

VI.

# Magyar HÍRADÁSTECHNIKA



**2**

Magyar

## HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

## Felelős szerkesztő:

Balogh Pál  
VI., Eötvös u. 11/a  
Telefon: 420-536

## Szerkesztő:

Boglár Gyula  
XI., Fehérvári út 70.  
Telefon: 268-940/158

A Híradástechnikai  
Tudományos Egyesület  
Titkársága:

V., Szabadság tér 17.  
Telefon: 113-027

## Előfizetési ár

egész évre 30 Ft  
Egyes szám ára 5 Ft

Megjelenik kéthavonként

## TARTALOM:

<i>Kincses István</i> : Híradástechnikai iparunkról felszabadulásunk 15. évfordulóján .....	41
<i>Radvány Jenő — Abonyi Ivánné</i> : Szigorú előírású váltósűrűk tervezése .....	43
<i>Nemes László</i> : 110°-os televízió vevőképcső eltérítési technikája II. rész .....	52
Megemlékezés Halmágyi Tiborról és Zelenka Lászlóról .....	62
<i>Katona János</i> : Kondenzátorok és ellenállások élettartamvizsgálatai	63
<i>Konkoly Tihamér</i> : Újszerű kapcsolási megoldások az AM — FM szignálgenerátorban .....	74
Обобщение на русском языке .....	B/2
Résumés des articles en langue française .....	51
Summaries in English .....	B/3
Zusammenfassungen in deutscher Sprache .....	B/3

## Обобщение на русском языке

*Е. Раовань и И. Абонь*: Проектирование переменных фильтров строгого требования.

Сообщение даёт такой метод, с помощью которого имеется возможность проектирования переменных фильтров строгого требования для рефлексии со сравнительно малой вычислительной работой. Основного метода является тот, что, не следуя раньше применяемым методам, составляющие переменных фильтров проектирует в виде с обеих сторон вдвое производного волнового фильтра. Вдвое производное окончание преобразует в такую менее известную форму, которая похожа на раз производную форму. Фильтры с преобразованными получелнами соединяются в переменные похожим образом, как фильтры один раз произведенные. Статья кроме теоретических рассуждений содержит ещё таблицы и диаграммы, необходимые для практических расчётов.

*Л. Немеш*: Техника отклонения в телевизионной трубке 110 градусов.

I. Обзор конструкции и применения трубок 110 градусов, которые применяются в современной телевизионной технике. Проблема генерирования отклоняющей энергии, необходимой для отклонения электронного пучка в трубке 110 градусов. Введение нового горизонтального и вертикального масштаба при производстве приёмников. Отклоняющая катушка с высоким к. п. д.

II. Расчёт и конструирование современной оконечной системы с рекуперацией напряжения. Решение проблем линейности изображения.

III. Применение усилителей с обратной связью при вертикальных отклоняющих системах.

*Я. Катона*: Испытания на срок службы конденсаторов и сопротивлений

Срок службы основных деталей техники связи (конденсаторов, сопротивлений, потенциометров) определяют случайные и тенденционные повреждения. Случайные повреждения имеют статистический характер. Причину тенденционных повреждений можно искать в физических и химических процессах происходящих в материале несущем электрическое поле. Часть изменений происходящих этими процессами можно следовать расчётом. Статья излагает результаты испытания на срок службы в разных режимах конденсаторов, сопротивлений и потенциометров разного типа

*Т. Конкой*: Новые схемы для генератора стандартных сигналов типа АМ и ЧМ

Статья кратко знакомит нас с техническими данными генератора стандартных сигналов модулируемых по амплитуде, по частоте и по видеосигналу. Дальше автор занимается решениями новой схемы прибора. Более подробно описывает следующие: 1. Частотная модуляция симметричного осциллятора; 2. Увеличение коэффициента связи между колебательным контуром осциллятора и пистон-аттенюатора; 3. Стабилизация уровня в осцилляторе снабженном пистон-аттенюатором; 4. Связь между пистон-аттенюатором и блоком амплитудного модулятора; 5. Калибровка высокочастотного измерителя уровня

# HÍRADÁSTECHNIKAI IPARUNKRÓL FELSZABADULÁSUNK 15. ÉVFORDULÓJÁN

KINCSES ISTVÁN

a KGM Híradástechnikai Igazgatóság vezetője

Felszabadulásunk 15 éves évfordulójának ünnepén úgy érzem helyes, ha számbavesszük híradástechnikai iparunk jelenlegi helyzetét, az elmúlt másfél évtizedben elért eredményeit és az előttünk álló feladatokat.

Napjainkban a híradástechnikai ipar világszerte rohamosan fejlődik. A világűr meghódítására tett kísérletek, a termelési folyamatok automatizálása, az egyre jobban növekvő kulturális igények kielégítése és sok más tényező szükségszerűen maga után vonja a híradástechnikai termékek gyorsütemű fejlődését.

Hazánkban a híradástechnikai ipar története a századfordulóig nyúlik vissza. Ez az ipari ágazat a magyar iparban felszabadulásunkig nem játszott jelentős szerepet, ennek ellenére a felszabadulás előtti időszakból számos tradíciója van. Ezek a tradíciók azonban nem terjednek ki a híradástechnikai ipar teljes területére. A felszabadulás előtt a magyar híradástechnikai ipar nem volt vertikális felépítésű, ezért a vákuumtechnika egyes ágaitól eltekintve jelentős mértékű alap kutatás nem folyt. A gyártást a külföldi tőkés érdekeltségekkel való szoros összefonódás és az azoktól való függőség jellemezte.

A felszabadulás óta a hazai híradástechnikai ipar nagyarányú fejlődésen ment át. Az államosításig kevés nagy- és egy sor kisüzemben folyt a híradástechnikai termékek gyártása. Az államosítás után a híradástechnikai iparnak fel kellett számolnia függőségét és meg kellett teremtenie az önálló, magyar fejlesztésű berendezések gyártásának alapjait. Közben az iparág termelésének termékösszetételét is jelentős mértékben meg kellett változtatni. Számos új híradástechnikai termék gyártását kezdtük meg. Jelentős mennyiségű rádió-nagyadó berendezést gyártottunk le és szállítottunk a Szovjetunióknak. Számottevő telefonია és átviteltechnikai bázist fejlesztettünk fel, nagy mennyiségű rádió és később televízió vevőkészülék gyártását, majd a mikrohullámú berendezések és az egyéb nagyigényű hírközlő berendezések gyártását honosítottuk meg. A gyártott cikkek választékanak nagyarányú fejlesztése mellett egyidejűleg az 1950. előtti időszakban már gyártott termékek termelési volumenét is jelentős mértékben emeltük. Az átviteltechnikai berendezések gyártása tizenötszörösére, izzólámpagyártásunk több mint két és félszeresére, fénycső-

gyártásunk tizennyolcszorosára, rádióvevő-cső gyártásunk négyszeresére emelkedett.

Az iparág teljes termelése 1950-től 1960-ig majdnem megnégyszereződik. A termelésnek ilyen nagymértékű növelését elsősorban az exportértékesítési lehetőségek növekedése tette szükségessé. Az iparág exportértékesítése az 1950. évihez képest 1960-ra több mint hat és félszeresére növekszik. Az iparág összes termeléséből 1950-ben 26,2% volt az exporthányad, 1960-ban ez már 44%. A híradástechnikai export zömét vákuumtechnikai termékek, berendezések és közszükségleti cikkek képezik.

Híradástechnikai iparunk a második 3 éves terv időszakában fejlődött jelentős mértékben. A párt és a kormány határozatai értelmében az ipar struktúrájának a második 3 éves és második 5 éves tervidőszak alatt meg kell változnia, és pedig úgy, hogy a gépiparon belül a munkaigényesebb iparágak termelési arányát jelentős mértékben meg kell növelni. Ennek következtében a második 5 éves terv végére a magyar híradástechnikai ipar termelési volumenének növekedése meghaladja a gépipari termelés növekedésének ütemét. A híradástechnikai ágazat termelését 1965. évre kb. 60–65%-kal kell emelni, az 1960. évre tervezett szinthez képest. E célkitűzés megvalósítása után 1950-től 1965-ig híradástechnikai iparunk termelése hat és félszeresére fog növekedni.

A termelési volumen növelésének realitását a belföldi igények maximális kielégítése és az exportértékesítési lehetőségek adják meg. A második 5 éves terv irányelveiből ismeretes, hogy Magyarországon a televízió előfizetők számának 1965-re el kell érnie az 600 ezret. Ez azt jelenti, hogy a második 5 éves tervidőszak végére hazánkban minden negyedik család televízió előfizető lesz. Ahhoz, hogy ezt biztosíthassuk meg kell kétszerezelnünk a televízió vevőkészülékek gyártását. Bővített ipari termelési kapacitásunk exportra tervezett részét a felénk megnyilvánuló külföldi — elsősorban demokratikus — érdeklődések a második tervidőszak végéig megfelelő mértékben alátámasztják. Ez iparágunk fejlődése szempontjából nagyon fontos, mert a termékösszetétel változásának, a műszaki fejlesztésnek az irányát egyértelműen meghatározza. A rendelkezésre álló szakemberek munkájának a döntő feladatokra való összpontosítása lehetővé teszi, hogy időben fel-

készüljünk és megteremtsük a nagyobb feladatok teljesítésének feltételeit.

Mind a hazai, mind a külföldi igények megkívánják híradástechnikai iparunkon belül is a termékösszetétel megváltoztatását. Termelésünkben elsősorban a nagy szellemi és fizikai munkaigényű nagyberendezések volumene növekedik. Így a mikrohullámú berendezések és az átviteltechnikai berendezések aránya második 5 éves tervünkben nagyobb, mint eddig volt. Televízió vevőkészülék gyártásunkat ez évtől kezdve hazai gyártású televízió képcsövekkel látjuk el és sok, eddig importált alkatrész hazai gyártását is bevezetjük.

A termelési volumen növelését — pártunk és kormányunk ipartelepítési célkitűzéseinek megfelelően — elsősorban a vidéken létrehozott, illetve a második 5 éves tervidőszak alatt létrehozandó gyárak és gyáregységek termeléséből kívánjuk biztosítani. 1960-ban Vácott, Szombathelyen és Bugyin indult meg híradástechnikai cikkek gyártása. 1963-ban Nagykanizsán kívánunk újabb híradástechnikai üzemet létesíteni és termelésbe állítani.

Döntő fontosságú kérdésnek tartjuk az önálló hazai híradástechnikai anyag-, alkatrész- és szerelvénygyártás megszervezését a nagyigényű, nagy üzembiztonságú berendezések gyártásának megalapozása érdekében. A Szombathelyen létesítendő alkatrész üzem a tömeggyártásnak Szombathelyre való vitelével mentesíti a budapesti gyárat, hogy Budapesten növelni lehessen az új és fokozottan megbízható, nagy élettartamú alkatrészek kifejlesztését. E gondolat jegyében fejlesztjük fel Vácott a ferritgyártást, a nyomtatott áramkörök nagyüzemi gyártását és számos mechanikai alkatrész és szerelvény központosított gyártását. A kor-

szerű alkatrészek fejlesztése és gazdaságos gyártása ezen túlmenően megkívánja azt is, hogy egyes alkatrészek vagy szerelvények központosított gyártását szervezzük meg az egész iparág, illetőleg a műszeripar részére is.

A nemzetközi piacokon való versenyképességünk és hazai feladataink egyaránt megkívánják, hogy fokozottan foglalkozzunk gyártmányaink gazdaságos termelésének kérdéseivel. Ezért — amellet, hogy a második 5 éves tervidőszakban is tartani kívánjuk a gyártmányfejlesztésnek a második 3 éves tervben elért iramát — egyik fő feladatunk korszerű technológiákkal, megfelelő sorozatok kialakításával, a családely alkalmazásával a tömeggyártás arányát 22%-ról 32%-ra növelni, és ezzel gyártmányaink önköltségét jelentősen csökkenteni.

Pártunk és kormányunk jelentős beruházásokkal siet segítségünkre, hogy alátámassza az 5 éves terv célkitűzéseit. Fejlődésünkhöz minden eddiginél nagyobb segítséget nyújt a Szovjetunió, amely segítség egyebek között a hosszúlejárátú kereskedelmi szerződésekből realizálódik. A hosszúlejárátú kereskedelmi szerződések lehetővé teszik a gazdaságos sorozatok kialakítását. Rajtunk áll, hogy ezt a felkínált helyzetet munkánk átgondolt megszervezésével terveinkben jól kihasználjuk és nyugodt termelési légkört alakítsunk ki, melyben a műszaki fejlesztésnek is termékeny talaja van.

E néhány sor tanúsága szerint felszabadulásunk óta elért eredményeinkért nem kell szégyenkeznünk és úgy vélem, hogy a híradástechnikai iparág dolgozói örömmel és büszke szívvel tekinthetnek a következő öt év feladatai elé. Méltóaknak kell lennünk arra a bizalomra, amit pártunk és kormányunk vezetői részünkre előlegeztek.

## KIÁLLÍTÁS

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület a Mérőtechnikai és Automatizálási Tudományos Egyesülettel közösen, februárban anyag, alkatrész, szerelvény és technológiai kiállítást rendezett a Híradástechnikai Igazgatóság és a Műszeripari Igazgatóság támogatásával. A kiállítást több mint hétezeren tekintették meg. Ez a nagy látogatottság is bizonyítja, hogy szakembereink milyen nagy érdeklődéssel fordulnak a híradástechnikai és műszeripari alapvető kérdése, a jó minőségű, szabványos és megfelelő választékú alkatrészek és anyagok hazai gyártása felé. Így a kiállítás elérte egyik fő célját a magasabb színvonalú és gazdaságosabb műszaki fejlesztési munka elősegítését.

A kiállítás anyaga — bár kb. 3000 alkatrészt mutattak be — közel sem volt teljes, de így is igen jól szemléltette alkatrészgyártásunk erényeit és hibáit. A sok szép konstrukció között elavult, korszerű ké-

szülékekben már nem használható alkatrészeket is nagy számban láthattunk. A kiállítás felhívta a figyelmet a fejlesztés és gyártás sok párhuzamosságára, ami elmaradásunk gyors felszámolására irányuló törekvés kinövése. Hangszórót pl. hat vállalat gyárt.

A tanulságok kiértékelésére a Híradástechnikai Tudományos Egyesületben mindkét iparág szakembereinek mozgósításával munkabizottságok alakultak, amelyek javaslatokat dolgoznak ki az érdekelt Iparigazgatóságok szakembereivel együttműködve a műszaki fejlesztési munka meggyorsítására. A javaslatokat kivonatossan ismertetni fogjuk.

A kiállítási anyag nagyobb részét a vállalatok felajánlották állandó alkatrész kiállítás megszervezésére, amely folyamatos tájékoztatást fog adni a két iparág szakemberei részére.

K. D.

## Szigorú előírású váltószűrők tervezése

RADVÁNY JENŐ és ABONYI ISTVÁNNÉ, BHG

*A közlemény olyan módszert ismertel, melynek segítségével igen szigorú reflexiós előírású váltószűrők tervezhetők, aránylag kevés számolási munkával. Az eljárás alapja az, hogy az eddigi módszerektől eltérően a váltószűrő komponenseit mindkét oldalon kétszeresen derivált illesztési hullámszűrő alakjában tervezi meg. A kétszeresen derivált végződést átalakítja egy olyan kevésbé ismert alakká, mely az egyszerűen deriváltra emlékeztető felépítésű. Az átalakított féltagokkal végződő szűrők hasonló módon egyesíthetők váltóvá, mint az egyszerűen derivált illesztésűek. A közlemény az elvi fejtegetéseken kívül, a gyakorlati számításához szükséges táblázatot és diagramot is tartalmazza.*

A vezetékes vivőáramú távbeszélő berendezések tervezésében nehézséget okoz a vonal és a berendezés pontos illesztése. A C.C.I.T.T. ajánlások — különösen légvezetékes berendezésekre — ebből a szempontból meglehetősen szigorúak a kéthuzalos üzemmód miatt. Mivel egy vonalon, a fizikai áramkörön kívül több berendezés (3 és 12 csatornás) működhet, a berendezés vonal- és irányszűrőkkel kezdődik. Ezek a vonal felől döntően befolyásolják a keret bemenő impedanciáját. Mivel az erősítő kimenetek és bemenetek sem készíthetők el tökéletesen állandó, ohmos impedanciájúvá, továbbá több szűrő (pl. vonal- és irányszűrő) alkalmazása esetén a reflektált hullámok összegeződhetnek, nyilvánvaló, hogy egy szűrőre még szigorúbb előírás vonatkozik. Nem ritkák a 3,5 N—4 N-es reflexiós csillapítás követelmények sem. A két szűrő közötti átmeneti tartomány gyakran 10—15% között van.

W. Cauer [1] és követői kidolgozták az állandó bemenő impedanciájú váltók elméletét. Ez a típus elméletileg a vonal felé a frekvencia függvényében állandó értékű, tiszta valós impedanciát mutat. Esetünkben nem alkalmazható alacsony keresztelési csillapítása miatt; a hurok stabilitás-követelménye ezektől a szűrőktől ugyanis magas, 6—10 N-es keresztelési csillapítást követel. Ezenkívül ez a típus nem is gazdaságos, mert a Cauer-váltó, a paralel kötött hullámparaméter szűrőkhöz képest azonos csillapítás-követelmények mellett, lényegesen több kapcsolási elemet tartalmaz. Ezért a továbbiakban az értekezés tárgyát képező hullámparaméter módszerrel foglalkozunk.

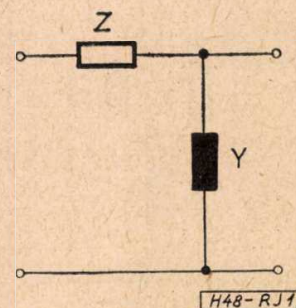
A közönséges, paralel köthető típusú Wagner-féltag (fél T-tag) eleve nem jön számításba, rossz illeszthetősége miatt. Ismeretes eljárás az egyszerűen derivált fél Cauer T-tag alkalmazása oly módon, hogy a kezdő sönt soros kört elhagyjuk, és — szerencsés esetben — a paralel kötött szűrő bemenő reaktanciája az elhagyott soros kört pótolja. Ellenkező esetben egy paralel kötött reaktáns két-pólust kell a váltó elé illesztenünk, mely kis- és nagy frekvencián

nagy reaktanciát mutat, minden extrém értéke (paralel és soros rezonancia) a két szűrő átmeneti tartományába esik, és melynek reaktanciája az elhagyott soros kör és a paralel kötött szűrő reaktanciája közti különbséget pótolja. Ez a kétpólus a gyakorlatban rendszerint egy megfelelő L/C értékű soros rezgőkör, melynek rezonáns frekvenciája a két szűrő keresztelési pontjára esik.

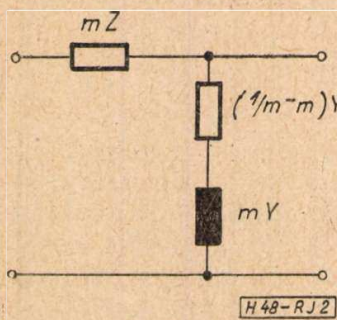
A bevezetésben láttuk, hogy a vivőfrekvenciás berendezések irány- és vonalszűrőinél az alul- és felüláteresztő szűrők gyakorlati határfrekvenciáinak aránya néha 1,15 körül van, ekkor a keresztelési frekvencia a praktikus határfrekvenciáktól 7% körül van. Mivel egyben a keresztelési csillapításnak több N értékűnek kell lennie, az elméleti határfrekvenciát még ennek a köznek is kb. a felében kell felvennünk. Ily esetekben esetleg ki kell használnunk az elméleti áteresztő tartomány több mint 95%-át. Egyszeresen derivált féltaggal 3,5—4 N-es reflexiós csillapítást ekkor nem érhetünk el, ezért kétszeresen derivált féltagot kell alkalmaznunk. Ennek részletes tárgyalása előtt összefoglaljuk a derivált szűrő féltagok származtatását és felépítését.

