\Delta+\frac{y^s}{s!}\Delta\frac{s}{s-y}=1$$

Átosztva Δ-val:

$$\frac{1}{D}-\frac{y^s}{s!}+\frac{y^s}{s!}\frac{s}{s-y}=\frac{1}{\Delta},$$

majd figyelembe véve, hogy

$$\frac{1}{D}=\sum_0^s\frac{y^x}{x!} \text{ s így } \frac{1}{D}-\frac{y^s}{s!}=\sum_0^{s-1}\frac{y^x}{x!},$$

kifejtve nyerjük:

$$1+\frac{y}{1}+\ldots+\frac{y^x}{x!}+\ldots+\frac{y^{s-1}}{(s-1)!}+$$
$$+\frac{y^s}{s!}\frac{s}{s-y}=\frac{1}{\Delta} \qquad (3)$$

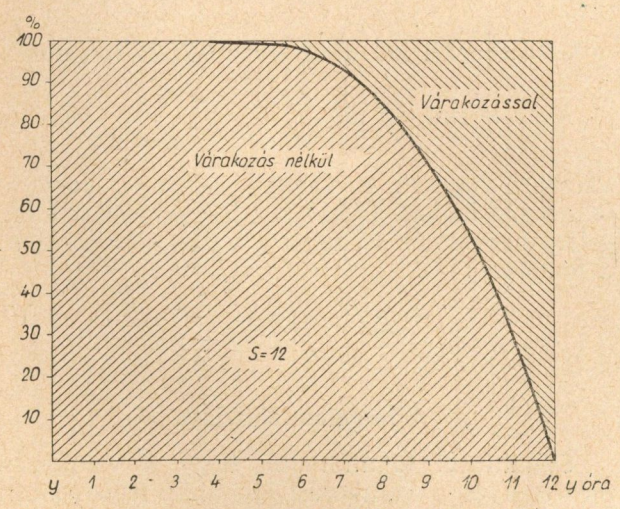
A Δ definícióját tartalmazó ismert egyenletre, vagyis igazságra jutottunk, ezért állításunk helyes volt.

A viszonyokat a 3. ábra szemlélteti, ahol feltüntettük az állandó forgalmat, mint a várakozásmentes és a várakozásos időben lefolyó forgalom összegét. A forgalom az ordináta tengelyen %-ban van felmérve. A gépszám állandó.

A várakozásos forgalom lebonyolitási módja

A 3. ábra, illetve a vele ábrázolt (11) egyenlet magában foglalja a várakozásos forgalom lényegét.

Az Erlang-formula levezetésekor használt kiinduló feltételek szerint az y mennyiség az előfizetők által a vonalnyaláb felé kezdeményezett hívások számát a beszélgetések átlagos tartási idejével szorozva jelenti.



3. Egy $s=12$ vonalból álló nyaláb esetén a felkínált y forgalom függvényében a várakozás nélkül és a várakozással lebonyolított forgalom aránya

Ezt a várakozás nélküli rendszerekkel kapcsolatban kínálatnak szokás nevezni. A (9) és (10) alatti egyenletekben kiszámított mennyiségek pedig a várakozás nélkül, illetve várakozással nyújtott teljesítményt jelentik. Itt emlékeztetünk arra, hogy számításuk módja azonos a várakozás nélküli rendszerben alkalmazott teljesítményszámítási móddal [2]. A (11) egyenlet szerint pedig az egész teljesítmény, mint az említett két részteljesítmény összege, azonos a kínálattal.

Szemléltetve látjuk tehát a várakozásos rendszerek döntő tulajdonságát, *mely szerint a teljesítmény egyenlő a kínálattal, veszteség nincs.*

Mint már megjegyeztük, ez a megállapítás csak addig érvényes, míg $y<s$, mert a kiindulásul használt képlet, a várakozásos rendszerekre vonatkozó Erlang C formula is csak ezen feltétellel érvényes.

A várakozás lehetősége folytán azok a hívások, melyek nem találnak azonnal szabad vonalat, várakoznak és a legközelebbi hívás befejezése után vonalat kapnak. Ezek a hívások nem vesznek el, hanem csak a lebonyolításuk időpontja tolódik el. A várakozó hívásokból mintegy tartalék képződik, melyből, egy vonal felszabadulása alkalmával, az egyik várakozó hívás tovább jut. Így tehát minden hívás előbb-utóbb lebonyolódik. A várakozó forgalom nagysága tehát a szolgálat minőségére jellemző, ezért a továbbiakban figyelmünket ennek meghatározására kell fordítanunk.

A várakozó forgalom

Annak relatív időtartama, hogy j hívás várakozik, az előzőek szerint

$$P'_j=\Delta\left(\frac{y}{s}\right)^j\frac{y^s}{s!},$$

tehát ezen időtartam alatt j (P'_j) forgalom vára kozik. Az összes várakozó forgalom ezért ezek összege:

$$\sum_0^\infty jP'_j \qquad (12)$$

j minden lehetséges értékére, vagyis a várakozó hívások számának középértéke. Kiszámítva:

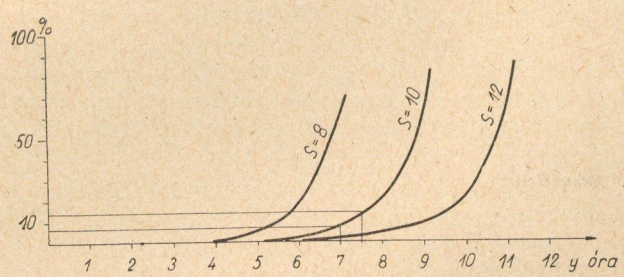
$$\sum_0^\infty jP'_j=\sum_0^\infty j\Delta\left(\frac{y}{s}\right)^j\cdot\frac{y^s}{s!}=\frac{y^s}{s!}\Delta\sum_0^\infty j\left(\frac{y}{s}\right)^j=$$
$$=y\left(\frac{y^s}{s!}\Delta\frac{s^2}{(s-y)^2}\right). \qquad (13)$$

A zárójeles kifejezésben felismerjük τ_m kifejezését, tehát végül

$$\sum_0^\infty jP'_j=y\,\tau_m. \qquad (14)$$

Az (5) képlet levezetése szerint τ_m az egy előfizetőre vonatkoztatva a várakozással és beszélgetéssel eltöltött idő viszonyszáma volt. Itt pedig analóg módon, mint az összes előfizető által várakozással eltöltött idő ($y\tau_m$) és a beszélgetéssel eltöltött idő (y) viszonyszáma szerepel.

Ez a mennyiség kis forgalom esetén jelentéktelen, a terhelés emelkedésével azonban később rohamosan emelkedik (4. ábra).