### 1. Derivált szűrőféltagok

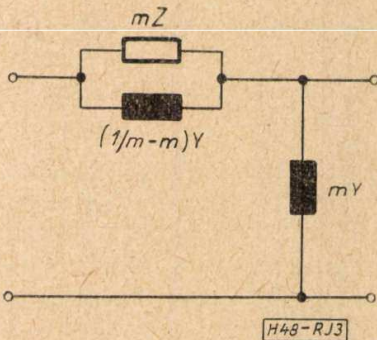
A derivált féltagok származtatásánál egy alap féltagból, L-tagból indulunk ki. Soros elemének impedanciáját  $Z$ -vel, sönt elemének admittanciáját  $Y$ -nal jelöljük (1. ábra). A következőkben az ábrákban az impedanciákat mindig üres, az admittanciákat kitöltött téglalappal jelöljük. Az L-tag 1. ábra szerinti bal oldalát T oldalnak, jobb oldalát  $\pi$  oldalnak nevezzük, mivel ha két azonos oldalán láncba kapcsolt azonos féltagból szimmetrikus T, illetve  $\pi$  tagot képezünk, hullám impedanciája azonos lesz a féltag T, illetve  $\pi$  oldali hullám impedanciájával. Az ábra szerinti négy-pólus T oldali hullám impedanciáját  $Z_{T0}$ -val,  $\pi$  oldali hullámimpedanciáját  $Z_{\pi 0}$ -val, hullám csillapítását pedig  $g_0$ -val jelöljük. Tekintettel arra, hogy a négy-pólus két kétpólusból,  $Z$  és  $Y$ -ból van felépítve, a három paraméter



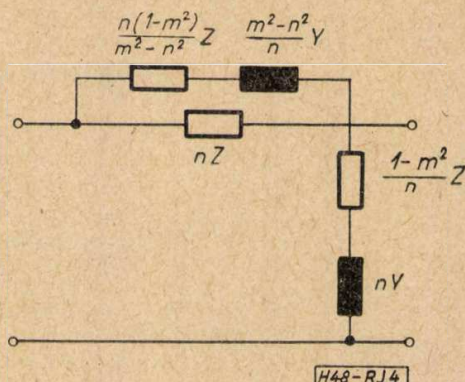
1. ábra



2. ábra



3. ábra



4. ábra

közül csak kettőt vehetünk fel szabadon, a harmadik adódik a  $Z_{T0}/Z_{\pi0} = \text{ch}^2 g_0$  összefüggésből. Szokás szerint  $g_0$  helyett a  $q = \text{th } g_0$  függvénnyel dolgozunk, mely reaktáns négy-pólusoknál formailag azonos jellegű a hullámellenállás függvénnyel a frekvencia függvényében. Az L tagból a derivált tagokat úgy származtatjuk, hogy vagy a T, vagy a  $\pi$  oldali hullámellenállást változatlanul tartva, a  $q$  függvényt egy  $m$  konstanssal megszorozzuk. Az ily módon nyert félpólus T és  $\pi$  oldali hullámellenállását, valamint  $q$  függvényét  $Z_{T0}'$ ,  $Z_{\pi0}'$ , illetve  $q'$ -vel jelöljük.  $Z_{T0}' = Z_{\pi0}'$ ,  $q' = mq$ , illetve  $Z_{\pi0}' = Z_{T0}'$ ,  $q' = mq$ . A másik oldali hullámimpedanciára a

$$Z_{T0}' = \frac{Z_{\pi0} Z_{T0}}{(1 - m^2) Z_{T0} + m^2 Z_{\pi0}} \quad (1)$$

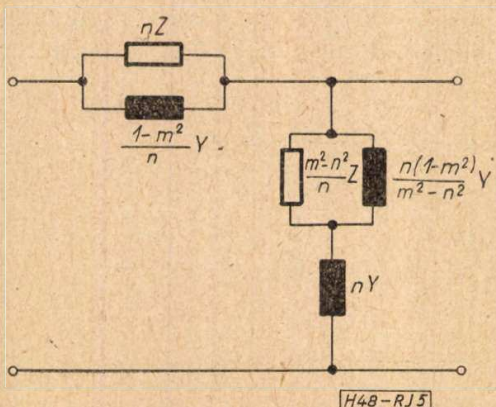
illetőleg a

$$Z_{\pi0}' = (1 - m^2) Z_{T0} + m^2 Z_{\pi0} \quad (2)$$

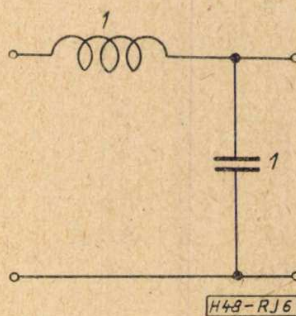
kifejezések adódnak. A derivált tagok felépítését lásd a 2., ill. 3. ábrán.

A derivált féltag képzést természetesen tovább folytathatjuk. Ha először a  $Z_{T0}$ -t tartottuk változatlanul, következő lépésben a  $q'$  függvényt egy újabb  $m'$  konstanssal szorozhatjuk, úgy, hogy az eredő  $q'' = m'q' = mm'q = nq$ , ahol  $n = mm'$ , de most a  $Z_{T0}'$ -t tartjuk változatlanul. Az így nyert féltag T oldali hullámellenállására az alábbi értékeket kapjuk

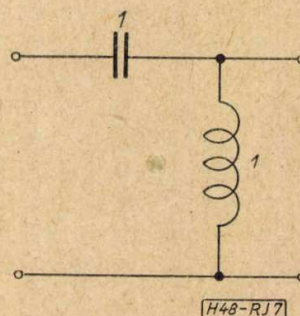
$$Z_{T0}'' = \frac{(1 - m^2) Z_{T0} + m^2 Z_{T0}}{(1 - n^2) Z_{T0} + n^2 Z_{T0}} Z_{T0} \quad (3)$$



5. ábra



6. ábra



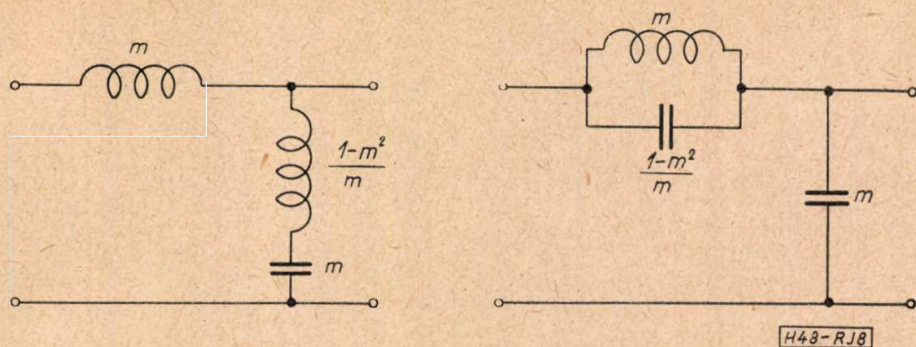
7. ábra

Ha először a  $Z_{\pi0}$ -t tartjuk változatlanul, majd a  $Z_{T0}'$ -t, az így nyert féltag  $\pi$  oldali hullámellenállására az alábbi képletet nyerjük:

$$Z_{\pi0}'' = \frac{Z_{T0} (1 - n^2) + Z_{\pi0} n^2}{Z_{T0} (1 - m^2) + Z_{\pi0} m^2} Z_{\pi0} \quad (4)$$

A négy-pólusok kapcsolását a 4. és 5. ábrák mutatják.

Válasszuk kiindulásul a 6., ill. 7. ábra szerinti alul-, ill. felüláteresztő alaptagot. (A névellenállás és a határfrekvencia egységnyi.) Ez esetben az egyszeresen derivált féltagok a 8., ill. 9. ábra, a kétszeresen derivált féltagok a 10., ill. 11. ábra szerinti alakot nyerik. Ha első lépésben a szűrőtág T, ill.  $\pi$  oldalát hagyjuk változatlanul, a tag  $\pi$ , ill. T oldala az  $m$  derivációs modulusú egyszeresen derivált tag  $\pi$ , ill. T oldali hullámellenállásával azonos lesz, tehát hullámszűrő építésénél azzal összevonható, viszont hullámcillapítása azonos lesz az  $n$  derivációs modulusú tagéval. Az egyszeresen derivált féltaggal összevont kétszeresen derivált féltagot aluláteresztő szűrő esetében a 12. ábra mutatja, a felüláteresztő szűrővel külön nem foglalkozunk, mert ott azonos derivációs modulusok esetén minden tekercs helyébe vele reciprok értékű kondenzátort, minden kondenzátor helyébe reciprok értékű tekercset helyezünk. Egy kevésbé ismert átalakítással a 12. ábra szerinti kapcsolás teljes elektromos ekvivalense nyerhető, melyet a 13. ábrán láthatunk [2]. Ez az átalakítás az értekezés tárgyát képező probléma megoldásában nagy fontossággal bír.



8. ábra

Az egyszeres derivált hullámellenállás változása a frekvencia függvényében és az azzal való impedancia illesztés közismert, e kérdéssel itt nem foglalkozunk. Tekintsük tehát a kétszeres deriváltakat.

Az aluláteresztő alaptag hullám-impedanciái, mint közismert

$$Z_{T0} = + \sqrt{1 - \omega^2} \quad (5)$$

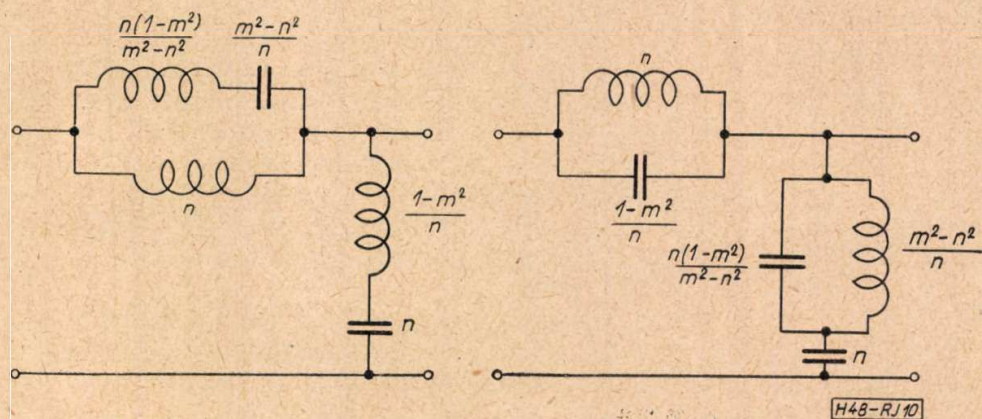
$$Z_{\pi 0} = + \sqrt{1 - \omega^2} \quad (6)$$

ill.

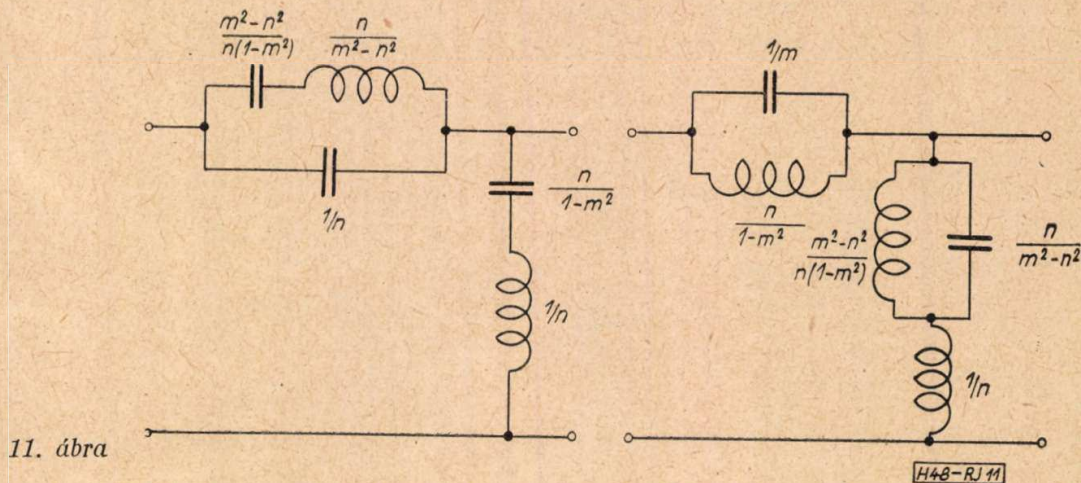
$$Z_{T0}'' = \frac{1 - (1 - m^2) \omega^2}{1 - (1 - n^2) \omega^2} \sqrt{1 - \omega^2} \quad (7)$$

$$Z_{\pi 0}'' = \frac{1 - (1 - n^2) \omega^2}{1 - (1 - m^2) \omega^2} \frac{1}{\sqrt{1 - \omega^2}} \quad (8)$$

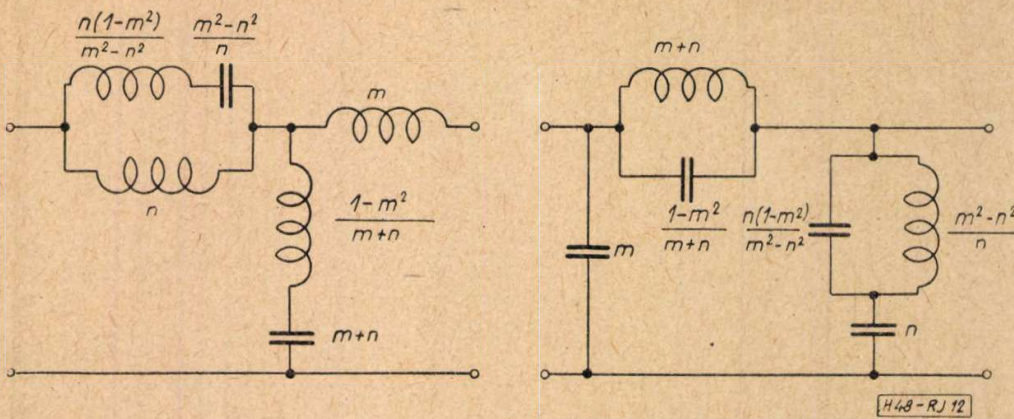
Ezeket az értékeket behelyettesítve a 3. és 4. képletekbe a



10. ábra



11. ábra



12. ábra

kifejezéseket nyerjük. Ha  $+\sqrt{1-\omega^2}$  helyett  $x$ -et írunk, a 7. képlet

$$Z_{T_0}'' = \frac{m^2x + (1-m^2)x^3}{n^2 + (1-n^2)x^2} \quad (9)$$

alakú lesz. Vizsgáljuk meg e kifejezés értékét  $x$  függvényében. Míg  $\omega$  tart zérustól az egységig, azaz a határfrekvencia felé,  $x$  értéke az egységtől csökken zérus felé. Tehát a vizsgálatot az  $x$  zérus és  $+1$  közti értékeire kell elvégeznünk. Ha  $x=1$   $Z_{T_0}''=1$ , ha  $x=0$   $Z_{T_0}''=0$ , vizsgáljuk meg  $Z_{T_0}''$  mily  $x$  értékek mellett vesz fel

szélső értéket. Képezve a  $\frac{dZ_{T_0}''}{dx}$  differenciál-

hányadost és megkeresve ennek zérus helyeit, azt kapjuk, hogy a függvénynek két szélső értéke lehet  $\omega_1$  és  $\omega_2$  frekvencián, ahol  $x_1 = \sqrt{1-\omega_1^2}$  és  $x_2 = \sqrt{1-\omega_2^2}$  értékeket az

$$x_1^2 + x_2^2 = \frac{m^2 + 2m^2n^2 - 3n^2}{(1-m^2)(1-n^2)} = B_1 \quad (10)$$

és

$$x_1^2 \cdot x_2^2 = \frac{m^2n^2}{(1-m^2)(1-n^2)} = B_2 \quad (11)$$

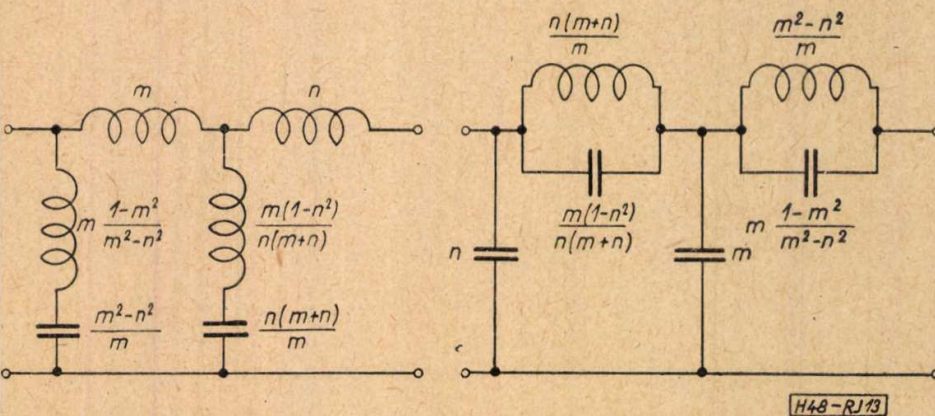
egyenletek határozzák meg. Azaz  $x_1$  és  $x_2$  az  $x^2 - B_1x^2 + B_2 = 0$

másodfokú egyenlet két gyöke. Ha a két gyök létezik, pozitív értékű és ha értéke zérus és  $+1$  közé esik, a függvénynek a kisebbik  $x$  értékhez tartozik a maximuma, nagyobbik  $x$  értékhez tartozik a minimuma. Az impedancia

változását  $\omega$  és  $x$  függvényében a 14. ábra mutatja. Kézenfekvő, hogy az optimális közelítést akkor kapjuk, ha a függvény maximuma 1, azaz az impedancia frekvencia menete a 15. ábra szerinti, ez esetben a függvény zérustól  $\omega$ -ig a  $\sqrt{Z_0}$  értéket Csebisev-féle értelemben közelíti meg. Mint látni fogjuk, ez a választás számunkra nem előnyös és ezért egy kissé rosszabb, de céljainknak megfelelőbbet alkalmazunk. A most ismertetendő váltó méretezésnél mind az aluláteresztő, mind a feluláteresztő szűrőt csak  $Z_{T_0}''$  impedanciát mutató kétszeres derivált taggal szabad kezdenünk. Ez a kapcsolás azonban aluláteresztő szűrőnél nagy tekercsszámmal jár és ezért célszerű áttérnünk a kétszeres derivált tag és azt a szűrőhöz illesztő egyszeres derivált tag után egy fél alaptag segítségével a duál megvalósításra. Így az aluláteresztő szűrőt a szekunder oldalán célszerűen a  $Z_{T_0}''$ -t mutató kétszeresen derivált taggal fejezzük be.  $Z_{T_0}'' = Z_{T_0}''^{-1}$ , így az aluláteresztő szűrő optimális lezáró ellenállása nem lehet azonos az optimális kezdő lezárással, így tehát nem lehet azonos impedanciák közt működő szűrőt tervezni. Ezért inkább oly  $Z_{T_0}''$  menetet választunk, mely nem az előző  $\sqrt{Z_{T_0}''}$ -ot, hanem az egységet közelíti meg csebisevi értelemben (16. ábra).

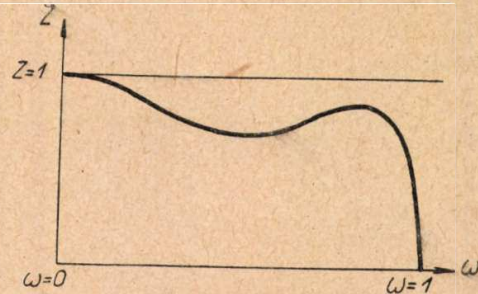
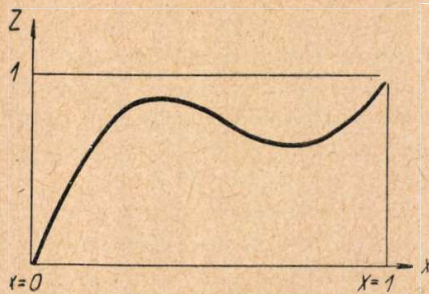
Vizsgáljuk meg először, mi a feltétele annak, hogy a szűrő áteresztő tartományában az egységet csebisevi értelemben közelítse meg, azaz  $Z_{T_0}''_{\max} \cdot Z_{T_0}''_{\min} = 1$  (16. ábra).

A  $Z_{T_0}''$  két szélső értékéhez tartozó  $x$  értéket  $x_1$  és  $x_2$ -vel jelölve  $m$ -nek és  $n$ -nek ki kell elégítenie az



13. ábra





14. ábra

$$\frac{m^2 x_1 + (1 - m^2) x_1^3}{n^2 + (1 - n^2) x_1^2} \cdot \frac{m^2 x_2 + (1 - m^2) x_2^3}{n^2 + (1 - n^2) x_2^2} = 1 \quad (12)$$

egyenletet. Az egyenletet  $x_1$  és  $x_2$  helyett  $B_1$  és  $B_2$ -ben is kifejezhetjük és behelyettesítve  $B_1$  és  $B_2$   $m$ -ben és  $n$ -ben kifejezett értékét (10) és (11)-ből, a következő összefüggést kapjuk

$$\frac{m^6}{(1 - n^2)^3} = \frac{n^2}{1 - m^2} \quad (13)$$

Bevezetve az  $A = \frac{n^2}{1 - m^2}$  paramétert a  $Z_{T0'' \max} = Z_{T0'' \min}^{-1}$  feltételnek megfelelő  $m, n$  értékpárokat, az alábbi egyenletekből nyerhetjük:

$$n^2 = \frac{A^3}{(1 + A^2)(1 + A)} \quad (14)$$

$$m^2 = \frac{A + A^2 + A^3}{(1 + A^2)(1 + A)} \quad (15)$$

$$Z_{T0'' \max} - Z_{T0'' \min} = \frac{(1 - A^2)(1 - A)^2}{2(1 + A + A^2)\sqrt{A(1 + A + A^2)}} = k_1 \quad (18)$$

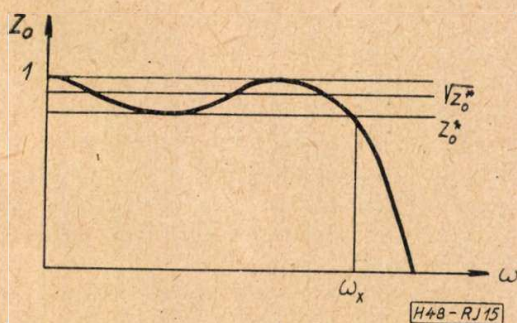
Ezt összevetve  $Z_{T0'' \max} \cdot Z_{T0'' \min} = 1$  egyenlettel  $Z_{T0'' \max}$  és  $Z_{T0'' \min}$  értékét az alábbi egyenlet két gyöke határozza meg.

$$Z^2 - Z\sqrt{k_1^2 + 1} = 0 \quad (19)$$

$$Z_{1,2} = \frac{\pm \sqrt{k_1^2 + 1} \pm k_1}{2}$$

$$Z_{T0'' \max} = \frac{\pm \sqrt{k_1^2 + 1} + k_1}{2}$$

$$Z_{T0'' \min} = \frac{\pm \sqrt{k_1^2 + 1} - k_1}{2}$$



15. ábra

Határozzuk meg még a  $Z_{T0'' \max} = \frac{1}{Z_{T0'' \min}}$

értékeket és a határfrekvenciát  $A$  függvényében. A  $Z_{T0''}$  változását  $x$  függvényében a 17. ábra mutatja. A 17. ábra jelölései szerint a határfrekvencia

$$\omega_n = \sqrt{1 - x_b^2} \quad (16)$$

A 10. és 11. egyenletekbe  $m$  és  $n$  helyébe a 14. és 15. egyenletekből  $A$ -t helyettesítve az alábbi egyenleteket nyerjük:

$$x_1 - x_2 = (1 - A^2) \sqrt{\frac{A}{1 + A + A^2}} \quad (17)$$

$$x_1 x_2 = A^2$$

Képezzük a 9. egyenlet felhasználásával a  $Z_{T0'' \max} - Z_{T0'' \min}$  különbséget és ezt  $x_1 - x_2$  és  $x_1 x_2$  függvényébe átrendezve a 17. egyenlet segítségével a következő összefüggést nyerjük:

Mivel  $k$  értéke  $A$ -ból a 18. egyenlet segítségével kiszámolható,  $Z_{T0'' \max}$  kifejezhető az  $A$  paraméter függvényében.

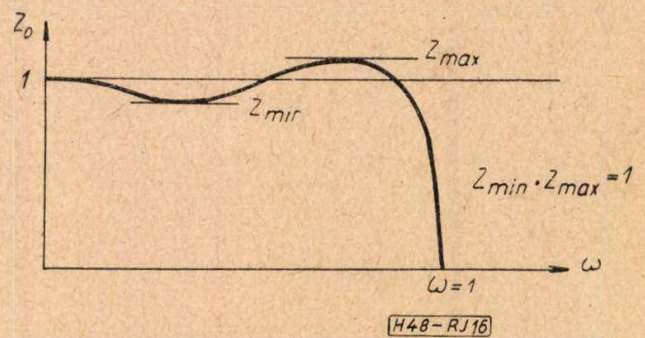
A határfrekvencia meghatározása végett vegyük szemügyre az alábbi egyenletet:

$$Z_{T0''} = \frac{m^2 x + (1 - m^2) x^3}{n^2 + (1 - n^2) x^2} = K_2 \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \text{Ha } x = x_1 \\ \text{Ha } x = x_2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Z_{T0''} = Z_{T0'' \min} \\ Z_{T0''} = Z_{T0'' \max} \end{aligned}$$

Tehát ha  $k_2$  helyébe  $Z_{T0'' \min}$  ill.  $Z_{T0'' \max}$  értékeket írjuk,  $x_1$ , illetve  $x_2$  az egyenletnek kettős gyöke lesz, míg a harmadfokú egyenletnek har-



16. ábra

madik gyöke  $x_b$ , ill.  $x_a$  (lásd a 17. ábrát.) Az egyenletek a következő alakúak:

$$x^3 - Z_{T0}''_{\min} \frac{1-n^2}{1-m^2} x^2 + \frac{m^2}{1-m^2} x - Z_{T0}''_{\min} \frac{n^2}{1-m^2} = 0 \quad (21)$$

$$x^3 - Z_{T0}''_{\max} \frac{1-n^2}{1-m^2} x^2 + \frac{m^2}{1-m^2} x - Z_{T0}''_{\max} \frac{n^2}{1-m^2} = 0 \quad (22)$$

és ezeknek az alábbi két egyenlettel azonos alakúaknak kell lenniök:

$$(x - x_1)^2 (x - x_b) = 0 \quad (23)$$

ill.

$$(x - x_2)^2 (x - x_a) = 0 \quad (24)$$

Az egyenletek együtthatóit azonosítva és behelyettesítve  $m$ -nek és  $n$ -nek a (14) és (15) egyenletekben kifejezett értékét  $x_a$ -ra és  $x_b$ -re az

$$x_a - x_b = \frac{(1+A)^2(1-A^2)}{2\sqrt{A(1+A+A^2)}} = k_3 \quad (25)$$

$$x_a x_b = A^2 \quad (26)$$

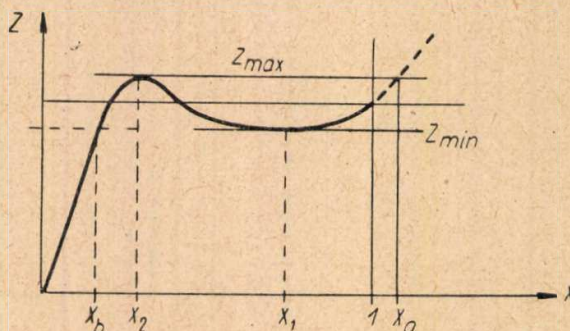
összefüggéseket nyerjük. Innen

$$x_b = \frac{\sqrt{k_3^2 + 1} - k_3}{2} \quad (27)$$

Tehát meghatározhatjuk az  $\omega_b = \sqrt{1-x_b}$  frekvenciát is, a szűrő átteresztő tartományában a tárgyalt illesztő tag eddig a frekvenciáig közelíti meg az egységet Csebisev-féle értelemben. Az I. sz. táblázat tartalmazza a  $Z_{T0}''_{\max} = Z_{T0}''_{\min}^{-1}$  és  $x_b$  értékeket az  $A$  paraméter függvényében.

## 2. Váltó kialakítása kétszeresen derivált taggal illesztett alul- és felüláteresztő szűrőből

A legfontosabb probléma feladatunk megoldásában a kétszeresen derivált alul- és felüláteresztő taggal kezdődő szűrőket párhuzamosan kapcsolni. A párhuzamosan kapcsolhatóság fel-



17. ábra

tétele, hogy a hullám impedanciának a záró tartományban, azaz a másik szűrő átteresztő tartományában nem szabad szingularitásának lennie és (az aluláteresztőt vizsgálva) növekvő frekvenciánál a reaktanciának nem szabad zérushoz tartania. Már az egyszeresen derivált tagok sem tesznek eleget e követelménynek. Ott úgy segítünk, hogy egyszeresen derivált  $\pi$  oldali hullámellenállást alkalmazunk, és elhagyjuk a sönt rezgőkört. A hiányzó kétpólust a parallel kötött másik szűrő, illetőleg még külön alkalmazott reaktív kétpólus pótolja. Az első soros körétől megfosztott szűrő a záró tartományban szingularitással nem rendelkezik.

$$Z_{\pi 0}' = \frac{1 - (1 - m^2) \omega^2}{\sqrt{1 - \omega^2}} Z_{\pi 0}' = jx_0 \quad (28)$$

$$x_0' = \frac{1 - (1 - m^2) \omega^2}{-\sqrt{\omega^2 - 1}} \quad (29)$$

Az elhagyott kör impedanciája

$$Z_x' = \frac{1 - m^2}{m} j\omega + \frac{1}{j\omega m} = \frac{1 - (1 - m^2) \omega^2}{j\omega m} \quad (30)$$

$$Z_x' = jx_x'$$

$$x_x' = \frac{1 - (1 - m^2) \omega^2}{-\omega m} \quad (31)$$

Áttérve az admittanciákra (a képzetes egység elhagyva)

$$y_0' = \frac{\sqrt{\omega^2 - 1}}{1 - (1 - m^2) \omega^2} \quad (32)$$

$$y_x' = \frac{\omega m}{1 - (1 - m^2) \omega^2} \quad (33)$$

$$y' = y_0' - y_x' = \frac{\sqrt{\omega^2 - 1} - \omega m}{1 - (1 - m^2) \omega^2} \quad (34)$$

Ha  $\omega^2 = \frac{1}{1-m^2}$  e kifejezés számlálója és

nevezője egyaránt zérushoz tart, de a kifejezésnek határértéke véges. Tehát  $Y$ -nak sehol sincs szingularitása és növekvő  $\omega$ -val a zérushoz tart, ezért a szűrő párhuzamosan köthető típusú. A kétszeresen derivált illesztő tagnál a helyzet bonyolultabb. A  $Z_{\pi 0}''$  impedancia nem is jöhet számításba, mert a határfrekvenciától a záró tartományban távolodva, két szingularitás után az impedancia zérushoz tart. A  $Z_{T0}''$  impedancia a záró tartomány belsejében soros rezonanciát mutat és ezért szintén nem alkalmas minden további nélkül nélkül paralel kötésre. E tagból eredeti formájában paralel elemet nem emelhetünk ki, de ha végrehajtjuk az előző fejezetben tárgyalt és a 13. ábrán látható transzformációt, ezt a zavaró rezonanciát a tag első soros körébe koncentráltuk. Fejezzük ki  $Z_{T0}''$ -t, és a transzformált megvalósítás első soros körét és azt hagyjuk el, mint az egyszeresen derivált tagnál tettük.

$$Z_{T_0}'' = \frac{1 - (1 - m^2)\omega^2}{1 - (1 - n^2)\omega^2} \sqrt{1 - \omega^2} \quad (35)$$

$$x_0'' = \frac{Z_{T_0}''}{j} = \frac{1 - (1 - m^2)\omega^2}{1 - (1 - n^2)\omega^2} \sqrt{\omega^2 - 1} \quad (36)$$

$$Z_x'' = \frac{m[1 - (1 - m^2)\omega^2]}{j\omega(m^2 - n^2)} \quad (37)$$

$$x_x'' = -\frac{m[1 - (1 - m^2)\omega^2]}{\omega(m^2 - n^2)} \quad (38)$$

Átérve az admittanciákra (képzetes egység elhagyva)

$$Y_0'' = -\frac{1 - (1 - n^2)\omega^2}{[1 - (1 - m^2)\omega^2]\sqrt{1 - \omega^2}} \quad (39)$$

$$Y_x'' = \frac{\omega(m^2 - n^2)}{m[1 - (1 - m^2)\omega^2]} \quad (40)$$

$$Y'' = Y_0'' - Y_x'' = -\frac{\left[\frac{1 - (1 - n^2)\omega^2}{\sqrt{\omega^2 - 1}} + \frac{\omega(m^2 - n^2)}{m}\right]}{1 - (1 - m^2)\omega^2} \quad (41)$$

Ha  $\omega^2 = \frac{1}{1 - m^2}$  azaz  $\omega = \frac{1}{\sqrt{1 - m^2}}$  a tört neve-

zője és a zárójelben levő kifejezés egyaránt zérushoz tart, a L'Hospital-szabály segítségével igazolható, hogy a kifejezés határértéke véges érték. Ha  $\omega$  (aluláteresztő szűrőnél) minden határon túl növekszik, az admittancia értéke zérushoz tart. Látjuk tehát, hogy a kétszeres illesztő féltaggal lezárt szűrő az egyszeres deriválthoz hasonlóan paralel köthető.

1. táblázat

A	Z	X
0,30	1,1319	0,0731
0,32	1,1140	0,0825
0,34	1,0984	0,0945
0,36	1,0850	0,1074
0,38	1,0734	0,1212
0,40	1,0632	0,1358
0,42	1,0544	0,1514
0,44	1,0467	0,1678
0,46	1,0400	0,1851
0,48	1,0341	0,2033
0,50	1,0290	0,2224
0,52	1,0246	0,2423
0,54	1,0203	0,2629
0,56	1,0175	0,2850
0,58	1,0146	0,3077
0,60	1,0121	0,3313
0,62	1,0100	0,3558
0,64	1,0082	0,3812
0,66	1,0066	0,4075
0,68	1,0053	0,4348
0,70	1,0042	0,4630
0,72	1,0033	0,4922
0,74	1,0026	0,5222
0,76	1,0020	0,5532
0,78	1,0015	0,5852
0,80	1,0011	0,6181

Olyan szigorú előírású szűrőknél, ahol erre a kétszeres deriváltat használó illesztésre szükség van, nem számíthatunk arra, hogy az elhagyott tagot a paralel kötött másik szűrő pótolja, hacsak nem választunk speciális értékeket a két szűrő határfrekvenciájára, és a derivációs modulusokra. Ezért közleményünkben megadunk egy nomogramot (18. ábra), mely segítséget nyújt e speciális eset megvalósítására. A nomogram középső vízszintes tengelyére az  $\alpha = 10 \log \omega/\omega_0$  skálát rajzoltuk, ahol  $\omega_0$  a szűrő határfrekvenciája. A felső vonalsereg megadja az első soros körétől megfosztott kétszeresen derivált taggal illesztett aluláteresztő szűrő kifelé mutatott reaktanciáját, az  $\alpha$  függvényében, az alsó nomogram pedig a feluláteresztő szűrő első elhagyandó körének reaktanciáját, a szűrő saját áteresztő tartományában. A vízszintes vonalak megfelelnek a különböző A paramétereknek. Ha a középen levő skálához viszonyítva olvassuk le az értékeket, ez megfelel annak az esetnek, ha a két szűrő elméleti határfrekvenciája megegyezik. Valóságban a feluláteresztő szűrő határfrekvenciáját nagyobb értékűre kell választanunk, mint az aluláteresztőjét. Ez megfelel annak, mintha az alsó nomogramot a felsőhöz képest jobbra eltolnánk. A diagram használatánál a legjobb módszer, hogy a középen látható skálát felrajzoljuk egy átlátszó műanyag csikra és ráhelyezzük a nomogramra. Ha a frekvenciát nem a szűrő elméleti határfrekvenciájára akarjuk vonatkoztatni, a vonalzót elcsúsztatjuk a kívánt irányban.

A továbbiakban vizsgáljuk meg az összefüggést a reflexió és a bemenő admittancia, valamint a hullámimpedancia és a bemenő admittancia között. A reflexiót a  $p$  reflexió tényező és a reflexió csillapítással ( $a_p$ ) szokásos jellemezni, a kettő közti összefüggést az  $a_p = \ln p$  képlet adja meg. A  $p$  definíciója az irodalomból ismert

$$p = \left| \frac{Z_b - R}{Z_b + R} \right| = \left| \frac{Y_b - G}{Y_b + G} \right| \quad (42)$$

összefüggés. Ha  $Y_b$  a lezáró  $G$  admittanciával közel egyenlő és ha az  $Y - G$  különbséget  $\Delta$ -val

jelöljük,  $p \approx \frac{\Delta}{2}$ . Tekintettel arra, hogy kis

reflexió tényezővel számolunk, a továbbiakban ezt a közelítést használhatjuk. Ha a négypólust a

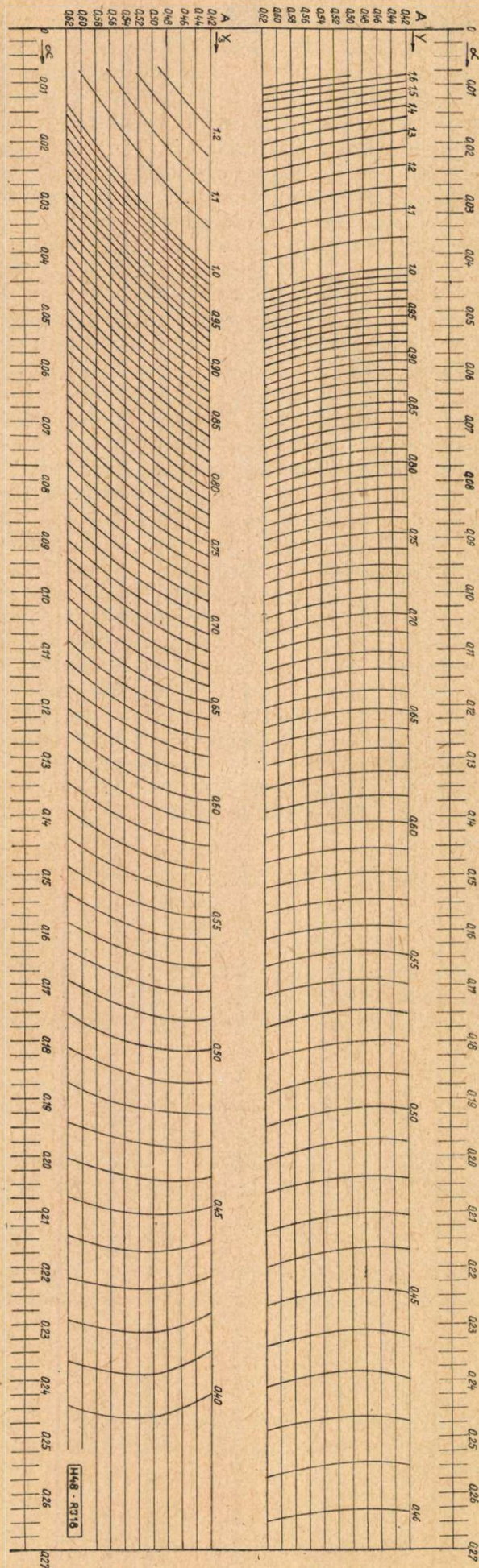
$$U_1 = P_n U_2 + R_n Y_2 \quad (43)$$

$$J_1 = G_n U_2 + S_n J_2 \quad (44)$$

lánmatrix-szal jellemezzük, a bemenő admittancia ( $Y$ ) értékét egységnyi szekunder oldali lezárás mellett az

$$Y_b = \frac{S_n + G_n}{P_n + R_n} \quad (45)$$

egyenlet adja meg. Kifejezve a lánmatrix



18. ábra

elemait a hullámparamétereiből és ezeket a (44) egyenletbe helyettesítve, a bemenő admittanciára a következő kifejezést nyerjük:

$$Y_b = \frac{\sqrt{\frac{Z_{20}}{Z_{10}}} \operatorname{ch} g_0 + \frac{1}{\sqrt{Z_{10} Z_{20}}} \operatorname{sh} g_0}{\sqrt{\frac{Z_{10}}{Z_{20}}} \operatorname{ch} g_0 + \sqrt{Z_{10} Z_{20}} \operatorname{sh} g_0} \quad (46)$$