4. Különböző, s számú vonalból álló nyalábok esetén a felkinált y forgalom függvényében a várakozással és beszélgetéssel eltöltött idők aránya

A várakozási idő szerepe a vonalcsoportok méretezésében

Az elméleti megalapozás után megvizsgálhatjuk a várakozásos rendszerek méretezésénél alapul vehető adatok kérdését. Ehhez a kérdéshez foglalkozni kell a várakozási idő szerepével a központ működésében.

A várakozási idő része a központ kapcsolási idejének, melyhez ezenkívül a gépek által kereséssel eltöltött idő, a tárcsázáshoz és választáshoz szükséges idő és az áramkörök működési ideje járul. Nyilvánvalóan ezek bármelyikének csökkentése hozzájárul a kapcsolási idő csökkentéséhez, ugyanakkor azonban bármelyiket zérusra csökkentve, a kapcsolási időt csak részben csökkenthetjük. Ezért a várakozási időt is csak a gazdaságosság szempontjából ésszerű határig érdemes csökkenteni.

Elvileg a leggazdaságosabb megoldást akkor érjük ek, ha az egyes részidők a biztosításuk költségeivel arányosak. Más szóval, azon részidő, amelynek csökkentése a legtöbb költségbe kerül, legyen a leghosszabb, a legolcsóbban csökkenthető részidő viszont a legrövidebb.

Ezen elvek a létező rendszerekben meg is vannak valósítva. Így például a számtárcsa impulzusok sebességének növeléséhez gyorsabb impulzusvevő jelfogó alkalmazására volna szükség. Ez azonban a jelenlegihez képest aránytalanul drágább lenne, tehát bevezetése már nem gazdaságos. Ugyanígy a rotary gépek keresési ideje a gépek forgási sebességétől függ, melyet a vizsgáló jelfogók és a hajtómágnesek működési ideje korlátoz.

E szempontokat természetesen csak új központi rendszer kidolgozásánál lehet maradéktalanul és teljesen figyelembevenni. Kidolgozott központi rendszerek esetén meglevő adottságokhoz kell alkalmazkodni. Ez azonban nem jelenti azt, hogy a kérdés elhanyagolható, mert a központok méretezésekor a fenti szempontok figyelembevételével a kapcsolás gyorsasága és a berendezés gazdaságossága egyszerre elérhető.

Felmerül tehát a kérdés: mekkora a leggazdaságosabb várakozási idő?

Egyelőre a központból kiragadott egy fokozatra szorítkozva erre a kérdésre könnyen válaszolhatunk.

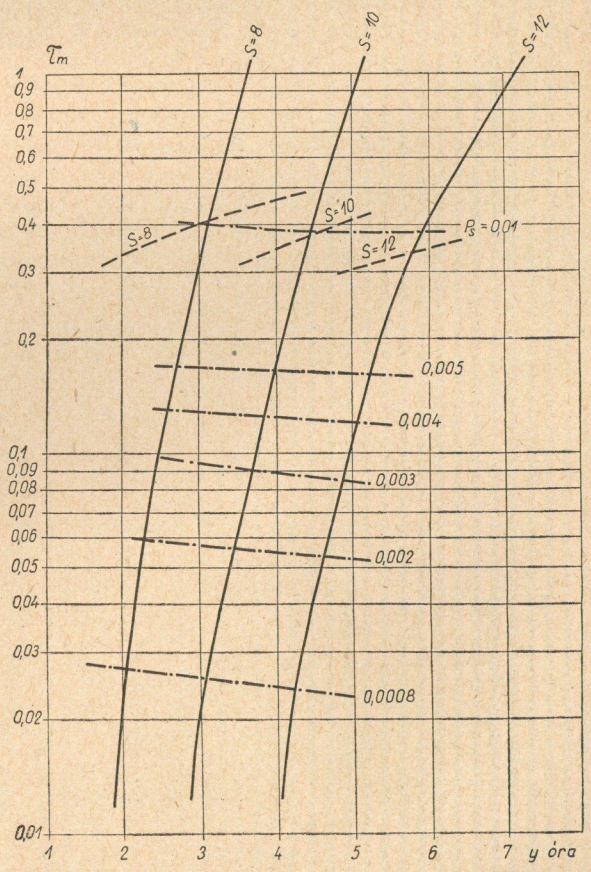
Egy fokozaton belül a kapcsolási időt a várakozási, a keresési és a működési (vezérlési) idő szabja meg. Keresési időn a gép által mozgással eltöltött időt, a működési időn pedig az áramkör működési idejét (melyet lényegesen megnyújthat pl. a sorrendkapcsoló alkalmazása) és az impulzusok küldésére, fogadására vagy továbbítására felhasznált időt értjük.

Bevezetett rendszeren belül a három részidő közül a harmadik rögzített, az első és a második azonban a gépszám megválasztásával befolyásolható.

Példaképpen vizsgáljuk először a híváskereső funkciót végző gépcsoportok esetét. Ezeknél a rövid kapcsolási idő fontos követelmény. Kapcsolási idejük ugyanis hozzájárul a kézibeszélő felemelésétől a tárcsázási hang megjelenéséig eltelő időhöz, melynek hosszúsága a telefonszolgálat minőségének elismerten fontos jellemzője. Kívánatos, hogy ez az idő 1—1,5 másodperc között legyen.

A híváskereső típusú fokozatok keresési idejének csökkentése érdekében áldozatot is hoznak, mert pl. csoportos indítást alkalmaznak, ami nagyobb kopással és a kettős találat veszélyével jár.

Utóbbi elkerülésére legtöbbször külön jelfogót kell beépíteni. Ilyen áldozattal is a fentemlített 1 másodperc időtartamot csak szűkösen lehet biztosítani. Kell tehát, hogy a várakozási idő elhanyagolható, pl. egy nagyságrenddel kisebb legyen, mint a keresési idő. Az 5. ábra τ_m a várakozási időt az y



5. Különböző, s számú vonalból álló nyalábok esetén a felkinált y forgalom függvényében a keresési idő (szaggatott vonal), az átlagos relatív várakozási idő (teljes vonal), továbbá utóbbi az összes vonal foglaltságának állandó P_s valószínűsége mellett

forgalom függvényében, különböző s gépszámok mellett teljes vonallal ábrázolja. Berajzoltuk a keresési időt (t_k) is a forgalom függvényében, a felvett gépszámok mellett. Az azonos gépszámhoz tartozó két görbe metszéspontja szolgáltatja azt a forgalmat, melynél a kétféle idő egyenlő. Berajzoltuk eredményvonallal az azonos valószínűségű pontok (P_s) mértani helyét is. Az említett metszéspontok a 0,01 valószínűségű görbe körül vannak. Az egy nagyságrenddel kisebb várakozási időket a 0.001 valószínűségű görbe közelében találjuk. Ezért tehát, ha a kézibeszélő felemelésétől a tárcsázási hang megjelenéséig eltelő időt 1 másodperc körül akarjuk tartani, a híváskereső, stb. fokozatokat 0.001 valószínűséggel kell méreteznünk.