Figyelembe véve, hogy a hullámsűrő átérésztő tartományában a hullámmellenállások valóságosak, a hullámcsillapítás pedig tiszta képzetes  $j\delta$  alakú, szimmetrikus sűrőkapcsolás esetén  $Y = Y'$  az

$$Y_b = \frac{\cos b_0 + j Z^{-1} \sin b_0}{\cos b_0 + j Z \sin b_0} \quad (47)$$

összefüggést kapjuk. Az így kapott  $Y_b$  értékhez hozzá kell adnunk a kiegyenlítés hibáját is. Ez tiszta képzetes érték, jelöljük  $\pm j\delta$ -val. Ekkor

$$Y_b' = Y_b + j\delta \quad (48)$$

Ha a generátor belső ellenállása a lezáráshoz hasonlóan szintén egységnyi

$$Y_b = 1 - \frac{j [(Z^{-1} - Z) \sin b_0 + \delta \cos b_0] - Z \delta \sin b_0}{\cos b_0 + j Z \sin b_0} \quad (49)$$

vagy

$$Y_b - 1 = \frac{j [(Z^{-1} - Z) \sin b_0 - \delta \cos b_0] + Z \delta \sin b_0}{\cos b_0 + j Z \sin b_0} \quad (50)$$

képleteket nyerjük. Tekintve, hogy kis reflexióval számolunk, a hullámmellenállás közel egységnyi, a  $Z - 1$  kifejezést  $\varepsilon$ -nal jelölve a  $Z^{-1} - Z = \pm 2\varepsilon$  közelítést használhatjuk. Ekkor az előzőekben meghatározott  $\Delta$ -ra a következő kifejezéseket kapjuk:

$$\Delta = |Y_b' - 1| = j [\pm 2\varepsilon \sin b_0 \pm \delta \cos b_0] \pm \delta \sin b_0 \quad (51)$$

$$\Delta^2 = |Y_b' - 1|^2 = 4\varepsilon^2 \sin^2 b_0 \pm 4\varepsilon\delta \sin b_0 \cos b_0 + \delta^2 \quad (52)$$

$$\Delta = \sqrt{4\varepsilon^2 \sin^2 b_0 \pm 4\varepsilon\delta \sin b_0 \cos b_0 + \delta^2} \quad (53)$$

A  $\Delta$  szélső értékeit  $b_0$  függvényében a

$$\Delta_m \approx \sqrt{4\varepsilon^2 \sin^2 b_0^* \pm 4\varepsilon\delta \sin b_0^* + \delta^2} \quad (54)$$

$$\operatorname{tg} 2b_0^* = \pm \frac{\delta}{\varepsilon} \quad (55)$$

kifejezések adják meg. Innen  $p$  értékére a

$$p_{\max} = \frac{\Delta_m}{2} \approx \sqrt{\varepsilon^2 \sin^2 b_0^* \pm \varepsilon \delta \sin b_0^* \left(\frac{\delta}{2}\right)^2} \quad (56)$$

$$\operatorname{tg} 2b_0^* = \left| \frac{\delta}{\varepsilon} \right|$$

összefüggést kapjuk. A képletben szereplő két

előjel közül azt kell választanunk, amelyik nagyobb értéket ad. Antimetrikus szűrő esetében is ezt a képletet nyerjük. Ha  $\delta = 0$ ; azaz ha a kiegyenlítés pontos, a reflexiós tényező maximális értéke  $\varepsilon$ .

### 3. Összefoglalás

Az előzők alapján a váltószűrő tervezését a következő módon végezhetjük:

A reflexiós csillapításra, illetőleg a reflexiós tényezőre vonatkozó előírásból meghatározhatjuk  $Z_{T0}$  max értéket és ebből megállapíthatjuk az  $A$  tényező minimális értékét. Kiválasztunk egy ennél valamivel nagyobb  $A$  értéket, számítva a kiegyenlítés hibájára. Ha a váltó átmeneti tartományának alsó, ill. felső határfrekvenciáját  $f_A$ , ill.  $f_F$ -fel jelöljük, az átmeneti

tartomány relatív szélességére a  $2\alpha_0 = 10 \log \frac{f_F}{f_A}$

jellemző. Az  $\alpha$  skálát célszerű egy átlátszó vonalzóra átmásolni és a vonalzóat a továbbiakban mint mozgó skálát használni.

Helyezzük az elmozdítható skálát a felső vonalsereg, a kiválasztott  $A$ -nak megfelelő magasságban és jegyezzük meg, hogy  $\alpha_0$ -hoz milyen  $Y_a$  érték tartozik. Az eltolható skála 0 pontját a diagram bal oldali függőleges vonalára helyezve olvassuk le az alsó vonalseregen a kiválasztott  $A$ -nak megfelelő vízszintes vonalon a skála különböző pontjaihoz tartozó  $Y_3$  értékeket és jegyezzük ezeket fel. Az elmozdítható skálát ezután ismét a felső vonalseregbe helyezzük, és addig toljuk jobbra, amíg az előző leolvasással azonos skálapontokon közelítőleg azonos értékeket olvasunk le. Jelöljük a szükséges eltolás mértékét a skálán

$\alpha^*$ -gal. A kiegyenlítésnek  $Y_a$  értéktől kezdve kell optimálisnak lennie. Megkeressük a feljegyzett  $Y_3$  értékekből a kiegyenlítés legnagyobb  $\delta$  hibáját és az 56. egyenletekből kiszámoljuk a  $p$  tényező legnagyobb lehetséges értékét. Ha ez megfelelő, kiszámoljuk, hogy mily mértékben kell kihasználnunk az áteresztő tartományt. Ennek mértékét az  $\omega_n = 10^{-(\alpha_0 - \alpha^*)}$  érték adja meg. Ellenőrizzük, hogy ez összhangban van-e az 1. sz. táblázattal, azaz a  $\sqrt{1 - \omega_n^2}$  egyenlőtlenség helyes-e. Ellenőrizzük azt is, hogy az  $\alpha^*$  eltolás elegendő-e a keresztelési csillapítás gazdaságos biztosítására. Ha e feltételek nem teljesülnek, más  $A$  értékkel kísérletezünk. A gyakorlatban általában néhány próbálkozással megfelelő eredményt érhetünk el. Ha az előírásokat semmiképpen sem tudjuk ily módon teljesíteni, a kiegyenlítés hibájának kiküszöbölésére olyan — keresztelési frekvenciára szimmetrikus — kiegészítő kétpólusokkal kell kísérleteznünk, melynek összes extrémítása az átmeneti tartományra esik. A gyakorlatban a legtöbb esetben az egyszerűen derivált tagokkal illesztett szűrőkből készült váltókhoz hasonlóan az átmeneti tartomány közepére hangolt soros rezgőkör megfelelő [4].

### IRODALOM

1. W. Cauer: Theorie der Linearen Wechselstromschaltungen.
2. Dr. Radványi László: Egy ritkább szűrőtípusról. Magyar Híradástechnika 1955. évf. 3. sz.
3. Dr. Radványi László: Elektromos szűrők és kiegyenlítők elmélete és méretezése: Mérnöki Továbbképző Intézet jegyzete 1953.
4. L. Radványi: "Line Matching and Reflection Problems" BHG Review 1959/1.

### Résumés en français

J. Radványi et Mme I. Abonyi: Le projet des filtres à direction à spécification rigoureuse.

L'article présente une méthode permettant de projeter des filtres à direction d'une spécification très rigoureuse concernant des coefficients de réflexion moyennant un calcul relativement restreint. La base du procédé est qu'il projette différemment des méthodes utilisées jusqu'à présent, c'est à dire qu'il projette les composantes des filtres sous forme d'un filtre de vague appliqué au deux côté, d'une jonction doublement dérivée. L'extrémité doublement dérivée est transformée en une forme peu connue qui a une construction rappelant la forme une fois dérivée. Les filtres se terminant en demi-membre peuvent être unis par une méthode semblable en filtre à direction comme ceux d'une jonction une fois dérivée. L'article contient, en dehors des réflexions de principe, un tableau et un diagramme nécessaires au calcul pratique.

L. Nemes: La technique de déviation du tube de télévision récepteur de 110°C.

I. L'article présente un aperçu des aspects de la construction et de l'utilisation des tubes de télévision de 110°C appliqués dans la technique de réception de la télévision moderne. Le problème de la production de l'énergie de déviation nécessaire pour la déviation du rayon électronique en cas d'un tube de télévision de 110°C. Introduction d'une nouvelle mesure horizontale et verticale dans la fabrication des récepteurs. Une bobine de déviation a grande puissance. II. Le calcul et le projet de l'étage final du booster-voltage. La solution des problèmes de la linéarité de l'image. III. L'application des amplificateurs à contre réaction les systèmes verticaux déviants,

J. Katona: Essai de la durée des condensateurs et des résistances

La limite d'utilisation temporelle des pièces détachées fondamentales (condensateurs, résistances, résistances variables) sont déterminés par des dérangements accidentels et tendencieux. Le dérangement accidentel a une caractéristique statistique. Les causes des détériorations tendencieuses se trouvent pour la plupart dans les procès physiques et chimiques qui se dépassent dans la structure des matériaux comportant le champs électrique. Une partie des changements causés par ces procès peut ainsi être suivie par des calculations. Dans la suite l'article présente certains résultats de l'essai de la durée des condensateurs, des résistances et des résistances variables exécutés dans les différents modes d'usage.

T. Konkoly: Arrangements modernes dans les oscillateurs de service

Après un bref aperçu des données techniques des oscillateurs de service à modulation d'amplitude, à modulation de fréquence et à modulation de vide, développés dans l'Institut de Recherche des Instruments de Précision, l'article s'occupe des arrangements modernes du circuit de l'appareil. L'auteur décrit en détail les suivants: 1. la modulation de fréquence dans les oscillateurs symétriques, 2. l'accroissement du facteur de couplage entre la bobine d'accord d'oscillateur et de l'atténuateur de piston, 3. la stabilisation de niveau dans l'oscillateur fourni par l'atténuateur de piston, 4. la connexion d'unité entre le piston et le modulateur d'amplitude, 5. la calibration du niveau de haute fréquence.

# 110°-os televízió vevőképcső eltérítési technikája\*

II. rész

NEMES LÁSZLÓ

Orion-gyár

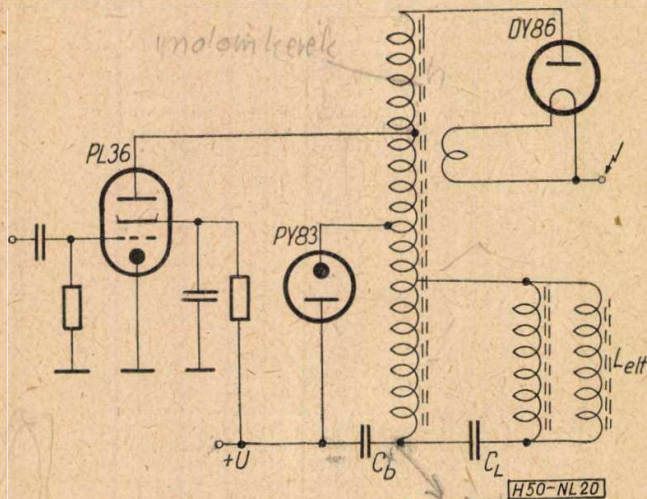
I. A korszerű televízió vevőtechnikában alkalmazott 110°-os képcső konstrukciós és felhasználási szempontjainak áttekintése. A 110°-os képcső esetén az elektronsugár eltérítéséhez szükséges eltérítési energia előállításának problémája. Új vízszintes és függőleges méretarány bevezetése a vevőkészülékek gyártásánál. Nagyhatalásfokú eltérítő tekercs.

II. Korszerű feszültségvisszanyerő végfokozat számítása, tervezése.

III. Képlinearitási problémák megoldása. Visszacatolt erősítők alkalmazása a függőleges eltérítő rendszereknél.

Az eltérítőtekercs helyes konstrukciójával sikerült az eltérítéshez szükséges energiát csökkenteni. Így tehát meg van annak a lehetősége, hogy a 110°-os eltérítő technikában, a 70—90° vízszintes eltérítéshez használt végfokozatot használjuk fel. Az előzőekben megismert kis és nagy impedanciás eltérítő tekercs felhasználásával két azonos módszer kínálkozik a vízszintes eltérítéshez szükséges fűrészáram előállítására. Vizsgáljuk meg a kis impedanciás eltérítő tekercsel felépített végfokozatot. A végfokozat feszültség visszanyerő (booster) kapcsolás (20. ábra), melynek működése a következő:

A végcső rácsára a 21a ábrának megfelelő vezérlőjelet adunk. A vezérlőjelet az O-Z szakaszban lezárja a végcsövet, ez idő alatt az áram a diódán, a booster kondenzátoron és a transzformátoron keresztül folyik. A vezérlés lehetővé teszi, hogy a végcső a Z pontban megnyisson és az anódáram meghatározott csúcsértékig növekedjék (21b ábra). A csúcsáram pillanatában a vezérlő feszültség ismét lezárja a végcsövet, azon az áram hirtelen megszűnik. A lezárás pillanatától kezdve az anódkörben levő induktivitás, a szórókapacitással, nagy amplitúdójú csillapított szinusz-rezgést állít elő



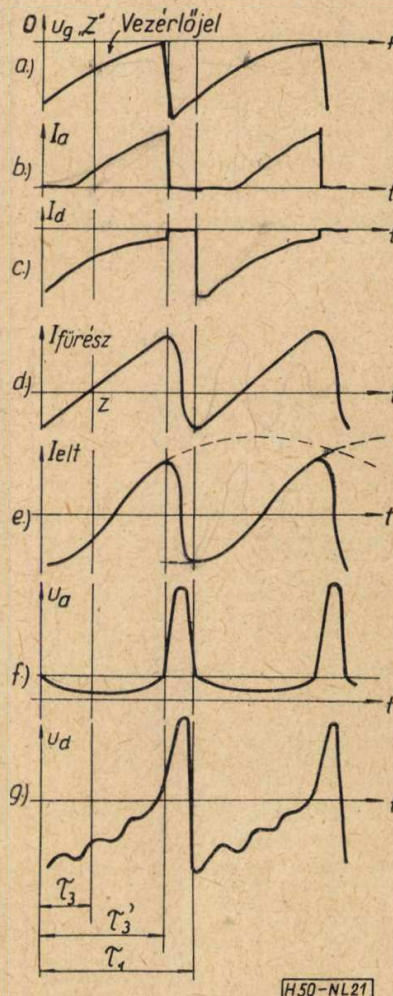
20. ábra

(21g ábra). Részletesebb áttekintést az áramhelyzetek vizsgálatával kaphatunk. A sorvég fokozathoz használjuk fel azokat a csöveket, amelyeket a 90° eltérítő technikában alkalmaznak (PL36, esetleg PL81, PY83, PY88).

A PL36 sorvégcső és a PY88 booster dióda adatai:

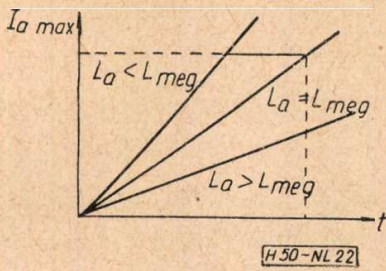
PL36	PY88
$U_a = 250 \text{ V}$	$U_a = 2000 \text{ V}$
$I_k = 200 \text{ mA}$	$I_k = 250 \text{ mA}$
$U_{g2} = 230 \text{ V}$	
$U_{acs} = 7 \text{ kV}$	
$I_{acs} = 330 \text{ mA}$	
$U_{g1} = -35 \text{ V}$	

A pentódán megengedhető maximális csúcsáram 330 mA. Ezt az értéket az  $U_{g2}$  feszültség helyes megválasztásával állítjuk be. A 21b ábrából láthatjuk, hogy a fűrészáram maximális értékének elérésekor a cső lezár. Ekkor az áram a pentódán hirtelen esni kezd és  $I_a =$

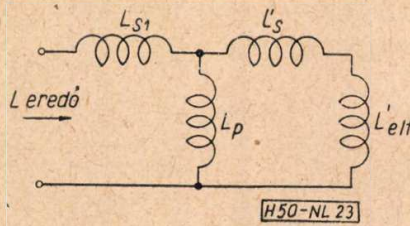


21. ábra

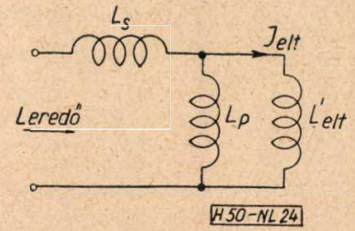
\* Az I. rész a XI. évf. 1. számában jelent meg (1960. febr.).



22. ábra



23. ábra



24. ábra

= 330 mA-ról  $I_a = 0$  értékre esik le. Amikor az áram a minimum értéket eléri, az áram a diódán tovább folyik. A diódán az áram nagyságát az erősen csillapított szabadrezgés első negatív félperiódusának amplitúdója szabja meg, amely  $\delta$  szorosa lesz a pozitív csúcáramnak (21g. ábra). A  $\delta$  értékét, a szabadrezgések elméletéből kapott összefüggés alapján, a rendszer jósági tényezőjének mérésével határozhatjuk meg. A rendszer jósági tényezője  $Q = 5-10$  értékű. A  $Q = 10$  értéket behelyettesítve:

$$\delta = \frac{I_+}{I_-} = e^{-\frac{\pi}{Q}} = 0,65 \quad (32)$$

A dióda árama:

$$I_a = \delta I_a = 0,65 \cdot 330 = 215 \text{ mA} \quad (33)$$

A booster diódán maximálisan 215 mA folyik. A fűrészáram amplitúdója, az anódáram és a dióda áram összege:

$$I_{fűrés} = I_a + \delta I_a = 545 \text{ mA} \quad (34)$$

Kiszámíthatjuk a fűrészáram növekedési sebességét:

$$\frac{\Delta I}{\Delta t} = \frac{I_{fűrés}}{\tau_1 - \tau_{vfx}} = \frac{0,545}{49,5 \cdot 10^{-6}} = 1,1 \text{ A/s} \quad (35)$$

Ha ismerjük a végcső anódján levő fűrészáramot, valamint az eltérítéshez szükséges áramot, meghatározhatjuk a transzformátor áttételt, amellyel az eltérítő tekercset a végcső anód impedanciájához illesztjük. Az előzőkből  $I_{elt} = 1,6 \text{ A}$  csúcstól csúcsig.

$$a_{elt} = \frac{I_{elt}}{I_{fűrés}} = \frac{1,6}{0,545} \approx 3 \quad (36)$$

Határozzuk meg a végcső anódkörében a fűrészáram kialakításához szükséges induktivitást, a megengedhető maximális anódáram figyelembevételével. A 22. ábra alapján írhatjuk:

$$I_{a \max} = \frac{U_0}{L_a} t \quad (37)$$

A (37) kifejezésből látható, hogy  $U$  és  $t$  adott értékei mellett, annál nagyobb áram folyik a végcsővön, minél kisebb az anódáramkörben levő induktivitás értéke. A soreltérítő végfokozatban folyó áram nagyságát a felhasznál

nált csövek árama korlátozza. Adott csőtípus esetén a maximálisan megengedett áramot jelöljük  $I_{a \max}$ -al. A maximális áramhoz tartozó induktivitást jelöljük  $L_{meg}$ -gel. Értékét a (37)-ből kifejezve:

$$L_{meg} = \frac{U_a}{I_{a \max}} t \quad (38)$$

A lineáris működési követelmény kielégítéséhez szükséges, hogy az eredő induktivitás nagyobb legyen, mint a megengedett induktitás.