A túlterhelés definíciója

Ezekután foglalkozhatunk annak a határnak a megállapításával, amelynek túllépése esetén a központot túlterheltnek minősíthetjük.

Mint láttuk, a vonalnyaláb állapotát a terhelés függvényében meghatározó mennyiségek folyamatosan változnak és normálisnak tartott forgalom mellett is felvesznek bizonyos, bár csekély értéket, így „fellépésük" a túlterhelés bekövetkezésének ismérvéül nem vehető.

Ezért a túlterhelés bekövetkezésére gyakorlati alapon kell ismérvet keresnünk.

A híváskereső fokozatokat túlterheltnek akkor tekinthetjük, ha a búgó hang megjelenéséig eltelő idő feltűnően hosszú. A kézibeszélő felemelése kb. 1 másodpercig tart, tehát az ezután eltelő idő lehet mértékadó. Így túlterheltnek vehetjük a központot, ha ez az idő a felső határt, az 1,5 másodpercet túllépi.

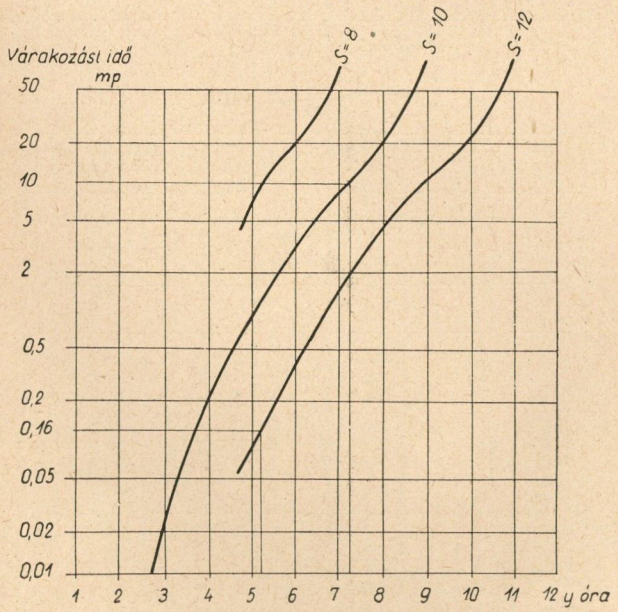
A választó fokozatoknál túlterhelés esetén jellegzetes tünet a kapcsolat elbomlása annak teljes felépítése előtt, a regiszterekbe beépített időzítés hatására. Ez a jelenség szigorúan véve veszteséget, az előfizető szempontjából a központ gyenge minőségű működését jelenti. Itt tehát túlterheltnek vehetjük pl. azt a központot, ahol az átlagos várakozási idő a regiszter időzítési idejét eléri, vagy méginkább azt a választó fokozatot, ahol annak valószínűsége, hogy egy hívás az időzítési időn túl várakozik, egy felvett értéket túllép. Ezen érték felvételekor az előfizetők vérmérséklete is figyelembe vehető.

A híváskeresők említett esetében kb. 0,5 másodperc várakozási időt vehetünk fel, ami pl. a 7*DU* rendszer esetében 3 fokozatra (I. *HK.*, II. *HK.* és *Ö. K.*) oszlik el. Egy fokozatra tehát átlagosan 0,16 másodperc jut. Ekkora várakozási idő a 6. ábra szerint 5,25 óra forgalom esetén lép fel. Körülbelül eddig emelkedhet a forgalom anélkül, hogy a túlterhelés következtében a tárcsázási hang késése feltűnővé válnék. A forgalom normálisnak tekinthető értéke emellett 4,25 óra, ami $P = 0{,}001$ értékkel az Erlang B görbéből [3] 12 vonalra adódik. Ehhez képest a fenti emelkedés 23%.

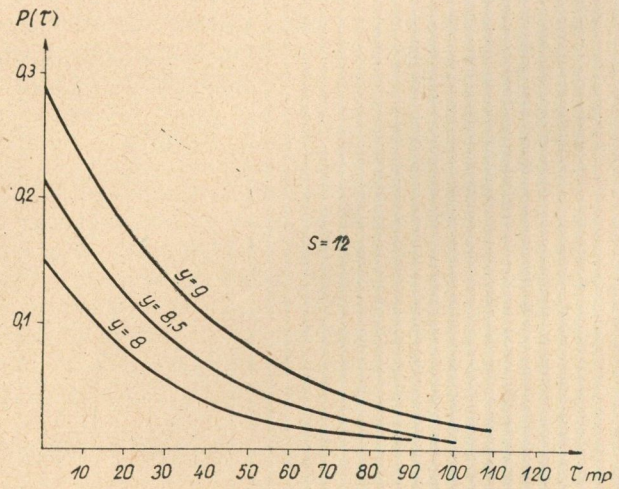
A választófokozatok megítéléséhez pedig a 7. ábrán bemutatjuk annak valószínűségét, hogy az átlagos keresési idő egy megadott τ értéket túllép. Ez megadja egyúttal azon hívások arányszámát is, amelyeket a τ időtartam elteltével működő időzítés elbont.

Érdekes lehet még annak kiszámítása, hogy mekkora forgalom lép fel, ha a tárcsázási hang megjelenéséig ismert, átlagos idő, pl. 30 másodperc telik el. Emellett a keresési idő elhanyagolható, ezért ezt teljesen várakozási időnek tekinthetjük. Figyelembe kell azt is venni, hogy ez az idő hány fokozatra oszlik el.

Például 3 fokozat esetén (7*DU*) egy fokozat első közelítésben ennek mintegy harmadrészével, 10 másodperccel járul hozzá a várakozási időhöz. Az ennek megfelelő forgalom a 6. ábra alapján 10 gép esetén 7,2 óra, holott ezt a fokozatot a szokásos módon 0,001 veszteséggel méreteztük és 3,1 óra forgalmat vettünk alapul (Erlang B képlet).



6. Az átlagos várakozási idő különböző s vonalszámok mellett az y forgalom függvényében



7. Egy $s = 12$ vonalból álló nyaláb esetén különböző felkínált y forgalmak mellett annak $P(\tau)$ valószínűsége, hogy egy hívás τ mp-nél tovább kénytelen várakozni

Ha most a gépek számát mindegyik fokozatban 2-vel növeljük, a várakozási idő fokozatonként 2, összesen 6 mp-re esik vissza (6. ábra). Ily módon egy mérsékelt gépbővítés hatását megbecsülhetjük

Hogy mennyire fontos az összes fokozat egyenletes bővítése, azt azonnal látjuk, ha kiszámítjuk a várakozási időt akkor, ha a 3 fokozat közül csak kettőt bővítünk, például az előző bekezdésben leírt módon, 2—2 géppel. Ekkor a várakozási idő az első két fokozatban egyenként 2 másodpercre csökken, míg a harmadik fokozatban, ahol feltevésünk szerint nem bővítettünk, az előbb kiszámított 10 másodperc marad. Ezeket összeadva

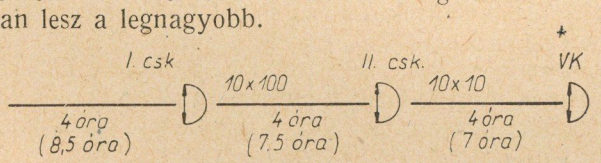
I. HK.	2 másodperc
II. HK.	2 másodperc
Ö. K.	10 másodperc
összesen	14 másodperc lesz az összes

várakozási idő. Ezt az összekötő keresők hasonló mértékű bővítésével, vagyis csupán 2 további regiszter hozzáadásával 6 másodpercre nyomhatjuk le.

A várakozási idő megnöveléséből eredő álforgalom

A várakozó hívások foglalva tartják az előző fokozatokat, bár beszélgetés nem folyik. Eszerint a várakozás az előző fokozatoknál álforgalom alakjában jelentkezik. Ez azonos a várakozó forgalommal, melynek értékét az elméleti részben már kiszámítottuk (4. ábra).

Az álforgalom a forgalmi torlódások okozója. Hatása akkor jelentős, ha a túlterhelt fokozatot több fokozat előzi meg. Ekkor az álforgalom az előző, egyébként jólméretezett fokozatokat is túlterheli. A túlterhelés várhatóan a legelső fokozatban lesz a legnagyobb.



8. Példa *7DU* rendszerű központ választó fokozataira. A méretezés alkalmával alapul vett forgalmi adatok zárójel nélkül, a felvett forgalomnövekedés adatai zárójelben

Példaképen számítsuk ki egy *7DU* rendszerű központ választó fokozatait. Az egyszerűség kedvéért eltekintünk a komb. *HK—VK* alkalmazásától és lépcsőzést sem veszünk figyelembe (8. ábra).

A rendszer $P = 0{,}005$ mellett *VK* csoportonként 4 óra = 120 *ÁFOH* végződő forgalomra, előfizetőnként 1,2 *ÁFOH* forgalomra van méretezve. 10 000 vonalas központ esetén minden gép ívét 10 irányra kell felosztani, tehát a *II. CsK* gépek is tízes csoportokban lesznek.

Vizsgáljuk meg, hogy mi történik akkor, ha a felvett 4 óra helyett a forgalom 7 órára emelkedik.

Az utolsó fokozatban ez a 4. ábra megfelelő görbéje szerint $7 . 0{,}074 = 0{,}516$ óra várakozó forgalmat eredményez. Így a *II. CsK* fokozat terhelése már tízes nyalábonként $7 + 0{,}516 = 7{,}516$ óra lesz. Ez ismét várakozásra kényszeríti a hívások egy részét, így a 4. ábra szerint a várakozó forgalom $7{,}516 \cdot 0{,}14 = 1{,}05$ óra és ezzel az *I. CsK* terhelése $7{,}516 + 1{,}05 = 8{,}566$ órára emelkedik, ami 22%-al több, mint a *VK*-t terhelő forgalom.

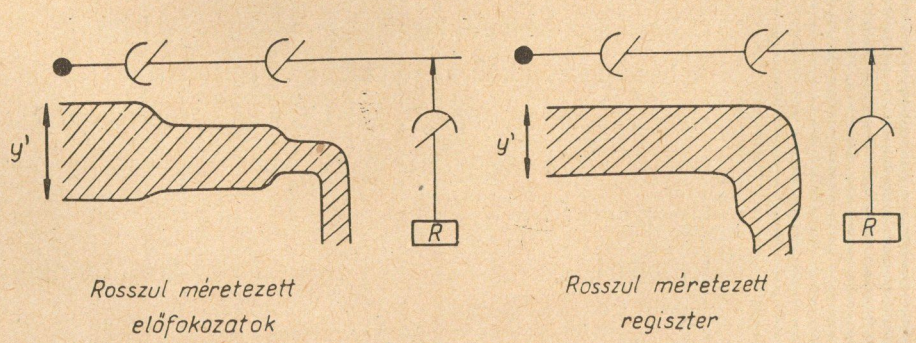
Vizsgáljuk meg most azt az esetet, amikor egy fokozat alméretezettsége miatt áll be a túlterhelés.

Maradjunk az előző példa szerint 4 óra forgalom mellett, de a *VK* fokozatban 10 gép helyett csak 8 gépet működtessünk. Ekkor a 4. ábra szerint $4 \cdot 0{,}015 = 0{,}06$ óra várakozás forgalom keletkezik, amivel az előző fokozatok terhelése megemelkedik. Szerencsére ez hátrafelé már nem növekszik, mert a 10 vonalas csoportban a 4,06 óra forgalomból eredő várakozás már elhanyagolható.

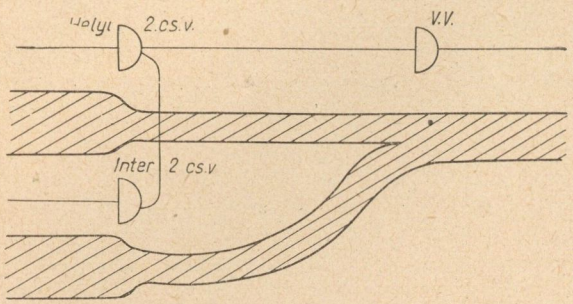
Eljárások a túlterhelés csökkentésére

Természetesen minden túlterhelés csökkentésének módszere a gépek számának a növelése. A bemutatott képletek és görbék segítségével a szükséges bővítést meg tudjuk határozni. Bennünket azonban elsősorban az érdekel, hogyan lehet leggazdaságosabban a bővítést végrehajtani, azonkívül pedig az, hogy hogyan lehet a helyzetet enyhíteni akkor, ha a bővítésnek akadályai vannak.