Az anódköri transzformátor helyettesítő kapcsolásából az eredő induktitás meghatározható (23. ábra).

$$L_{eredo} = L_1 + \frac{L_p(L'_s + L'_{elt})}{L_p + L'_s + L'_{elt}} \quad (39)$$

A soreltérítő végfokozat anódkörében az áram arányos az ampermenettel.

$$I_{tűrés} = In \quad (40)$$

$$In = (I_{a \max} + I_a)n \quad (41)$$

A (39) egyenlet felhasználásával ideális esetben, ahol a szórt és sönt indukciókat elhanyagolhatjuk,  $t = T$  időtartamot véve:

$$L_{s1} = L'_s = 0; L_p = \infty \quad (42)$$

$$L_{eredo} = a_{elt}^2 L_{elt} \quad (43)$$

$$I_{elt} = I_{a \max} \quad (44)$$

A végcső anódján az anódáram maximális értékét kapjuk, ha a (42), (43) feltételeket a (37) egyenletbe behelyettesítjük.

$$I_{a \max} = \frac{U_0}{a_{elt}^2} \cdot \frac{T}{L_{elt}} \quad (45)$$

$$I_{elt} = \frac{U_0}{a L_{elt}} T \quad (46)$$

Az ampermenetre kapjuk:

$$In = \frac{U_0 T}{a L_{elt}} n_{elt} \quad (47)$$

Az eltérítő tekercs menetszáma és induktivitása között felírhatjuk a következő összefüggést:

$$L_{elt} = K_0 n^2 \quad (48)$$

Ahol  $K_0 = 4\pi l 10^{-9}$  konstrukciós állandó.

A (48) egyenletet helyettesítsük be a (47)-be

$$I_n = \frac{U_0 T}{K_0 n a_{elt}} \quad (49)$$

Látható, hogy maximális amper menethez minimális áttételű és menetszám tartozik. Ideális esetben, ha a (43) és (48) egyenleteket felhasználjuk, írhatjuk, hogy:

$$L_{eredő} = K_0 (n a_{elt})^2 \quad (50)$$

A (38) és (50) egyenletből:

$$(n a)_{min} = \sqrt{\frac{U_0 T}{K_0 I_{a max}}} \quad (51)$$

A maximális ampermenet (49)-ből

$$I_n = \sqrt{\frac{U_0 I_{a max} T}{K_0}} \quad (52)$$

A gyakorlatban azonban nem tudunk megvalósítani ideális transzformátort, ezért szükség van a reális esethez közelebb eső helyzet figyelembevételére. A valóságot igen jól megközelíthetjük, ha figyelembe vesszük, hogy

$$\begin{aligned} L_{szórt} &\ll L_{meg} \\ L_p &\gg L_{meg} \\ L_{eredő} &= L_{meg} \end{aligned} \quad (53)$$

A 24. ábra alapján a szórt induktivitásokat a soros induktivitásba számítsuk bele, és az eredő induktivitást jelöljük a továbbiakban  $L_e$ -vel. Akkor írhatjuk, hogy

$$L_e = L_s + \frac{L_p \cdot L'_{elt}}{L_p + L'_{elt}} \quad (54)$$

Megjegyezhetjük, hogy általában  $L_{elt}$  jelentéktelenül különbözik  $L_e$ -től, vagyis

$$L_e \approx a^2_{elt} L_{elt} \quad (55)$$

Az (54) egyenletet átrendezve:

$$L'_{elt} = \left[ 1 - \left( \frac{L_s}{L_e} - \frac{L_e}{L_p} \right) \right] L_e \quad (56)$$

Az (56), (43), (48) figyelembevételével írhatjuk:

$$U_{elt} = \frac{1}{a_{elt}} \sqrt{\frac{(L_e - L_s) L_p}{(L_p + L_s - L_e) K}} \quad (57)$$

A primér körre transzformált eltérítő áram a 24. ábra alapján:

$$I'_{elt} = \frac{L_p}{L_p - L'_{elt}} I_a \quad (58)$$

A végcsövön átfolyó maximális eltérítő áramra írhatjuk:

$$I_{a max} = a_{elt} \left( 1 - \frac{L_e - L_s}{L_p} \right) I_{elt} \quad (59)$$

Ezekkel az értékekkel, az adott esetben maximális ampermenetszámra felírhatjuk:

$$I_n = \sqrt{\varepsilon} \sqrt{\frac{L_e}{K_0}} T \quad (60)$$

A fenti összefüggésből látható, hogy az ampermenetszám értéke  $\varepsilon$  tényezővel változik maximális mértékben.

Az  $\varepsilon$  tényező értéke:

$$\varepsilon = \left( 1 - \frac{L_s}{L_e} \right) \left( 1 - \frac{L_e - L_s}{L_p} \right) \quad (61)$$

▲ (60) és (61) összefüggésből láthatjuk, hogy a maximális ampermenetszám annál közelebb kerül az ideális ampermenetszámhoz, minél

kisebb az aránya az  $\frac{L_s}{L_e}$  és  $\frac{L_e}{L_p}$  tényezőknek. (62)

Az  $\frac{L_s}{L_e}$  csökkenése az ampermenetben szereplő  $L_s$  induktivitást csökkenti.  $\frac{L_e}{L_p}$  viszony csökkenése pedig megszabja az eltérítőtekerescs sön-tölésének mértékét. Ezért szükséges mindkét induktivitás viszonyra az optimális érték megválasztása. Az  $L_s$  és  $L_p$  induktivításoknak a menetszámtól való függése:

$$L_p = \alpha n_a^2 \quad (63)$$

$$L_s = \beta n_a^2 \quad (64)$$

ahol:

$$\alpha = \frac{1,6 F 10^{-8}}{l_k} \quad (65)$$

$$\beta = \frac{1,2}{h_{ie}} l (h + H) 10^{-8} \quad (66)$$

$F$  a sorkimenőtranszformátor vasmagjának keresztmetszete

$l_k$  a közepes menethossz

$l_1$  a légrés a vasmagban

$\mu$  a transzformátor vasmag permeabilitása

$H$  és  $h$  a tekercs geometriai jellemzői.

A (63) és (64) egyenleteket behelyettesítve (60)-ba

$$I_n = \sqrt{\left[ \left( 1 - \frac{\beta n_a^2}{L_e} \right) \left( 1 + \frac{L_e - \beta n_a^2}{\alpha n_a^2} \right) \right]} \sqrt{\frac{L_e}{K_0}} T \quad (67)$$



A (67) egyenlet alapján megállapíthatjuk, hogy optimális ampermenetszám akkor lehetséges, ha  $\gamma$  tényező egyenlő a nullával.

$$|\gamma| = \left| \left( 1 - \frac{\beta n_a^2}{L_e} \right) \left( 1 + \frac{L_e - \beta n_a^2}{\alpha n_a^2} \right) \right| = 0 \quad (68)$$

Legyen  $n_a$  értéke optimális esetben:

$$n_a = n_{a \text{ opt}} \quad (69)$$

Ha a (68)-ba behelyettesítjük a (69) feltételt és  $n_{a \text{ opt}}$  kifejezzük:

$$n_{a \text{ opt}} = \left( 1 - \frac{1}{4} \frac{\beta}{\alpha} \right) \sqrt{\frac{L_e}{\alpha \beta}} \quad (70)$$

A (70)-et visszahelyettesítjük a (67)-ba

$$I n_{\text{max opt}} = \sqrt{1 - 2 \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}} + 2 \frac{\beta}{\alpha}} \sqrt{\frac{L_e}{K}} T \quad (71)$$

Ezután a (64), (63) összefüggés alapján meghatározhatjuk  $L_s$  és  $L_p$  optimális értékét.

$$L_{p \text{ opt}} = \left( 1 - \frac{1}{2} \frac{\beta}{\alpha} \right) \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}} L_e \quad (72)$$

$$L_{s \text{ opt}} = \left( 1 - \frac{1}{2} \frac{\beta}{\alpha} \right) \sqrt{\frac{\alpha}{\beta}} L_e \quad (73)$$

Az optimális eltérítő áram:

$$I_{\text{elt opt}} = a \left( 1 - \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}} - \frac{\beta}{\alpha} \right) I_{a \text{ max}} \quad (74)$$

Az anódkörben levő terheletlen induktivitást megkapjuk, ha felvesszük, hogy  $L_{\text{elt}} \infty$ . Az így kapott induktivitás a primer induktitásnak felel meg.

$$L_{p \text{ opt}} = \left( 1 - \frac{1}{2} \frac{\beta}{\alpha} \right) \left( \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}} + \sqrt{\frac{\alpha}{\beta}} \right) L_e + \sqrt{\left( 1 - \frac{1}{2} \frac{\beta}{\alpha} \right)^2 \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}} \cdot \sqrt{\frac{\alpha}{\beta}} L_e^2 \cdot K} \quad (75)$$

A  $K$  csatolási tényező.

A primer induktivitás ismeretében, amelyet az  $I_{a \text{ max}}$ -nak felhasználásával kaptunk, kiszámíthatjuk  $L_a$  értékét.

$$L_a = \frac{\left( 1 - \frac{1}{2} \frac{\beta}{\alpha} \right) \left( \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}} + \sqrt{\frac{\alpha}{\beta}} \right) L_e \cdot a^2_{\text{elt}} L_{\text{elt}}}{\left( 1 - \frac{1}{2} \frac{\beta}{\alpha} \right) \left( \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}} + \sqrt{\frac{\alpha}{\beta}} \right) L_e + a^2_{\text{elt}} L_{\text{elt}}} \quad (76)$$

A valóságban elkészített sorkimenő transzformátor primer induktivitása 700—900 mH, amíg  $L_a = 70—90$  mH értékű.

A  $T_3$  időszakaszban vezérléssel lezárjuk a végsővet, a magára maradt LC kör, amely az előző időszakaszban külső áramforrásból ener-

giát tárolt, szabad rezgéssel rezeg tovább. A szabad rezgések frekvenciáját meghatározhatjuk a 25. ábra alapján. Használjuk fel az egyenlet felállításához az optimális induktivitás kifejezését.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left( 1 - \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}} \right) L_e C_{\bar{\delta}}}} \quad (77)$$

Szükséges, hogy a szabadrezgés első pozitív félperiódusának ideje megegyezzen az előírt viszfutási idővel.

$$\tau_{vf} = \frac{1,05}{2f_0} \quad (78)$$

Az  $L_a = L_{\text{meg}}$  induktivitasokat az előzőkben meghatároztuk. Ennek ismeretében a  $C_{\bar{\delta}}$  értékére optimális esetben írhatjuk

$$C_{\bar{\delta}} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 \left( 1 - \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}} \right) L_a} \quad (79)$$

A  $C_{\bar{\delta}}$  kapacitás meghatározható az egyes elemek által behozott kapacitások eredőjeként:

$$C_{\bar{\delta}} = C_{\text{cs}\bar{\delta}} + C_{\text{traf}\bar{\delta}} + C_{\text{elt}} \quad (80)$$

A csőkapacitás meghatározható:

$$C_{\text{cs}\bar{\delta}} = C_a + C_{\text{sz}\bar{\delta}} + a^2_b (C_d + C_{\text{sz}\bar{\delta}}) + a^2_{nt} (C_{\text{nt}\bar{\delta}} + C_{\text{sz}\bar{\delta}}) \quad (81)$$

A transzformátor által behozott kapacitás, valamint az eltérítő tekercs által behozott kapacitás:

$$C_{\text{traf}\bar{\delta}} = C_{\text{prim}} + a^2_{\text{elt}} C_{\text{elt}} \quad (82)$$

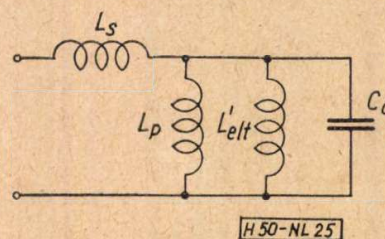
$$C_{\text{elt}} = C_{\text{sz}\bar{\delta}\text{rtelt}} \quad (83)$$

A  $C_{\bar{\delta}}$  kapacitás értékének meghatározásából láthatjuk, hogy adott sorkimenő rendszernek az összkapacitása minimum 50—100 pF.

Határozzuk meg a keletkező szabadrezgés amplitúdóját. Az amplitúdó meghatározásánál induljunk ki a felgyülemlett mágneses energia, anódáram és anódfeszültség összefüggéséből.

$$\delta \left( \frac{L_a - L_s}{2} \right) I_{a \text{ max}}^2 = \frac{C_{\bar{\delta}} U_{a \text{ max}}^2}{2} \quad (84)$$

$U_{a \text{ max}}$  kifejezve a (84)-ből



25. ábra

$$U_{a \max} = \sqrt{\delta} \sqrt{\frac{L_a - L_s}{C_\delta}} I_{a \max} \quad (85)$$

$$\tau_2 = \frac{T}{2} \quad (92)$$

helyettesítsük be  $(L_a - L_s)$  helyett az optimális ampermenetszámmal megállapított induktivitás kifejezését:

$$U_{a \max} = \sqrt{\delta} \sqrt{\left(1 - \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}}\right) \frac{L_a}{C_\delta}} I_{a \max} \quad (86)$$

Helyettesítsük be a (86) kifejezésbe a (79)-et

$$U_{a \max} = 2\pi f_0 \left(1 - \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}}\right) \sqrt{\delta} L_a I_{a \max} \quad (87)$$

Írjuk be a (87)-be  $I_{a \max}$  és  $L_e$  értékét a (37)-ből kifejezve, valamint a (77) és (78) felhasználásával

$$U_{a \max} = \zeta U_0 \quad (88)$$

A fentiekből láthatjuk, hogy az anódkörben levő induktivitáson a fűrészfeszültség  $\zeta$ -szorosára nő meg.

$$\zeta = 1,05\pi \left(1 - \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}}\right) \sqrt{\delta} \frac{T}{\tau_{vf}} \quad (89)$$

A (88)-at átrendezve:

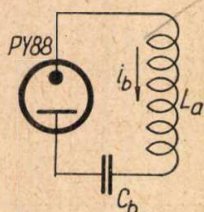
$$U_{a \max} = \left[1 + 1,05\pi \sqrt{\delta} \left(1 - \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}}\right) \frac{T}{\tau_{vf}}\right] U_0 \quad (90)$$

$U_{a \max}$  csúcsheszültség értéke gondos tervezéstől függően 6–8 kV-ot is elérhet.

Ennek az önrezgésnek az első pozitív félperiódusát további transzformáció és egyenirányítás útján felhasználjuk a képcső anódfeszültség forrásaként. Ugyanakkor az első negatív félperiódustól kezdve az áramcsúcsokat a booster diórával egyenirányítjuk és az így nyert árammal töltjük a  $C_b$  kondenzátort. A  $C_b$  kondenzátoron a feszültség a veszteségtől függően 1000 V-ig megnőhet. Az így feltöltött kondenzátor energiáját a végcsőhöz kiegészítő tápenergiaként felhasználjuk. Ezzel sikerült megvalósítani, hogy egy rezgőrendszer önindukciójában felgyülemlt mágneses energiát hasznos elektromos tápenergiává alakítottuk át. (Feszültségvisszanyerő kapcsolat, l. 20. ábra).

A (78) egyenlethől

$$T = \frac{1,05}{f_0} \quad (91)$$



H50-NL26

26. ábra

$\tau_2$  idő egyezzen meg a CCIR szabványban módosított visszafutási idővel. Ennek megfelelően láthatjuk az  $L_a$  korlátozását, amely előzőleg önkényesen választott érték volt, az  $U_{fűrész}$  feszültség megválasztásánál. Továbbá látható, hogy a felemelt visszafutási idővel lehetőség nyílt arra, hogy adott  $C$  mellett  $L_a$  nagyobb értékű lehet. Ezzel az  $U_{fűrész}$  feszültség is nagyobb lesz azonos áram mellett. Ennek következtében a booster feszültség is nagyobb lesz, így a sorvégcső (PL36) nagyobb anódfeszültséget kap. A nagyobb anódfeszültséggel a végcső impulzusszerű igénybevétel esetén gazdaságosabban dolgozik (lásd az idevonatkozó fejezetet). Igen fontos szerepe van a gazdaságos működésben a booster dióda illesztésének. Ugyanis a vízszintes eltérítő fűrészáram két áram eredőjeként jön létre és, ha azok átkapcsolási pontban nem találkoznak időben, akkor a rendszer működésében instabillá válik (22c ábra).

Hogy ezt megakadályozzuk, áram átlapolásra van szükség.

A booster dióda helyes illesztésével lehetővé válik, hogy a végcső árama az üzembiztos áramátlapolás minimális értékével állítható be. Ezzel csökkentjük a végcsővön az átlag áramértéket, amely disszipáció szempontjából igen fontos. Másrészt, ami az energia visszanyerést illeti, szükség van arra, hogy a szabadrezgés negatív félperiódusa által töltött áramkör helyesen legyen megválasztva (26. ábra). Ezért vált szükségessé újabb csőkonstrukció a PY88, a PY83 booster dióda helyett. Az új dióda kisebb belső ellenállásán kevesebb energia disszipálódik. Azonban, mivel nagy időállandójú töltőáramkörre van szükség, hogy impulzus szünetekben minimális töltéscsökkenés legyen, nagy kapacitású booster kondenzátort kell választani. Ebből a szempontból és egyéb konstrukciós szempontból kedvezően nagy érték adódik a booster kondenzátorra (50–100 nF). Ez a nagyértékű kondenzátor a rendszerben levő induktivitással rezgőkört alkot, amely rezgőkörnek frekvenciája jóval kisebb a sorfrekvenciánál, kb. 3–5 kHz. Ez a sinusrezgés superponálódik a fűrészáramra, amely alkalmas lesz a képernyő görbületéből eredő tangenshiba korrigálására. A 110<sup>o</sup>-os képcsőnél, ahol szükség volt a sugár és a képernyő metszési pontjának egyenlőtlensége miatt nagy ernyőgörbületet választani, a tangenshiba kiküszöböléséhez még egy nagyértékű kondenzátort kellett az eltérítő tekercsel sorbakötni. Ennek következtében a sinusjel frekvenciája kisebb lesz, így nagyobb mértékben sinusosodik a fűrészel, vagyis alakja megközelíti az arc tg görbét. A  $C_1$  kondenzátor impedanciája a sorfrekvencián kívánatos, hogy kicsi legyen az eltérítőtekercs impedanciájához viszonyítva.

A sorvégcső és a booster dióda együttes munkafolyamatát szerkesztési eljárással is jól követhetjük a fenti két cső  $U_a - I_a$  idealizált karakterisztikáin. Fordítsuk szembe a két karakterisztikát, mint ahogy a valóságban a két cső működik (27. ábra). Jelöljük a pentóda tényleges anódfeszültségét a karakterisztikán  $B$ -vel, amely a maximális anódterheléssel a végcsővön meghatározza az  $YB$  munkaegyenest. Azonban felhasználjuk a pentóda segédrács áramkorlátozó hatását, vagyis  $U_{g2}$ -vel beállítjuk a megengedett maximális áramot. Ezenkívül megfelelő formájú jellel vezéreljük a végcsövet, ezáltal az  $YB$  munkaegyenest  $Y'N$ -re visszük át. Az  $AC$  időszakaszban (28. ábra) a dióda zárva, az áram a pentódán folyik, a munkapont az  $OU$  görbeszakaszon mozog. A  $CD$  időszakaszban a munkapont az  $UV$  görbe mentén vándorol. A nagy anódpotenciál miatt a munkapont vándorlása ezen a szakaszon egy hiperbola görbe mentén történik és aszimptotikusan közelíti meg a  $\theta$  tengelyt. A hiperbola görbe formáját a pentóda zárási meredeksége szabja meg.

Az  $ED$  szakaszban a dióda vezet, áramát az  $OX$  tartomány rögzíti, a dióda munkapontja  $RQ$  görbén mozog. Itt azonban a  $\theta$  pont környékén létrejöhet nonlinearitás, azáltal, hogy az  $RQ$  görbe az áram tengelyen szakadást mutat  $OC$  pontban. Ezért szükséges a feszültség-tengely mentén az  $RQ$  görbét a  $WQ'$  helyre transzformálni. Ha tehát az  $RQ$  transzformációját helyesen választjuk meg és olyan vezérlőjelet alakítunk ki, amely a pentóda áramát úgy szabályozza, hogy az  $Y'N$  munkaegyenest adja, akkor az  $Y''Q'$  egyenes, amennyiben az áram-tengellyel párhuzamosan időtengelyt veszünk fel, úgy időben lineárisan növekvő feszültséget ad. Ezen áttekintés után könnyebben juthatunk a booster dióda illesztésének megoldásához. A booster feszültség a  $C_b$  kondenzátort tölti. Az illesztéshez szükséges áttételt a  $C_b$  kondenzátor töltésegyensúlyából nyert összefüggés segítségével határozhatjuk meg a 28. ábra alapján.