Elsősorban arra lehet törekedni, hogy minden fokozat az őt valóban terhelő forgalomra legyen méretezve. Ellenkező esetben a rosszul méretezett fokozat a többi, vele együttműködő, esetleg alméretezett fokozatot is túlterheli. Így pl. ha a tárcsázási hangra való várakozás ideje hosszú, helytelen csak a regisztereket bővíteni, amint azt a gyakorlati tapasztalatok is mutatták. Ahhoz, hogy ez az idő rövid legyen, a híváskereső fokozatoknak is helyesen méretezettnek kell lenniök (9. ábra).



9. *7DU* rendszerű központ rosszul méretezett fokozatainak diagramjai. A sraffozott csíkok szélessége a megfelelő fokozatot terhelő forgalommal (valódi + a torlódásból keletkező álforgalom) arányosak



10. Torlódás két irányban

Előfordulhat az is, hogy az összefutó forgalmak közül az egyik a vártnál nagyobb. Ekkor a túlterhelés a többi irányok felé is jelentkezik. Ez az eset áll be közös helyi és interurbán vonalválasztók esetén, amikor az interurbán forgalom megnövekedése folytán a helyi választó fokozatokban keletkezik túlterhelés (10. ábra).

Az ilyen esetek körültekintést igényelnek. Helytelen volna ugyanis ilyenkor a helyi választó fokozatokat bővíteni, mert a vonalválasztó megfelelő bővítésével a helyi fokozatok túlterhelése automatikusan megszűnik.

Az eddigiekből látható, hogy figyelmünket először az utolsó fokozatra kell fordítani. Ha már itt túlterhelést tapasztalunk, valószínű, hogy ennek megszüntetésével az előző fokozatok túlterhelése is megszűnik. Így először az utolsó túlterhelt fokozatot kell bővítenünk és csak ezután kell az előző fokozatokat megvizsgálnunk.

Természetesen egy túlterhelt központ vagy központrész helyes bővítését előre is megtervezhetjük, ha helyes mérési adatok állnak rendelkezésre. Ezek az elmondottak ismeretében kiértékelhetők.

Ha valamely külső ok, pl. teljesen kiépített keret miatt bővítés nem lehetséges, javíthatjuk a vonalcsoportok túlterhelés esetén tanusított magatartását, vagyis a túlterhelést jellemző mennyiségek alakulását kedvezően befolyásolhatjuk. E kérdés vizsgálatához azonban a részben koncentrált vonalnyalábok viselkedésének elmélete szükséges, amelynek feldolgozása a forgalmi kérdések iránt érdeklődő fiatal telefonmérnökökre vár.

IRODALOM

1. *A. Angot:* Compléments des mathématiques. 10. kiadás. Paris 1952.
2. *Horváth Gyula:* Távbeszélő központok méretezésének néhány kérdése. Mérnöki Továbbképző Intézet 2723. sz. jegyzet.
3. *Koczka László:* Híradástechnikai táblázatok és adatgyűjtemény (vezetékes). Közlekedési Kiadó 1953.
4. *Koczka László:* A valószínűségszámítás szerepe távbeszélő központok méretezésénél. Postamérnöki Közlemények 1947. 6. szám.
5. *Rényi A.:* Valószínűségszámítás. Tankönyvkiadó 1954

Megjelenik

E. Aisberg

Most már értem a rádiót!

Az ismert szerzőnek ez a műve a harmincas években nagy sikert aratott Magyarországon. Most a szerző által átdolgozott, 1956. évi francia nyelvű kiadás jelenik meg magyarul. Tapasztalt rádiós és érdeklődő kispajtása beszélget e könyvben a rádióról. A beszélgetésekből az olvasó is megismerkedik a legegyszerűbb alapfogalmakkal éppúgy, mint a nagy szuper-készülékek felépítésével. A mintegy 500 tréfás ábra nagyban megkönnyíti az anyag megértését.

Kb. 160 oldal Ára fűzve kb. 20.— Ft

SZEMLE

Rovatvezető: GÁL ISTVÁN

Philadelphiában olyan telefonkészüléket találtak fel, amellyel a víz alatt is viszonylag nagy távolságok hidalhatók át (kb. 2000 m). Az új készülék — az aquavox — jól használható a tengeralatti fényképezésnél, a mélyvízi sportúszók és halászok céljaira. A készülék kombinált adó-vevő. Súlya kb. 3,5 kg, ezért háton is könnyen hordható. A mikrofon az arcmaszkban van. Az aquavox a beszédet jelekké, majd a vízben jól terjedő nyomáshullámokká alakítja át. A vételoldal hasonlóan működik ellentétes értelemben.

*

Angliában a postakísérleti intézet röntgen-berendezést helyezett üzembe a polistyrol szigetelésű kábelek csatlakozásának és a központi vezető ér helyzetének a vizsgálatára. Ugyancsak kiértékelhető ezzel a vizsgáló készülékkel a szigetelő anyag minősége is.

*

Hollandiában egy cég a Philips gyártmányú rádiókat és televíziós készülékeket önműködő pénzbedobós szerelvénnyel látja el hasonlóan az utcai távbeszélő készülékekhez és így szállítja, különösen szállodák számára, ahol a vendég a bedobott érme ellenében a készüléket az előírt ideig használhatja. Az ötletnek sikere van. Rövid idő alatt 1000 db kelt el a pénzbedobós Philettából. A cég már külföldre is szállít.

*

A *Bosch* cég újdonsága a közepes feszültségű fémpapír fázisjavító kondenzátor.

*

Detroitban és *Chicagóban* a repülőutasok részére új távbeszélő szolgálatot helyeztek üzembe. A rendszer a 450 MHz frekvenciasávban dolgozik. A kísérleti üzemben a hatótávolság kb. 180 km-re adódott.

*

A *wolfsburgi* népautógyárnak a Philips cég korszerű hangosberendezést szállított. Erre szükség volt, mert az üzemi gyűléseken néha 35 000 ember is részt vett. A nagy szerelőműhelyben a hangszórókat helyesen csoportosították és négyes csoportokat késleltető berendezésen keresztül táplálnak. Így a visszhang és utóhang jelenségeket a futási idő helyes megválasztásával kiküszöbölték. A tápberendezés hordozható. A szerelőcsarnokban 24 hangszórócsoportot helyeztek el, csoportonként 20 W terhelhetőséggel. A berendezés összteljesítménye csaknem 1 kW.

*

Amerikában újabban az építészek és a gyártó vállalatok olyan közös programon dolgoznak, amely a lakások korszerűsítését nagyban elősegítené. A cél az, hogy például a rádió- és televíziós készülékeket a falba építenék (természetesen a javítási lehetőségek figyelembevételével) és ezzel nem csak a helyet takarítanák meg egyéb célokra, hanem a berendezések a lakás állandó tartozékát is képeznék.