A soreltérítő rendszer gyakorlatban nem veszteségmentes, ezért annak ellenére, hogy az energia a mágneses energiából táplált rezgő-

körből visszanyerhető, a veszteségeket pótolni kell külső áramforrásból.

Kétféle veszteséggel kell számolni:

1. A rendszer belső vesztesége.
2. A képcső anódtáplálására szükséges teljesítmény.

A veszteségek pótlása az  $AC$  időtartam alatt történik, amikor a külső áramforrásból a  $C_b$  feltöltődik. Ez a teljesítmény

$$N_{veszt} = I_a \cdot U_{3-4} \quad (93)$$

ahol  $I_a$  a végcső árama,  $U_{3-4}$  a booster dióda és a végcső között levő feszültség. A  $C_b$  töltés egyensúlyára felírhatjuk:

$$r = \frac{C_b \text{ töltése a külső áramforrásból}}{C_b \text{ kisütése tápenergiát szolgáltat}} \quad (94)$$

$r$  értékét  $U_a$   $I_a$  végcső karakterisztikájából állapíthatjuk meg.

$$r = \frac{BM}{BT} = \frac{U_{booster} + U_{Telep} U_{amin}}{U_{booster} - U_{Telep}} \quad (95)$$

$r$  szokásos értéke 1,2÷1,5 között változik.

Az illesztéshez szükséges áttételt a booster dióda arány reciproka adja:

$$\frac{1}{r} = a_b = \frac{n_{o-b}}{n_{o-a}} = 065-084 \quad (96)$$

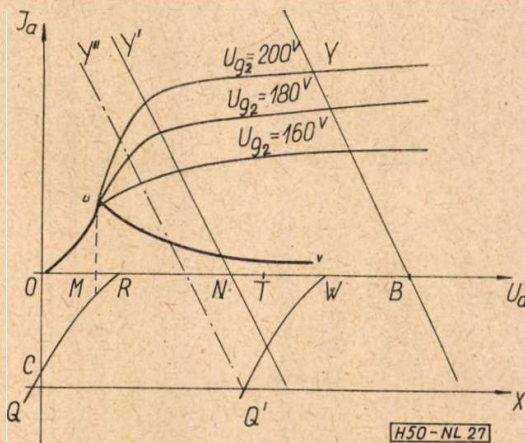
Nézzük meg a vízszintes eltérítés beállításához szükséges szabályozó szerveket:

1. Amplitúdó szabályzás
2. Linearitás korrekció

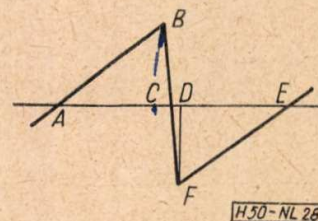
Mint a fentiekben láttuk, szigorú illesztéskövetelmények betartásával készült sortranszformátorral állítottuk elő a vízszintes eltérítéshez szükséges fűrészáramot, másrészt meghatározott feszültség és áramhelyzetek biztosítása szükséges ahhoz, hogy a rendszer a kívánt módon működjék. Ezen feltétel megváltoztatása nem célszerű. Ezek figyelembevételével olyan amplitúdószabályzót kellett készíteni, amely az illesztést nem változtatja meg. Erre a célra legjobban megfelel, ha az eltérítő tekercs-csel sorbakapcsolunk egy úgynevezett energia elnyerő tekercset és azt a sortranszformátoron megfelelően megnövelt impedancia ponthoz kapcsoljuk. Az illesztés betartása mellett hatásértéket állapíthatunk meg, amelyen belül az amplitúdó változást megvalósítani kívánjuk (29. ábra).

A 29. ábra alapján írhatjuk

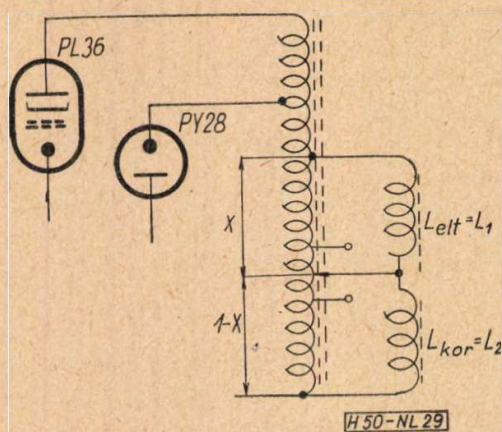
$$\frac{L_2}{L_1} = m; \quad \frac{L_1}{x^2} = L'; \quad \frac{L_2}{(1-x)^2} = L_2' \quad (97)$$



27. ábra



28. ábra



29. ábra

$L_1$  és  $L_2$  párhuzamosan kapcsolódnak.

$$L_1 = \frac{L_1}{x^2} \cdot \frac{L_2}{(1-x)^2} \quad (98)$$

$$L_1 = \frac{L_1}{x^2} + \frac{L_2}{(1-x)^2}$$

$L_1$ -el elosztjuk az egyenletet:

$$1 = \frac{1}{x^2} \cdot \frac{m}{(1-x)^2} \quad (99)$$

$$1 = \frac{1}{x^2} + \frac{m}{(1-x)^2}$$

$m$  értékét meghatározhatjuk, ha fentieknek megfelelően az amplitúdó változás mértékét előírjuk 1 és 0,8 értékre

$$m = \frac{(1-x)^4 x^2}{x^4(x-1)^2 - 1} \quad (100)$$

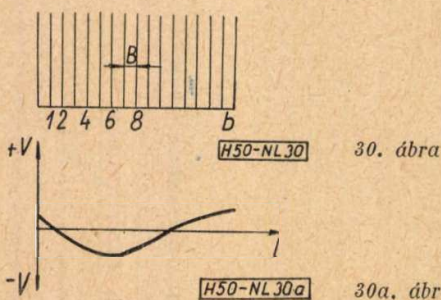
Az  $x = 0,8$  behelyettesítésével kapjuk

$$m = 0,1 \quad (101)$$

$L_1$  az eltérítő tekercs inductivitása: 5 mH (102)

$$L_2 = mL_1 = 0,5 \text{ mH} \quad (103)$$

Tehát az illesztés feltétele megmarad 20%-os amplitúdó változás mellett, ha az eltérítő tekercsel sorba  $L_2 = 0,5$  mH értékű inductivitást kötünk. A  $L_2$  tekercset ferritmagos 6—8 mm átmérőjű, kb. 50 mm hosszú soros tekercseléssel készítjük. Ezt a tekercset a sorkimenő szerelvényre szokás felrögzíteni. Az  $L_2$  inductivitás



értékének + — irányú változása a működés szempontjából nem lép fel kritikusan. A tekercsben disszipált energia + — túllépésével nem lesz káros melegedés. Ezért megvalósítható, hogy a sortranszformátoron különböző leágazásokat készítünk és azok valamelyikéhez kapcsoló segítségével kapcsoljuk az  $L_2$  tekercset, amellyel az amplitúdó nagyságát szabályozhatjuk.

Linearitás korrekció

A televízió-vevő szabvány rögzíti a vízszintes eltérítés időbeli egyenlőtlenségét, a linearitást (30. ábra). Jelöljük  $l$ -el a képernyő vízszintes méretét  $b$ -vel a rajta levő modulációs pontok számát. A linearitás mértékét a következő módon határozhatjuk meg: Bármelyik két modulációs pont közötti távolságot jelöljük  $B$ -vel, a 0%-os eltérést felírhatjuk a következő kifejezéssel:

$$B_0 = \frac{l}{b} \quad (104)$$

Jelöljük a sebességváltozás mértékét  $V$ -vel, akkor a 0%-hoz viszonyított eltérést az alábbi kifejezésekkel határozhatjuk meg.

$$V_+ = \frac{B_{max} - B_0}{B_0} = [\%] \quad (105)$$

$$V_- = \frac{B_{min} - B_0}{B_0} = [\%] \quad (106)$$

A sebességváltozás mértékét felrajzoljuk a hossz-méret függvényében, amelyet a 30a ábra mutat. Az így felrajzolt görbéből megállapítható a tangenstorzítás mértéke, valamint a rendszer veszteségéből eredő torzítás. A vízszintes sortrajzoló sugárpont haladási sebességének időbeli változása a képmódulációs pontok szabálytalan eltolódását jelenti és a képen torzítás formájában jelenik meg. A szabvány a fenti linearitást  $\pm 5\%$  max értékben írja elő.

A soretérítő rendszer gondos megtervezése mellett is adódik időbeli torzítás.

- a) Tangens-hibából eredően
- b) Az eltérítő tekercs  $L/r$  értékének szórásából
- c) Az eltérítő rendszer tervezésénél elhanyagolt ohmos veszteségekből.

Ezen hibák korrigálására úgynevezett abszorpciós linearitásszabályzást alkalmazunk. Az eltérítő tekercsel kössük sorba  $L_L = 0,1 L_{ett}$  értékű ferritmagos tekercset. A tekercs vas-magját egy közelébe helyezett permanens mágnissel előmágnesezzük  $H_0$  értékkel (31. ábra).

A fűrészáram által létrehozott  $\frac{dH}{dt}$  változás:

$$\frac{dH}{dt} = \frac{\Delta H}{T} \quad (107)$$

A  $H$  értékre írhatjuk:

$$H = \frac{1,2 n \cdot I}{l} + H_0 \quad (108)$$

A  $H$  értékét behelyettesítve kapjuk:

$$\frac{dH}{dt} = \frac{1,2n}{l} \cdot \frac{I_{elt}}{T} \quad (109)$$

A flukszusváltozából eredő  $E$  feszültség:

$$E = n \frac{d\Phi}{dt} 10^{-8} = \left( \frac{nA \cdot dB}{dH} \right) \frac{dH}{dt} 10^{-8} \quad (110)$$

$$E = \left( \frac{nA\mu \cdot \Delta H}{T} \right) 10^{-8} \quad (111)$$

A feszültségváltozás:

$$\Delta E = \frac{nA \cdot \Delta H}{T} \Delta\mu 10^{-8} \quad (112)$$

A 32. ábrából láthatjuk, hogy az előmágnesezéssel egy meredek  $B-H$  szakaszt választunk a  $H_0$  pont környékén,

$$\frac{dB}{dH} = \mu \quad (113)$$

a  $\mu$  változását jelenti, amellyel feszültségváltozást tudunk létrehozni. Ez a feszültségváltozás arányos a  $\mu-H$  görbe alatti területtel. A  $\mu-H$  görbe által megszabott feszültséggel, illetve árammal az eltérítő tekercsen kiegészítő áramot tudunk létrehozni, amely szuperponálódik az eltérítő áramra. Ezzel különböző vízszintes időszakaszban elő tudjuk idézni a kívánt áram-idő eloszlást, vagyis az egyenletes sebességgel való futást.

Ezek után nézzük meg a nagyfeszültség előállítását a sorvisszafutás alatt keletkező pozitív impulzusfeszültségből, amely a végcső anódján lép fel (21f ábra).

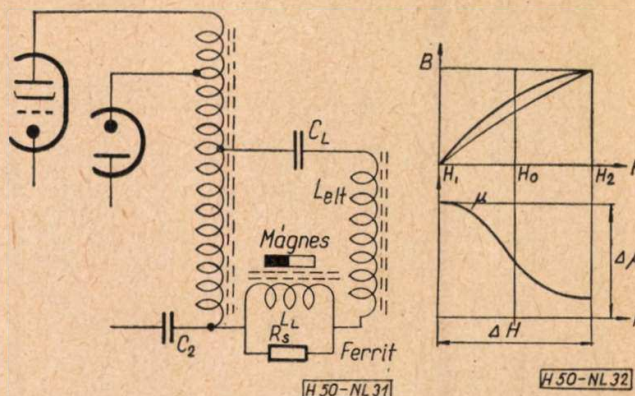
$$U_{amax} = \zeta U_0 \approx 7-8 \text{ kV} \quad (114)$$

Ezt az impulzusfeszültséget feltranszformáljuk az anódfeszültségnek megfelelő 15–16 kV csúcshőfeszültségű impulzusra. A transzformációnál megfelelőre választjuk az áttételt

$$U_{nfesz} = \frac{n_{nfesz} + n_a}{n_a} \cdot U_{max} + U_0 \quad (115)$$

$$a_{nfesz} = \frac{n_{nfesz}}{n_a} = \frac{U_{nt} - U_{amax}}{U_{amax}} \quad (116)$$

Mint látjuk, a pozitív félperiódusban nagy feszültségimpulzus keletkezik. Ez a nagyfeszültségű impulzus részben kapacitív úton, részben csatolt tekercs módjára az eltérítő tekercsbe jut, majd onnan szabadba sugárzódik. Ennek következtében a nagyfeszültségű impulzus zavarólag hat a készülékre, valamint a szomszédos készülékekre. Ezenkívül, mint nagyfeszültségű generátornak, belső ellenállása is van. Igen fontos, hogy a belső ellenállás jól legyen megválasztva, mert ellenkező esetben a hozzákapcsolt terhelés változtatásával, a fényerőszabályzással, nagymértékben változna az általa szolgáltatott teljesítmény. Ez pedig a képcső anódfeszültség változását hozná létre, mivel összefüggésben áll az eltérítéssel. A kísérletek azt mutatták, hogyha a nagyfeszültségű tekercs



31. ábra

32. ábra

a fűrészáram transzformátor primér tekercsével meghatározott rezonanciát mutat, mindezek a hiányosságok minimálisra korlátozódnak. A rezonancia felhasználásával minimális áttételre lesz szükség (33. ábra). Ha a rezonancia frekvencia:

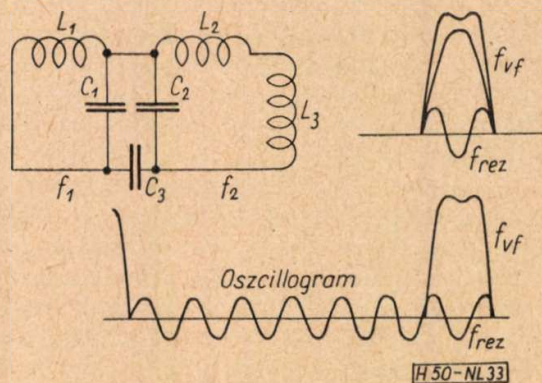
$$\approx 2,6 f_{vf} \quad (117)$$

A (117)-be behelyettesítve a visszafutási frekvenciát:

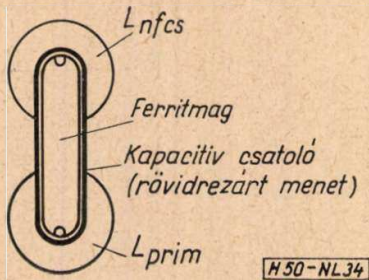
$$f_{rez} = 2,6 \cdot 35 = 90 \text{ kHz} \quad (118)$$

A rezonancia esetét felhasználva az áttétel 0,7-szeresre csökkenthető le. A rezonancia frekvencia beállítása üzemi gyártásnál, ahol a szórást figyelembe kell venni, csupán a szórtkapacitásból adódó csatolással nem állítható be. Ezért külön induktív csatoló beépítése vált szükségessé (34. ábra).

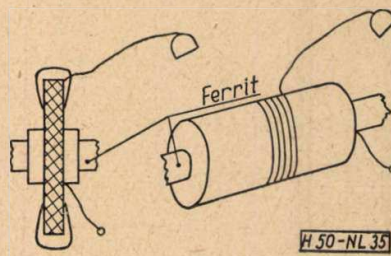
A nagyfeszültségű tekercs konstrukciója eltér az eddigi konstrukcióktól, amelyeket a 70–90°-os készülékben alkalmaztak. Amíg a 70–90°-os eltérítő technikában minimális önkapacitás megvalósítására volt szükség, addig most az önkapacitást növelni kellett ahhoz, hogy a rezonanciafeltételt biztosítani tudjuk. A 110°-os soreltérítő transzformátor nagyfeszültségű tekercse soros tekercseléssel készül, ahol azonban a menetsorok egymástól való szigetelése gondos munkát igényel. A sorok közötti feszültségkülönbség 1000 V-ra tehető (35. ábra). Igen fontos, hogy a nagyfeszültségű tekercs a levegő páratartalmának behatásától védve legyen meg-



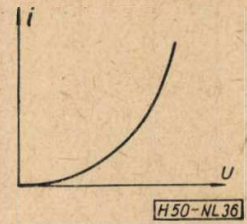
33. ábra



34. ábra



35. ábra



36. ábra

felelő impregnáló anyaggal, valamint a fellépő koronajelenség elleni védelemről külön koszorú bevonattal kell gondoskodni (polyetilen koszorú).

**Képméret stabilizálás**

A 110°-os vízszintes eltérítő végfokozat két kiegészítő kapcsolással van kombinálva:

1. a vízszintes sorméret és nagyfeszültség stabilizálás,

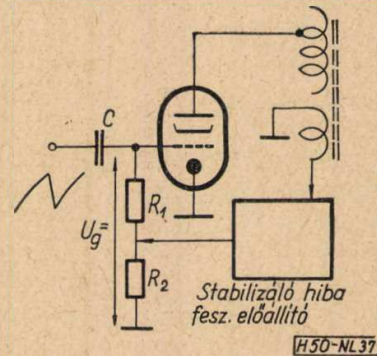
2. nagyfeszültségű zavar csökkentő kapcsolat,

A vízszintes méret stabilizálása korszerű készülékekben elengedhetetlen követelmény. Ezt a feladatot varistor ellenállás segítségével sikerült megoldani. A varistor ellenállás (feszültségfüggő ellenállás), exponenciális (UI) karakterisztikája van (36. ábra). A stabilizálás elvét a 37. ábra mutatja. A vízszintes eltérítő végfokozat rácsfeszültségét a vezérlőfeszültségből dinamikusán állítja elő, RC tagokkal. Ehhez a dinamikus feszültséghez szuperponálnunk egy hibafeszültséget (egyenfeszültséget), amelyet a varistor ellenállás segítségével mint érzékelő elemmel állítunk elő. A hibafeszültség előállítására két módszer alakult ki:

- 1. varistor ellenállás csöves kombinációval,
- 2. varistor ellenállás RC kombinációval

Mindkét kapcsolat varistor ellenállás segítségével hasonlóan érzékeli azt, hogy adott anódfeszültségnél a végcső árama adott feszültségimpulzust hoz létre, ez a feszültségimpulzus-nagyság egy meghatározott áramot hajt a varistoron keresztül, amely meghatározza a varistornak megfelelő ellenállását. Ha valamely oknál fogva a hálózati feszültség lecsökken, az anódfeszültség kisebb lesz, az impulzusfeszültség ugyancsak kisebb, ennek következtében a varistoron folyó áram is csökkent. Az impulzusból eredő hibafeszültség, amely ellenkező polaritású, mint az ott levő egyenfeszültség, kisebb lesz (38. és 38a ábra). Természetesen a feszültségimpulzus a nem lineáris karakterisztikán detektálódik és így hiba-egyenfeszültség áll elő, amely jobban ellene dolgozik az előfeszültségnek. Ezzel az előfeszültség a végcső rácán csökken, annak árama nagyobb lesz, s ezáltal az impulzusfeszültség is megnövekszik. Ez a szabályzás dinamikus folyamat, amellyel automatikusan történik a hálózati feszültség ingadozásából adódó képméret-nagyság korrekció. A végcső anódáramának egyenletesen tartása biztosítja a vízszintes képméret tartósságát, valamint a nagyfeszültség

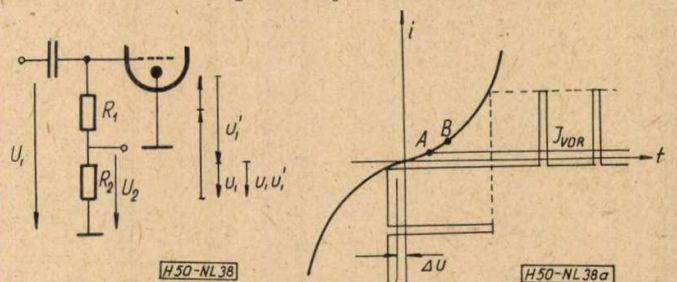
értékének állandóságát. Meg kell jegyezni, hogy a képtérítés végfokozatának meghajtó fokozata ugyancsak a sorvégfokozatnál előállított booster feszültségből kap tápfeszültséget s mint ismeretes a függőleges végfokozatnál a



37. ábra

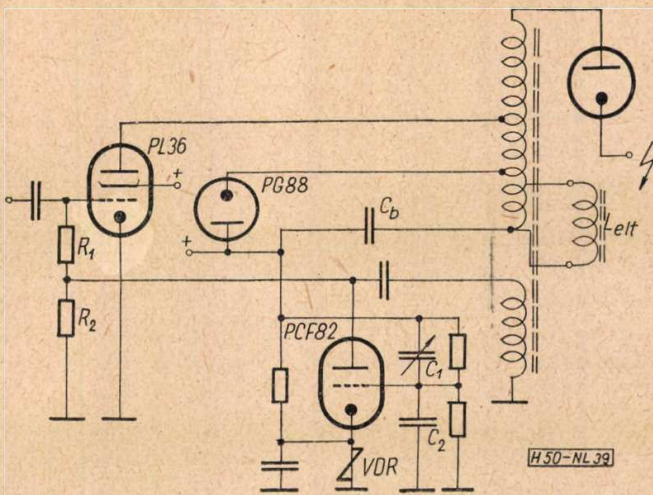
fűrészáram a vezérlőjeltől függ és mivel az állandó, így a függőleges eltérítés mérete is részben stabilizálva van. A két kapcsolást, amely gyakorlatban elterjedt a 39. és 40. ábra mutatja.