*

Francia—német—amerikai megegyezést írtak alá 1957 közepén új tengeralatti kábel fektetéséről. Az új kábel kb. 4000 km hosszú lesz és 1959 végén készül majd el. Az építés Franciaországból indul és Kanada területén végződik. Innen az Egyesült Államok felé mikro-összeköttetéssel csatlakozik.

*

A *Szovjetunióban* tekintettel a rádió és televízió igen nagy fontosságára és elterjedtségére, a minisztertanács új rádió és televízió államtanácsot létesített, amely közvetlenül a minisztertanács mellett működik.

*

Kínában Kvantung tartományban a kínai geológusok felfedezték a világ egyik legnagyobb wolfram-előfordulását. Az új lelőhely legalább tíz négyzetkilométer területű.

*

Amerikában olyan magnetofonszalagokat is hoznak forgalomba, amelyeken már műsort vettek fel. Ezek között újabban olyan is szerepel, amely sztereofonikus hangvisszaadást biztosít. Az árak a terjedelemtől függően 10 és 17 dollár között mozognak.

Az *Egyesült Államok* tengerészeti kutatólaboratóriumában olyan televíziós képernyőt kísérleteztek ki, amely alapja lehet a térbeli televíziónak. A jelenlegi formájában a színes televízió céljaira használják fel. Az új képernyő különlegessége abban áll, hogy az eddigi áttetsző, porszerű fluoreszkáló anyag helyett áttetsző filmszerű rétegeket visznek fel az ernyőre. Ily módon a más-más színre érzékeny rétegek egymás fölé kerülhetnek. Az egyes filmrétegek külön-külön is megvilágíthatók, de kombinálható is a fényhatás a katódsugár sebességének és irányának megfelelő vezérlésével. Már három réteg alkalmazása elegendőnek bizonyult a megfelelő színárnyalatok elérésére.

*

Az *angliai* postakísérleti intézet új optikai vizsgálókészüléket tervezett az erősáramú távvezetékek közelében vezetett, vagy azt áthidaló telefonvezetékek pontos helyzetének gyors megmérésére. A hálózatokat mindenütt felülvizsgálják. Az ellenőrzést néhány zárlat következtében előállott baleset tette szükségessé.

*

Kanadában a fő közlekedési utakat radar berendezésekkel fogják figyelni. Az első ilyen célt szolgáló berendezést Montrealban üzembehelyezték. Hasonló, de rövidebb hatótávolságú készülékek szerelés alatt állanak Torontóban, Winnipegben és Vancouverben. Később nagy hatósugarú radar berendezések elhelyezését is tervezik 14 nagy légiközpontban. A most üzembehelyezett Decca MR75 típusú megfigyelőállomás közepes hatótávolságú.

*

A *General Electric* laboratóriumában az ipari gyémánt riválisát fedezték fel. Az új anyag neve borazon. Összetételéről részleteket még nem közöltek, de sajtókonferencián annyit elárultak, hogy kb. 40,5 százalék bórt és 50 százalék nitrogént tartalmaz. Gyártása igen nagy nyomáson és hőmérsékleten történik. Jelenleg még csak néhány gramm áll rendelkezésre, de az új anyagnak máris nagy jövőt jósolnak. A szakemberek szerint nemcsak keményebb, mint a gyémánt, hanem sokkal hőmérséklet-ellentállóbb is.

*

Norwich angliai városban gépi úton vetik ki az adót. Ez az első ilyen alkalmazási területe az elektronikus számológépnek. A 40 000 font értékű számolóberendezés másodpercenként 3000 összeadást is végezhet. 1200 elektroncsövet és 16 km hosszú vezetéket tartalmaz. Súlya másfél tonna.

A berendezés üzembeállításával évi több ezer font megtakarítás várható azon kívül, hogy mintegy 25 főnyi munkaerőt szabadít fel más célra.

*

Az angol vasutakon ez évben üzembehelyezik az első televíziós vonatot. Ezen a vonaton televízió studiót, 18 vevőkészüléket és 28 hangszórót szerelnek fel. A berendezéseket a nálunk is ismert Pye cég szállítja. A vevőkészülékek elhelyezése olyan lesz, hogy a vonatnak mind a 600 utasa mindent kényelmesen láthasson. A programban nemcsak zenés műsor és aktualitások szerepelnek, hanem a vonat haladása közben felhívják a figyelmet a táj szépségeire vagy egyéb látnivalókra is.

*

A *bruxellesi* világkiállítás alkalmával a belgiumi egyetemen nemzetközi kongresszust fognak rendezni 1958 júniusában. Tárgya a szilárd testek fizikájának az alkalmazása az elektronikában és a híradástechnikában. Az előadások három fő témája: félvezetők, mágneses anyagok, fényérzékeny és lumineszkáló anyagok.

*

Egyiptomban a posta vezérigazgatójává Mahmoud Mohamed Riad urat nevezték ki, aki a közelmúltban Magyarországon is látogatást tett.

Н. Сабо Др.: Техника схем транзисторов

В цикле сртатей кратко излагаем важные свойства цепей тСанзисторов и точки зрения их проектирования. равняются особенностг и цепей электронных ламп и транзисторов и оцениваются возможности дальнейшего развития. В наших обсуждениях особое подчеркивание получают физические принципы и вычисления по возможности не применяются.

Янош Катона: Седьмой электротехнический конгресс в Веймаре, *Девятая секция:* Электронные лампы

На конгрессе были произнесенны изложения докладов, занимающие с электронными лампами разного типа. Долговечные лампы. Микроволновые усилительные лампы. Лампы с холодными катодами нового типа. Счетчики и лампы для коммутации. Оценка, сведения, таблицы и диаграммы. Указатель литературы.

К. Гехер: Об интерпретации коэффициента отражения

В случае комплексного заключения цепи коэффициента отражения нельзя всегда следовать физическим изображением, так как его значение и в таких случаях может быть больше единицы.

Ласло Хорват: Измеритель телеграфного искажения

Статья распространяется на проблемы связанные с конструированием и применением прибора для измерения телеграфного искажения венгерского производства, развиваемого в недалеком прошлом. Вначале — в интересах полноты — упоминается вообще об искажении телеграфа и о разных видах его, а в даьнейшем с целю сравнения, излагается измеритель искажения зарубеш нова производства.

Эрне Киши: Современные радиовещательные приемники (продолжение 2.)

Вторая часть серий, связанная с изложением современных радиоприемников, занимается с вопросами шумов и усиления каскадов усилителя и смесйтеля УКВ. Дается директивы для правильной постройки каскадов высокого усиления и малого шума. Обсуждаются также и способы воспрепятствования обратного излучения.

Тибор Дери: Согласование систем симметричности и ассимметричности по отношению к земле со схемой Бушеро

В последнее время, в особенности по технике ультракоротковолнового радио все чаще и чаще является необходимость согласовать друг с другом симметричные и ассимметричные системы. Статья занимается со схемой у нас еще мало известной, которая на данной частоте может заместить трансформатор согласования. Изготовление и симметрирование моста, действующего в схеме легче, чем изготовление обычного трансформатора, кроме этого выполнение — в полосе радиочастот — дешевле.

Дюла Хорват: Перегрузка центральных телефонных станций

Автор трактует о нескольких общеизвестных формулах, основанных на формуле С Эрланга в связи с перегруженными центральными телефонными станциями, так например время ожидания и другие характерные значения. Доказывается на нескольких примерах как можно устранить узкое место сравнительно небольшим расходом.

N. Szabó: Schaltungstechnik der Transistoren

In einer Reihe von Artikeln, es werden die Haupteigenschaften und Planung von Transistor—Stromkreisen behandelt. Transistor- und Elektronenröhren-Stromkreisen werden in Vergleich gezogen und die weitere Entwicklungsmöglichkeiten geschätzt. Bei der Behandlung des Themas meistens nur physikalische Grundbegriffe sind betont ohne besondere Rechnungsmethode.

J. Katona: 7-ter elektroakustischer Kongress in Weimar Section 9: Elektronenröhre

Behandlung einiger Vorstellungen des Kongresses in Zusammenhang mit Elektronenröhren. Elektronenröhren mit langem Lebensdauer. UKW-Versterkerröhren. Neue Glimmröhren. Rechnungs- und Schaltungsröhren. Besprechung, Daten, Tabellen und Diagramme. Literatur.

K. Géher: Über die Interpretation des Reflexionsfaktors

Der Reflexionsfaktor lässt sich bei komplexen Abschlüssen des Stromkreises nicht immer mit einem physischen Bild representieren, weil dessen Wert in diesem Fall grösser als ein werden kann.

L. Horváth: Fernschreib-Verzerrungsmessatz

Behandlung der mit dem Entwurf und Verwendung des in Ungarn neulich entwickelten Fernschreib-Verzerrungsmessatzes in Zusammenhang stehenden Problemen. Vollkommenheit wegen gibt man zuerst einen Überblick von den verschiedenen Fernschreib-Verzerrungen, dann für Vergleichungszwecke die Beschreibung eines fremden Messatzes.

E. Kiss: Moderne Radioapparate (Zweiter Teil)

In der Artikelreihe von den modernen Radioapparaten, der zweite Teil behandelt die Geräusch- und Versterkungsprobleme der UKW Versterker- und Mischteilen der Apparaten. Man gibt Richtlinie für den korrekten Aufbau einer solchen Stufe von geringem Geräusch und von hoher Versterkung. Methoden für die Verhinderung der Rückstrahlung werden auch behandelt.

T. Győry: Anpassung erdsymmetrischen und erdassymmetrischen Systemen mit Boucherot — Schaltung

In letzter Zeit, besonders in UKW-Radiotechnik, kommt es oft vor, dass man erdsymmetrische Systeme zur erdassymmetrischen Systemen anpassen braucht. Der Artikel beschäftigt sich mit einer nicht sehr gekannten Schaltung, die für eine bestimmte Frequenz den Anpassungstransformator ersetzen kann. Die in der Schaltung vorkommene Brücke ist von leichterer Verfertigung und Symmetriesierung als ein normaler Übertrager und — im Radiofrequenzband — noch billiger.

Gy. Horváth: Überlastete Telephonzentrale

Einige Formeln, ausgehend von Erlangs Formel C, welche im Falle einer überlasteten Zentrale die durchschnittliche Wartezeit und andere Daten ergeben, sind zusammengefasst. Beispielen über Verfahren zur Beseitigung Engpassen und Verbesserung des Dienstes mit kleinem Aufwand sind gegeben.

N. Szabó B. Sc.: Transistor Circuitry

The most important properties and designing viewpoints of circuits employing transistors will be discussed briefly in a series of papers. The properties of the vacuum tube and transistor circuits will be compared and a forecast will be given on the possibilities of future development. The physical principles will be emphasized in the first line and calculations, if possible, avoided.

N. Szabó: Utilisation des transistrons

En une série de publications on fait connaitre les caractéristiques principales et les points de vue de la mise au point des circuits à transistrons. On compare entre eux les circuits à tubes à vide et ceux à transistrons et on évalue les possibilités du développement. Le traitement de la matière se base surtout sur les principes physiques sans se servir si possible des calculs.

J. Katona: 7th Electrotechnical Meeting in Weimar Section 9.: Vacuum Tubes

The lectures read to the meeting on some vacuum tubes are reviewed. Long-life tubes. Micro-wave amplifier tubes. Novel cold cathode tubes. Counting and switching tubes. Evaluation. Data, tables and diagrams. Litterature.

J. Katona: 7ème Congrès Electrotechnique de Weimar Section 9: Tubes à vide

Compte rendu de quelques conférences du congrès relatives aux tubes à vide. Tubes à longue durée de vie. Tubes amplificateurs à ondes ultra-courtes. Tubes nouveaux à cathode froide. Tubes compteurs et commutateurs. Discussion, données, tableaux et diagrams. Littérature.

K. Géher: Comments on the Interpretation of the Reflexion Coefficient

The interpretation of the reflexion coefficient in case of complex terminations cannot be always brought in conformity with the physical phenomena because the modulus of the coefficient may exceed 1.

K. Géher: Sur l'interprétation du coefficient de réflexion

L'interprétation du coefficient de réflexion en cas de fermetures complexes des circuits n'est toujours pas possible par une représentation phisique, parceque, en ce cas, sa valeur peut dépasser l'unité.

L. Horváth: Telegraph Distorsion Meter

Discussion of problems that were solved while engineering work of the lately developped Telegraph Distortion Meter of Hungarian make was in process and others that cropped up in the field. For the sake of better understanding mention has been made in the introduction of the paper of thelegraph distortion and its various kinds, further comparison has been made with a distortion meter of foreign manufacture.

L. Horváth: Appareil de mesure de la distorsion télégraphique

Traité des problèmes relatifs à la mise au point et application de l'appareil de mesure développé récemment en Hongrie pour la mesure de la distorsion télégraphique. Pour être complet, on donne d'abord une vue sommaire des diverses distorsions télégraphiques et on fait en outre connaitre aux fins d'une comparaison un appareil de mesure étranger.