A 39. ábrán látható csöves kapcsolat működése a következő: A sortranszformátorból kapott pozitív impulzust a cső anódjára, továbbá megfelelő osztáson keresztül a cső rácára vezetjük. Az impulzus ideje alatt a rácárárammal nagy anódáramot hozunk létre, amely anódáram keresztül folyik a cső katódközében levő varistoron. Mivel a cső és a varistor párhuzamosan van kötve a PL36 rácislevezető ellenállásának osztott részével, ez az osztótag egyúttal a csőnek munkaellenállása is. A cső a sorba-kötött varistorral, mint vezérelt detektor működik; a rácásra jutó impulzus nagyságától függően keletkezik a hiba-egyenfeszültség, amely a fenti elven létrehozza a hálózati feszültség ingadozása által adott feszültség-korrekciót. A rácásra jutó impulzus feszültséget, ha statikusan változtatjuk, akkor lehetőség nyílik a vízszintes eltérítés amplitúdójának beállítására.



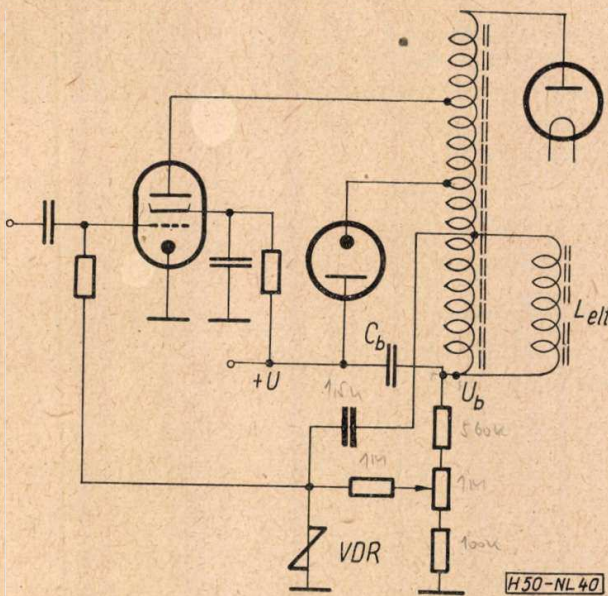
38. ábra

38a ábra



39. ábra

Későbbi időkben megfelelő VDR karakterisztika kialakításával a cső, mint segédelem, elhagyható volt. A varistor detektálással előállítja a referens hibafeszültséget és hasonló jelleggel

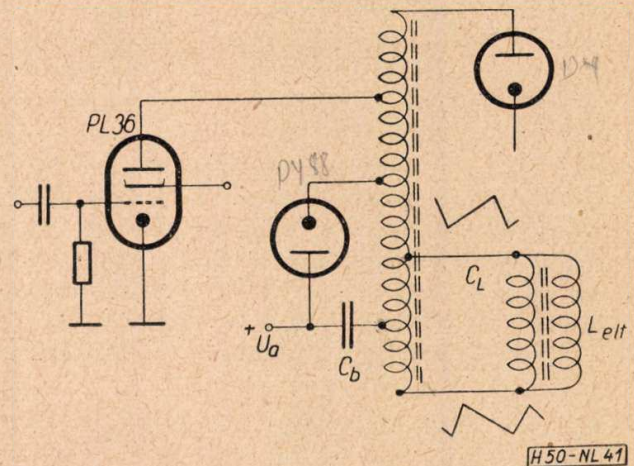


40. ábra

végrehajtja a szabályzást, mint a csöves kapcsolás (40. ábra).

### Sugárzási zavar csökkentése

A televíziókészülékek rohamos fejlődése során felmerült annak szükségessége, hogy a készülékek által kisugárzott zavart minimálisra csökkentsük. A nagy amplitúdójú feszültségimpulzusban levő felharmonikusok ugyanis a rádió készülékekre zavarólag hatnak. Ennek kiküszöbölésére árnyékoló burába helyezték a nagyfeszültségű áramforrást. Ebből a zárt dozból ki kellett vezetni az eltérítő tekercset, a vezeték az eltérítő tekercsel továbbra is sugárzási forrást jelentett. Ezen úgy segítettek, hogy a sortranszformátorból az eltérítő tekercshez ellenfázisú táplálást valósítottak meg (41. ábra). Így az eltérítő áram zavartalanul jut



41. ábra

az eltérítő tekercsbe  $\pm$  polaritással, azonban a visszafutás ideje alatt létrejövő nagyfeszültségű impulzusok, amelyek az eltérítő tekercsre jutnak, ellenfázisban megsemmisítik egymást. Ezen túlmenően az eltérítő tekercset fémserlegbe vagy fémmel galvanizált műanyag serlegbe helyezték.

(Folytatjuk)

## Nemzetközi műszaki könyvkiállítás Budapesten

Ez év május hó 20-án ismét megnyitja kapuit a Budapesti Ipari Vásár és a vásáron megnyílik a nemzetközi műszaki könyvkiállítás, amely bemutatja a baráti államok — élükön a Szovjetunió — szakkiadóinak termését. Mintegy 1200 műszaki könyvet és többszáz szakfolyóiratot állítanak ki.

A kiállításnak az ad időszerűsége, hogy ebben az évben ünnepli a magyar műszaki könyvkiadás 10 éves fennállását. A seregszemlén felvonultatják az elmúlt időszak tartalmi és kiviteli szempontból legsikerültebb magyar műszaki könyveit, a könyvművészeti versenyek díjnyertes kiadványait. Ugyanakkor a könyvbemutató azt a nagyarányú fejlődést is szemlélteti, amely a magyar szakkönyvkiadást jellemzi. A látogató tehát képet alkothat a hazai eredményekről és egyben összehasonlítást tehet a környező államok szakkiadóinak működéséről is.

A kiállítás célja továbbá, hogy a második ötéves terv irányelveinek figyelembevételével „a széles nép-

tömegek, elsősorban a munkásosztály művelődési és szakmai továbbképzési igényeinek kielégítését” szolgálja. Szakkönyvkiadásunk feladata a műszaki vezetők, a műszaki értelmiség szaktudásának fejlesztése, megfelelő, korszerű irodalommal való ellátása. A Műszaki Könyvkiadónak, hogy ezt a feladatát elláthassa, szoros kapcsolatot kell teremtenie az iparral, illetve az iparban dolgozó szakemberekkel. A Budapesti Ipari Vásár kiváló alkalom arra, hogy az érdeklődők tízezrei felkeressék a kiállítást és kiszélesítsék a szakkönyvekkel kapcsolatos tapasztalataikat, ismereteiket, illetve felhívja a műszaki könyvekre azok figyelmét, akik eddig a mindennapi munka során még nem hasznosították eléggé a szakkönyvekben foglaltakat.

Érdekes, tanulságos lesz a séta a magyar, szovjet, német, cseh, szlovák, román szakkönyvek és tudományos folyóiratok között. Ne mulassza el megtekinteni a kiállítást a Művészetáron a szovjet pavilonnal szemben.

## HALMÁGYI TIBOR

1960. március 11-én a volt diáktársak, munkatársak és a híradástechnika valamennyi szakemberének nagy részvéte kísérte sírjához Halmágyi Tibort, a magyar híradástechnika kiváló fiatal mérnökét.

1932-ben született. Mérnöki tehetsége már gyermekkorában megmutatkozott. Elemista korában önállóan megépítette első elektroncsöves rádióját, gimnazista korában bonyolult elektronikus műszereket tervezett és egyetemi tanulmányai idején már jelentős szerepet töltött be az Elektromechanikai Vállalat híradástechnikai és mérés technikai fejlesztési munkáiban. Példáadó munkaszeretete, tehetsége, tudása rövid idő alatt elismerést és szeretetet váltott ki munkatársaiból és előljáróiból.

1954-ben kiváló eredménnyel fejezte be tanulmányait a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának gyengeáramú tagozatán és bekapcsolódott rövid élete egyik legnagyobb munkájába, a magyar ionoszféra kutató berendezés megvalósításába. Szende Bélával és Tófalvi Gyulával közösen kidolgozott berendezése

mind működésében, mind szerkezeti felépítésében messze felülmúlta az addig ismert külföldi berendezéseket. Világszerte elismert munkáját a Magyar Népköztársaság Kossuth-díjjal jutalmazta és a Brüsszeli Világkiállítás bíráló bizottsága nagydíjjal tüntette ki.

Fáradhatatlan munkáját és kiváló mérnöki képességeit dícsérik az Elektromechanikai Vállalat dekádikus oszcillátora, nagyfrekvenciás fázismérő oszcilloszkópja, számos más speciális híradástechnikai berendezése és mérőeszköze, és nem utolsósorban az új 3 kW-os televízió adó prototípusa. Felfelé ívelő műszaki pályáját derékba törte súlyos betegsége. Minisztériumi előljárói kieszközölték számára a támogatást ahhoz, hogy Svédországban műtéti úton próbálják megmenteni életét. Bizott gyógyulásában. Elutazása előtt az utolsó napig dolgozott és terveket szőtt a jövőre. A súlyos műtétet még a fiatal szervezet sem bírta ki. Halálával nemcsak családját, kisgyermekét, de hazáját is súlyos veszteség érte.

*Szerk.*

## ZELENKA LÁSZLÓ

A magyar híradástechnika egyik úttörője, Zelenka László okl. gépészmérnök március 4-én, 57 éves korában váratlanul meghalt.

A huszas évek rádiópionírjai közé tartozott. Abban az időben még sok területen úgyszólván csak tapogatózás folyt a különböző jelenségek megismerésére és még több olyan technikai megfogalmazás is hiányzott, amelyek ma a híradástechnika ABC-jéhez tartoznak. Az akkori technikus saját kutató önképzésére volt utalva, hogy a rádiótechnikát elsajátítsa.

Ezt az utat járta Zelenka László, és a huszas évek végén a mérés- és műszertechnika mellett kötött ki. Őt tekinthetjük a magyar elektronikus műszergyártás megalapítójának. Műszerparkja, melyet kisüzemszerűen fejlesztett laboratóriumában, egyre bővült és technológiája is egyre javult. Műszereken kívül speciális vevőket és más berendezéseket is gyártott, így a magyar tengerjáró hajók (DETERT) a harmincas és negyvenes években az ő rádió adó- és vevőberendezéseivel voltak felszerelve.

A harmincas évek végén az angol Marconi cég magyarországi szakértőjeként, később képviselőjeként is működött.

A felszabadulás után a Műszaki Egyetem Fizikai Tanszékén dolgozott és vezetője volt egy híradástechnikai szakértői közösségnek is. Utána a Kereskedelmi Minőségellenőrző Intézetnél mint főmérnök értékesítette gazdag mérés technikai és egyéb műszaki tapasztalatait.

Élénk szakirodalmi tevékenységet is folytatott. Főleg az országos aktuális problémákat szerette elemezni, sokszor bátor hangon sürgette megoldásukat. Számos ismertető cikke jelent meg különböző szaklapokban.

Temetésén a magyar híradástechnika veteránjain kívül a híradástechnikai ipar minden ága, a műszaki oktatás, a minisztériumok és más szervek képviselői, továbbá tanítványai és más tisztelői, köztük öreg amatőrök is igen nagy számban jelentek meg, hogy az alkotó Zelenka László iránti megbecsülésüknek kifejezést adjanak.

*Molnár János*



## Kondenzátorok és ellenállások élettartamvizsgálatai

KATONA JÁNOS

a műszaki tudományok kandidátusa  
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

Az alapvető híradástechnikai alkatrészek (kondenzátorok, ellenállások, potencióméterek) működéskéességének időbeni határát véletlen és tendenciózus jellegű meghibásodások fellépése határozza meg. A véletlen meghibásodásoknak statisztikus természete van. A tendenciózus jellegű hibák okát legtöbbször a villamos teret hordozó anyag szerkezetében végbemenő fizikai és kémiai folyamatokban kereshetjük. E folyamatok okozta változások egy része számítások útján is követhető. A cikk a továbbiakban ismereteli a különböző típusú kondenzátorok, ellenállások és potencióméterek különféle üzemmódokban végzett élettartam vizsgálatainak egyes eredményeit.

### Bevezetés

Az utóbbi években nagy haladás történt az elektronikus berendezések meghibásodásmentes üzemeltetési idejének növelése területén, figyelembe véve szélsőséges makro- és mikroklíma viszonyokat is. Az elektronsövek átlagos élettartamát egyes csőtípusoknál 10 000 üzemóra fölé emelték, a tranzisztorok megjelenése pedig gyakorlatilag végtelen hosszú élettartamú elektronikus berendezések építésének lehetőségét nyitotta meg. Szükségessé vált tehát az elektronikus készülékek többi építőeleme élettartamának növelése, mégpedig szélsőséges klímaviszonyok esetében is. E kérdés felvetése esetén mindenekelőtt meg kell határoznunk azt, hogy mit értünk pl. egy híradástechnikai alkatrész élettartamán. Ha az alkatrész elégs, átütés, szakadás miatt semmiféle funkciót nem lát el, akkor az alkatrészt egyértelműen tönkrementnek tekinthetjük. Az alkatrészek azonban az üzemeltetési idő alatt fizikai és villamos paramétereiket úgy is megváltoztathatják, hogy a készülék csökkentett üzemképességű marad, de a megkívánt műszaki követelményeknek már nem tesz eleget. Ezt az állapotot is az élettartam határának kell tekintenünk. E megfontolások alapján a híradástechnikai alkatrészek élettartamának végét a következőképpen lehetne definiálni:

a) Az alkatrész mechanikai vagy villamos változás miatt mindenféle működőképességét elvesztette. Ez többször véletlenszerűen szokott bekövetkezni (véletlen meghibásodás).

b) Fizikai és villamos paraméterei előre megadott határértéket elérnek és azt túllépik (öregedés, tendenciózus meghibásodás).

Az a) esetnek, tekintettel annak véletlen jellegére, *statisztikus természete* van. A b) esetben az alkatrészek fizikai és villamos paramétereinek változása legtöbbször folytonos folyamatnak tekinthető, bár itt is minden alkatrésznél más időben következhet be az élettartam határát jelentő egyes értékek beállása. Ha egy jellemző élettartam görbét megvizsgálunk (1. ábra) láthatjuk, hogy ennek két különböző

szakasza van: Egy csaknem lineáris szakasz, amelyre a véletlen tönkremenések jellemzők és egy erősebben görbült szakasz, amely a fizikai és villamos paraméterek változásával függ össze. Vizsgáljuk meg mindkét szakaszt közelebbről.

### A véletlen tönkremenések

A véletlen tönkremenés statisztikusan vizsgálható, mégpedig úgy, hogy nagyobb számú alkatrészt veszünk megfigyelés alá. Valamilyen véletlen leégés, szakadás, átütés stb. az alkatrész azonnali halálát okozza. Megvizsgálandó az alkatrészek tönkremenési valószínűsége. A vizsgálandó csoportnál egyelőre az öregedési jelenségeket azonosnak vesszük minden egyes alkatrésze.

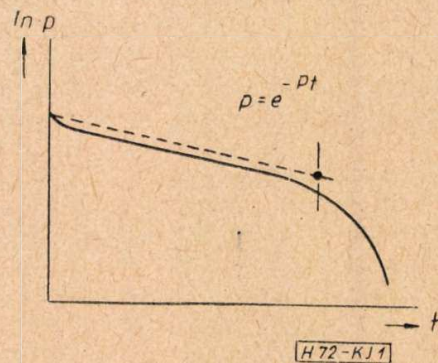
Minden igen kis  $dt$  időben  $dN$ -nel csökken a működő alkatrészek száma, ha az összes vizsgált alkatrészek számát  $N$ -nel jelöljük. Ez a csökkenés a vizsgált időpontban annál nagyobb, minél nagyobb ezen időpontban a még működő alkatrészek száma és minél nagyobb a vizsgálati időintervallum ( $dt$ ), amely alatt a tönkremenés bekövetkezhet. Ezek szerint a tönkremenő alkatrészek száma ( $dN$ ) arányos az összes alkatrészek számával ( $N$ ) és a vizsgálati időtartammal ( $dt$ ):

$$-dN \sim Ndt \quad (1)$$

A negatív előjel azt fejezi ki, hogy  $dN$  növekedésekor  $N$  csökken.

Egy arányossági tényezőt ( $P$ ) bevezetve az (1) arányosság helyett írható:

$$dN = -PNdt \quad (2)$$



1. ábra. Adott alkatrészmennyiség élettartam karakterisztikája;  $t$  = üzemeltetési idő, órákban

A változókat szétválasztva és integrálva:

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

ahol  $N_0$ , a  $t = 0$  időpontban, tehát a vizsgálat kezdetén meglévő összes alkatrész száma. Ha bevezetjük a

$$p = \frac{N}{N_0}$$

tényezőt, amely a még működő és a kezdeti alkatrészmennyiség hányadosa, akkor:

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

Ha  $t$ -t 1000 órában mérjük, akkor 1000 óra után a meghibásodások száma:

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

Mivel  $P$  igen kis szám szokott lenni, ezért  $e^{-P}$ -t hatványsorba fejthetjük. Ha a magasabb hatványú tagokat elhanyagoljuk, akkor  $e^{-P} \approx 1 - P$ . Ezt (5) egyenletbe helyettesítve, kapjuk:

$$1 - p = 1 - (1 - P) = P \quad (6)$$

Így az adódik, hogy  $P$  faktor a kitevőben megadja, mekkora az 1000 óra alatt a relatív meghibásodás. Szokásossá vált az alkatrészek statisztikus viselkedését  $P$  faktorial — amit ezrelékben fejeznek ki — jellemezni. A  $P$  faktornak alacsony szinten (pl.  $P = 10/100$ ) tartása a gyártástechnológiától nagyfokú egyenletességet és pontosságot kíván meg. Sok esetben célszerű a gyártás folyamán olyan vizsgálatokat is alkalmazni, amelyek lehetővé teszik a véletlen meghibásodások számának csökkentését, a  $P$  faktor leszorítását.

#### A tendenciózus jellegű meghibásodások (öregedés)

A híradástechnikai alkatrészek különböző igénybevételek esetén — sok esetben egyszerű raktározás esetén is — fizikai és villamos jellemzőiket megváltoztatják. E változások okát legtöbbször az anyag szerkezetében végbemenő folyamatokban kereshetjük. Ez lehet a kristályszerkezet átrendeződése, de lehet kémiai vagy elektrokémiai folyamat is. Az ilyen folyamatok a körülményektől függően megváltoztathatják az alkatrészek jellegzetes és a felhasználás szempontjából fontos tulajdonságait. Az erre irányuló kutatómunka középpontjában éppen ezért az anyag szerkezetében lefolyó jelenségek megismerése volt. Több területen ma már sikerült egyes folyamatok lefolyását feltárni és összefüggéseket találni az üzemeltetés egyes paramétereire és az alkatrészek élettartama között.