E. Kiss: Up-to-date Broadcast Receivers (continued)

The second paper of the series on the up-to-date broadcast receivers noise and gain problems of the UHF amplifier-converter stage. Directives are given for the proper design of a low-noise high-gain UHF-stage. Methods of preventing the backwards radiation are also described.

E. Kiss: Récepteurs radiophoniques modernes (Deuxième série)

La deuxième partie de la série d'articles concernant les récepteurs radiophoniques modernes traite les problèmes de bruit et d'amplification de l'étage amplificateur-mélangeur à ondes ultra-courtes. On donne des directifs pour la mise au point correcte d'un tel étage à bruits réduits et à amplification élevée. On mentionne enfin des méthodes pour empêcher le rayonnement arrière des appareils.

T. Győri: Matching of balanced to earth and unbalanced to earth systems by Boucherot network

Lately, and particularly in the ultra-high frequency radiotechnique, the problem of matching balanced to earth and unbalanced to earth systems is more and more often encountered. The paper discusses a network little known with us, which may substitute the matching transformer at a given frequency. The preparation and balancing of the bridge circuit contained in the network is easier than that of a common transformer, and its production is also less expensive in the radio-frequency range.

T. Győry: Adaptation par réseau Boucherot des sytèmes symétriques et disymétriques à la terre

Ces jours-ci, surtout dans la technique des ondes ultracourtes, il arrive souvent qu'il soit nécessaire d'adapter un système disymétrique à la terre à un système symétrique. L'article a pour but de faire connaitre un réseau peu connu, qui pourra, si nécessaire, remplacer pour une fréquence donnée le transformateur adaptateur. La mise au point et la symétrie du pont intervenant dans ce réseau sont plus facilement réalisables qu'en cas d'un transformateur usuel et en outre, cette méthode est plus économique s'il s'agit de la bande des fréquences radiophoniques.

Gy. Horváth: Overloaded Telephone Exchanges

The formulae based on the Erlang *C* formula are recapitulated concerning average delay time and other characteristic factors of overloaded telephone exchanges. Some exemples are given how to eliminate bottlen-ecks and to improve the quality of service at low costs.

Gy. Horváth: Centres téléphoniques surchargés

Se basant sur la formule *C* d'Erlang, des formules connues relatives au temps de délai d'attente et à d'autres charactéristiques sont récapitulées en relation avec les centres téléphoniques surchargés. Partant des exemples, méthodes sont indiquées pour l'élimination des sections étroites et pour l'amélioration à prix modéré du service.

MEGJELENT

Heinz Zemanek

Információelmélet II.

A szakértő olvasóközönség nagy örömmel fogadta az információelmélet első kötetét. A második kötet tartalmát a számológépek használata a gazdasági életben, a játékok elmélete, az automatikus gépkocsivezetés, a fordító gépek működése, az automatizálás általános kérdései és végül a kapcsolások algebrája képezi.

108 oldal — Ára kötve kb. 12 Ft

Nozdroviczky László

A televízió

A mű első részében a mágnesesség, a villamosság és az optika alapjelenségeit ismeri meg az olvasó. Aztán a villamos gépátvitel módszereivel foglalkozik, majd a korszerű televíziós adás elvét, a studiót, a vevőkészülékek működését és a magyar televíziós készülék helyes kezelését tárgyalja. Végén a színes és plasztikus televízióval, valamint a televízió alkalmazási lehetőségeivel foglalkozik.

160 oldal — Ára fűzve 15.— Ft

A. T. Starr

Rádióhírközlés

912 oldal — Ára kötve 150.— Ft

Kapható minden könyvesboltban

MAGYAR HÍRADÁSTECHNIKA

Felelős szerkesztő: Balogh Pál — Felelős kiadó: Solt Sándor — Műszaki Könyvkiadó, Budapest, V., Bajcsy Zsilinszky út 22. Telefon: 113—450

Ez a folyóirat MSZ és 5602/Á szerint készült

Előfizetés a Posta Központi Hirlapiroda Vállalatnál, Budapest, V., József nádor tér 1. Távb.: 180—850

Előfizetési díjak: számonként 4.— Ft. Csekkszámlaszám: 61.254

43534 — Akadémiai Nyomda, Gerlóczy u. 2. — — Készült 860 példányban — Felelős vezető: Bernát György

MEGJELENT

J. KAMMERLOCHER:

RÁDIÓTECHNIKUSOK ELEKTROTECHNIKÁJA

I.—II.

Az első kötet az egyenáramú körök alaptörvényeivel, dielektrikumok és vezetők villamos erőterével, mágneses erőterekkel és számításokkal, távvezetékeken fellépő jelenségekkel, végül láncvezetőkkel foglalkozik. A második kötet a váltakozóáramú körök alaptörvényeit, a szimbólikus számítás gyakorlati alkalmazását, a harmonikus analizis numerikus és grafikus módszereit, a Fourier analízist, a frekvenciafüggő áramkörök tárgyalását, végül az amplitudó-, fázis- és frekvenciamodulációt ismerteti

588 oldal. — Ára kötve 65.— Ft.

GELLÉRT ENDRE:

A RÁDIÓVEVŐKÉSZÜLÉK

3. kiadás

A szerző részletesen ismerteti a rádiókészülékek alkatrészeit, a hangfrekvenciás erősítést, a rádióadás és vétel lehetőségeit, az állomásválasztás, a demoduláció problémáit, a rádiófrekvenciás erősítést, a szuperheterodin vevőkészülékeket, a vevőkészülékek áramellátását, a rádiókészülékek felépítését, behangolását és minőségi ellenőrzését. Elemzi a gyári készülékek kapcsolását és foglalkozik az ultrarövidhullámú FM vevőkkel.

316 oldal. — Ára fűzve 24.50 Ft.

Fenti könyvek beszerezhetők, illetve megrendelhetők az

ÁLLAMI KÖNYVTERJESZTŐ VÁLLALAT KÖNYVESBOLTJAIBAN

Szakkönyvesboltok:

Budapest, VII., Lenin krt 7. „Népszava" Műszaki Könyvesbolt Budapest, VII. Lenin krt. 17.

Ára: 8.— Ft.

Rádiókerámiai alkatrészek

FERRIT GYÁRTMÁNYOK

KERÁMIAI KONDENZÁTOROK

KERÁMIAI BEHANGOLÓ KONDENZÁTOROK

TELEVIZIÓ- ÉS RÁDIÓKERÁMIAI ALKATRÉSZEK

GYÁRTJA ÉS FORGALOMBA HOZZA:

KŐBÁNYAI PORCELÁNGYÁR

BUDAPEST, X., TÁRNA UTCA 4 · TELEFON: 148-512