#### Hártyadielektrikumú kondenzátorok élettartama

A hártadielektrikumú kondenzátorok (papír-, csillám-, műanyagdielektrikum stb.) üzemi feszültségét az átütési feszültség fölé emelve, a kondenzátor átüt, tönkremegy. A télerősség növekedése a dielektrikum anyagi szerkezetében változásokat idéz elő és ez okozza a dielektrikum átütését. Ez úgy szerves, mint szervetlen dielektrikumokra nézve fennáll. A télerősség növekedése a dielektrikum vezetőképességének növekedését okozza. Átütés akkor következik be, ha a dielektrikumban kialakuló vezető vagy félvezető csatornák annyira kiterjednek, hogy egy bizonyos helyen az átütési télerőt eléri [1, 2]. Célszerű megvizsgálnunk, hogy egy kondenzátor tartós üzemében milyen feltételek mellett léphet fel e kritikus télerősség.

Induljunk ki abból a feltevésből, hogy a kondenzátor az üzemeltetést az átütési télerősség alatt kezdi el. Tételezzük fel, hogy a kondenzátor később bekövetkező átütését kémiai vagy elektrokémiai folyamat okozza. Tehát a dielektrikum anyagának helyenkénti megváltozása a kondenzátorba vezetett villamos töltés révén határozza meg a kondenzátor élettartamát. Ha ezekből a megfontolásokból indulunk ki, olyan formulákhoz juthatunk, melyek egyes szerzők [3, 4] empirikusan megállapított összefüggéseivel elég jól egybevágóak. E formulák azonban egyes alapvető feltevésekből kiindulva, általánosítva is levezethetőek, hártadielektrikumú kondenzátorok esetében. A kondenzátorok élettartama, működési órái számának ( $M$ ), a környezeti hőmérsékletnek ( $T$ ) és az alkalmazott télerősségnek ( $E$ ) függvénye:

$$M = f_1(T, E) \quad (7)$$

Ezt a függvényt átalakíthatjuk az alábbiak szerint:

$$\ln M = f_2(T, \ln E) \quad (8)$$

Képezzük  $\ln M$ -nek a télerősség logaritmusára szerinti parciális differenciáhányadosát:

$$\frac{\partial \ln M}{\partial \ln E} = \frac{\frac{\partial \ln M}{\partial T} \Big|_E}{\frac{\partial \ln E}{\partial T} \Big|_M} \quad (9)$$

Az egyenlet jobb oldalának számlálója a működési órák számának logaritmikus hőmérséklet-együtthatója, állandó télerősség mellett:

$$\frac{\partial \ln M}{\partial T} = \frac{\partial M}{M \partial T} = -\alpha \quad (10)$$

$\alpha$  a kondenzátor élettartama hőmérséklet-együtthatójának tekinthető, állandó télerősség esetében. Feltételezzük, hogy a működési órák száma fordítva arányos a lefolyó kémiai reakciósebességgel. A kémiai reakciósebesség ( $v$ ) Arrhenius egyenletéből számítható:

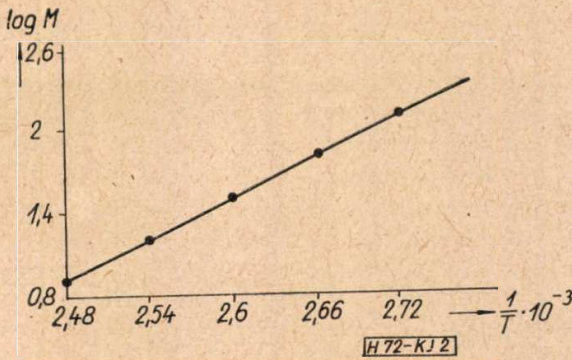
$$\ln v = - \left[ \frac{A}{RT} + B \right] \quad (11)$$

ahol  $A$  az aktiválási energia,  $R$  gázállandó és  $B$  anyagállandó. Ez azt jelenti, hogy a reakciósebesség logaritmusára arányos  $1/T$ -vel és kisebb hőmérséklet-határok között  $T$ -vel is. Ezek szerint pedig a működési órák számának logaritmusára egyenes arányos  $1/T$ -vel és kisebb hőmérséklet-határok között  $T$ -vel (2. ábra). Állandó télerősség esetén tehát:

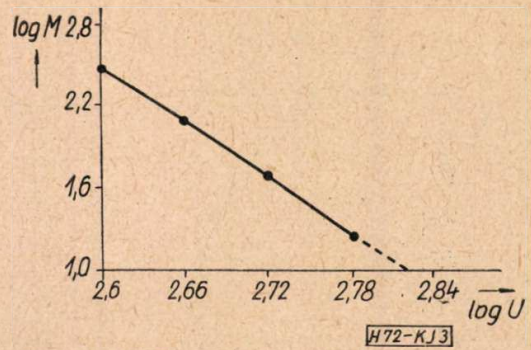
$$\ln M = C \left[ \frac{A}{RT} + B \right] \quad (12)$$

ahol  $C$  állandó.

Ez az összefüggés a kondenzátor élettartamának hőmérsékletfüggését adja meg. Ezen összefüggésből következik az is, hogy  $\alpha$  értéke kisebb hőmérséklet intervallumban alig fog változást



2. ábra. Hártadielektrikumú kondenzátorok élettartamának változása a környezeti hőmérséklet függvényében (D.A. Mclean és L. Egerton szerint)



3. ábra. Hártadielektrikumú kondenzátorok élettartamának változása az üzemi feszültség függvényében

szenvedni, ha feltételezzük, hogy (12) egyenlet konstansai e hőmérséklettartományban állandónak tekinthetők.

A (9) egyenlet jobb oldalán levő tört nevezője a térerősség logaritmusának a hőmérséklet szerinti parciális differenciálhányadosát tartalmazza az állandó élettartam mellett. Egyes szerzők e hányadost leromlási tényezőnek (derating factor) nevezik ( $\beta$ ), Ez megadja, hogy 1 C° hőmérsékletnövekedés esetén hány százalékkal kell csökkenteni a térerősséget, hogy az élettartam állandó maradjon.

$$\frac{\partial \ln E}{\partial T} = \frac{\partial E}{E \partial T} = \beta \quad (13)$$

A térerősség hőmérsékletfüggésének vizsgálatánál a dielektrikum vezetőképességének meghatározásából indulhatunk ki. A dielektrikum vezetőképessége ( $\chi$ ) a töltéshordozók térfogat-egységnyi számából ( $n$ ), töltésükből ( $q$ ) és mozgékonyaságukból ( $b$ ) számítható ki.

$$\chi(T) = q b(T) n \quad (14)$$

Első közelítésképpen vegyük a dielektromos réteg tértöltés-sűrűségét ( $Q$ ) állandónak, akkor:

$$Q = \frac{Q}{V} = \frac{\epsilon \epsilon_0 F}{d^2 F} U = \frac{\epsilon \epsilon_0 U}{d^2} \quad (15)$$

ahol  $Q$  a dielektrikum teljes töltése,  $V$  a térfogata,  $d$  a vastagsága,  $F$  a felülete,  $\epsilon$  a dielektromos állandója és  $U$  a rákapcsolt feszültség. A töltés hordozók száma pedig:

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

Fentieket (14) egyenletbe téve, kapjuk:

$$\chi(T) = b(T) \epsilon \epsilon_0 \frac{U}{d^2} = b(T) \frac{\epsilon \epsilon_0 E}{d} \quad (16)$$

Állandó élettartam esetén  $\chi(T)E$  szorzat állandó kell hogy legyen, ezek szerint:

$b(T) \frac{\epsilon_0 \epsilon}{d} E$  is állandó, ha a dielektromos állandó

hőmérsékletfüggését elhanyagolhatjuk. Így állandó élettartam esetén:

$\frac{\partial E}{E \partial T} = \beta$  meghatározott hőmérséklet inter-

vallumban állandó. Fentiekből a kondenzátorok élettartamának térerősség szerinti függvénye számítható a következőképpen:

$$\frac{\partial \ln M}{\partial \ln E} = -\frac{\alpha}{\beta} = n \quad (n > 0) \quad (17)$$

vagypedig:

$$M = M_T \left( \frac{E_T}{E} \right)^n \quad (18)$$

A (18) egyenlet kisebb hőmérséklet intervallumban érvényes, amelyben  $\alpha$  és  $\beta$  értékei állandónak vehetők (3. ábra).

A dielektrikum azon helyei, amelyekben az élettartamot meghatározó anyagátalakulás végbemegy  $\alpha$  és  $\beta$ , illetőleg  $n$  tényezőkkel vannak jellemezve. Ezek a tényezők anyagonként más és más értékeket vesznek fel.  $\alpha$  értéke pl. papírkondenzátoroknál 0,07 és 0,14 között ingadozik.

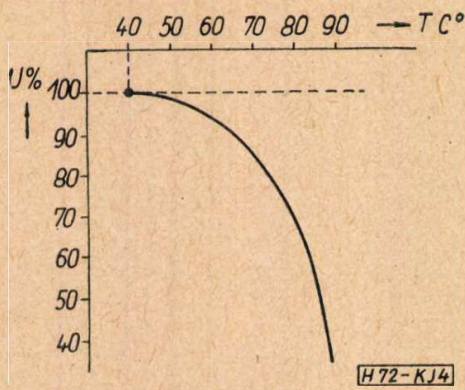
$\beta$  értéke (16) egyenlet szerint kisebb, mint a vezetőképesség hőmérsékletgyütthatója. Közéértéke papírkondenzátoroknál 0,0175. Így (18) egyenlet szerint az élettartam térerősség függvényének exponense

$$4 < n < 8$$

Ezek az  $n$  értékek a ténylegesen lefolytatott kondenzátor élettartam vizsgálati eredményekkel elég jól egybevágnak [5].

A papírkondenzátorok nemzetközi szabványa (IEC 80) fenti megfontolások alapján a 4. ábra szerinti térerősség-hőmérséklet összefüggést alapította meg. Ez az összefüggés megadja, hogy papírdielektrikumú kondenzátoroknál különböző környezeti hőmérsékletek esetén a nominális üzemi feszültség mekkorára állítandó be, ha a kondenzátor élettartamát állandónak vesszük (10 000 óra, 40 C° hőmérsékleten).

Klórozott naftalinnal (nibrén) impregnált papírkondenzátoroknál lefolytatott élettartamvizsgálatok a térerősség (üzemi feszültség) függvényében a 3. ábra szerinti összefüggést mutatták.  $n$  értéke itt kb. 5,2. Megfigyelhető, hogy tartós terhelésvizsgálat alatt ezeknek a kondenzátoroknak a szigetelési ellenállása viszonylag rövid idő alatt lecsökkent és a kondenzátorok átütöttek. A leromlás különösképpen gyorsan



4. ábra. A papirdielektrikumú kondenzátorok terhelő feszültségének változása a környezeti hőmérséklet függvényében, állandó élettartam esetén, az IEC 80 publikáció szerint

következett be a környezeti hőmérséklet és a rákapcsolt feszültség növelése esetén. Megállapítható volt, hogy a kondenzátorok élettartama az

$$M = k U \frac{B}{T} \quad (19)$$

összefüggését követte, ami fenti formulákkal jól egyeztethető. Ezek a megfigyelések igen valószínűvé tették azt, hogy a nibrénnel impregnált papirkondenzátorok e viselkedésének okát az impregnálóanyag elektrokémiai bomlásában kell keresni.

A leromlás okait keresve a következő egyszerű kísérletet végeztük el. Háromnyakú visszafolyó hűtővel és alumínium elektródákkal ellátott lombikba alkoholos benzollal oldott nibrént elektrolizáltunk egyenfeszültséggel. Lényegében a készülék olyan klórozott naftalinnal impregnált kondenzátor modelljének fogható fel, melynek átvezetési árama és veszteségi tényezője nagy. A visszafolyó hűtő a veszteségek okozta melegedésnél fellépő töményedést küszöbölte ki (5. ábra).

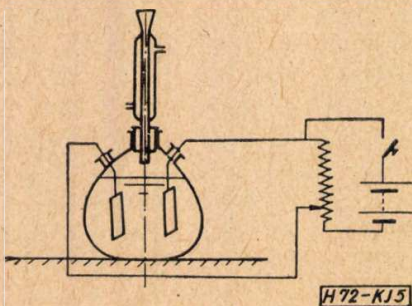
Három kísérletet végeztünk:

1. Alkoholos benzolban oldott nibrénnel, elektrolizálva 600 V egyenfeszültségen 50 órán keresztül.

2. Alkoholos benzol (nibrén nélkül), elektrolizálva 600 V egyenfeszültségen 50 órán keresztül.

3. Alkoholos benzolban oldott nibrén, lánggal hevítve (kb. 100 C° hőmérsékleten) 50 órán keresztül.

Az 50 órás elektrolízis, illetve főzés előtt és után megállapítottuk az oldatok klór- és alumíniumion tartalmát, valamint belső ellen-

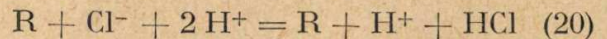


5. ábra. Kísérleti berendezés a klórozott naftalin elektrokémiai bomlásának tanulmányozásához

állását. A klórionokat ezüstnitrát oldattal, az alumíniumionokat Morin reagenssel mutattuk ki. Azt tapasztaltuk, hogy az 1. sz. oldatban nagy mennyiségű klór és alumínium keletkezett, belső ellenállása jelentékenyen lecsökkent, a 2. és 3. sz. oldatokban nem történt változás. Második kísérletsorozatot is végeztünk, ahol az alumínium katódot platinaelektróddal helyettesítettük. Ebben az esetben az 1. sz. oldatban csak klórionok keletkezését lehetett kimutatni.

A kísérletekből világossá vált, hogy a feszültség hatására bekövetkező változásért csak a nibrént lehet felelőssé tenni. A második kísérletnél azt lehetett megállapítani, hogy a nibrén elektrokémiai bomlást szenved és a reakció a katódon játszódik le. Ezek után a jelenséget a következőképpen magyarázhatjuk.

A nibrénoldatban, a jól vezető alkohol elektrolízist szenved és a katódon túlfeszültséggel aktív hidrogénionok válnak ki. A kiváló aktív hidrogénionok *in status nascendi* redukálják a klórozott szénhidrogént. A redukció eredménye a katód körül keletkező sósav. A lefolyó jelenség ionegyenlete a következőképpen írható:



Amennyiben a katód anyaga alumínium, úgy a sósav az alumíniumot oldásba viszi és  $AlCl_3$  keletkezik. A lefolytatott nagyszámú élettartamvizsgálat szerint megfigyeltük, hogy a kondenzátorok átütése mindig a katód közvetlen közelében történt, az alumínium katódon korróziós nyomok voltak láthatóak és a leromlást a szigetelési ellenállás rohamos csökkenése előzte meg. A nibrénnel impregnált kondenzátorok tönkremenésének folyamata tehát a következőképpen játszódik le.

A klórozott dielektrikum mindig tartalmaz igen kevés vizet vagy más ionozható szennyezőst. Ilyen lehet például a kondenzátor lezárásánál használt, bitumenből származó, karbonsav. A nibrénben disszociált ionok a katódon nagy túlfeszültséggel leváló aktív hidrogénnel sósavat képeznek. A keletkező sósav a kondenzátor alumíniumfóliáját megtámadja és alumínium-klorid keletkezik. Ez egyrészt növeli a dielektrikum ionos szennyezéseit, rontja a veszteségi tényezőt és a szigetelési ellenállást és mint katalizátor elősegíti a dielektrikum bomlását. A bomlásnál keletkező sósav részben lavina effektussal gyorsítja az elektrokémiai leromlást, részben a kondenzátor papirdielektrikumát elszéneseíti. A folyamat most már exponenciálisan gyorsul. A keletkező gázok, az elszénesedett papír, a csökkent szigetelési ellenállás végül is a kondenzátor átütéséhez vezet. A jelenség lefolyása a kondenzátorok élettartamára levezetett (12) és (18) egyenleteket jól követi.

A halogénezott szénhidrogén anyagokkal impregnált kondenzátorok stabilitási hibái Mclean és Egerton [6] vizsgálatai szerint bizonyos kis mennyiségben alkalmazhatóak, az elérhető élettartam növekedés kb. 2–3-szoros. Ilyen anyagok

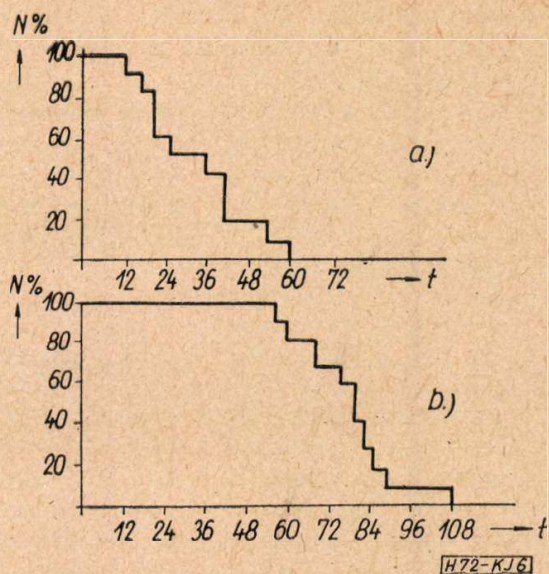
pl. a chinon, antrachinon, aromás nitrogye-  
letek stb., amelyek 0,5—3% mennyiségben  
oldódnak az impregnáló anyagban. Mclean  
és Egerton a stabilizálás mechanizmusát a követ-  
kezőképpen magyarázza: A stabilizátorok a ke-  
letkező  $AlCl_3$ -ot lekötik és komplex vegyületet  
alkotnak, ami nem ionizálódik. Így az  $AlCl_3$   
katalitikus hatása megszüntethető. E hatás  
addig tart, míg a stabilizátor el nem fogy.  
Tekintettel arra, hogy a stabilizátorok csak kis  
mennyiségben oldódnak az impregnáló anyag-  
ban, hatásuk korlátozott. A 6. ábra mutatja  
pl. 1,1% antrachinonnal stabilizált kondenzá-  
torok élettartam növekedését a stabilizálatlan  
kondenzátorokkal szemben. A vizsgálatokat for-  
szírozott körülmények között végeztük. 500 V  
üzemi feszültségű kondenzátorokat 900 V fe-  
szültséggel terheltünk 90 C° környezeti hőmér-  
sékleten.

A stabilizátorok hatását Church [2] másképpen  
magyarázza. Szerinte a stabilizátorok hatása  
a primertermék, a katódon keletkező hidrogén,  
megkötésében rejlik. Erre mutat az a tény is,  
hogy az ismeretes stabilizátorok redukáló ve-  
gyületek, valamint az a megfigyelés is, hogy  
az élettartam növekedés arányos a stabilizátor  
koncentrációjával, azaz a stabilizátor által  
megkötött egyenértékű hidrogénnel. Ezek szer-  
int a stabilizátorok depolarizátoroknak tekin-  
thetők. Ezt bizonyítja az a megfigyelés is, hogy  
pl. az antrachinon tartalmú nibrénnel impreg-  
nált és hosszú ideig egyenfeszültségen tartott  
papirkondenzátorban fluoreszcencia analízissel  
antrahidrochinon volt kimutatható. Ezt a fel-  
tevést igazolja az is, hogy a stabilizátorok nem-  
csak alumínium-, hanem platinaelektrodák esetén  
is hatásosak voltak.

Hasonló viselkedést mutat egy másik aro-  
matikus szénhidrogén is. A difenil ( $C_6H_5-C_6H_5$ )  
klórozása fokától függően változtatja tulajdon-  
ságait. A pentaklórdifenil (klofén) ( $C_6H_2Cl_3-$   
 $C_6H_3Cl_2$ ), molekulánként 5 klóratomot tartal-  
maz. Viselkedése hasonlít a nibrénhez.

A nem poláros szénhidrogének ( $C_nH_{2n}$  típu-  
súak) is tartalmaznak több-kevesebb iono-  
szennyezést, ezért viselkedésük hasonló jel-  
legű, mint a fentieké. A lefolyó elektrokémiai  
folyamat hatása azonban a nagyságrendekkel  
kevesebb jelenlevő és működő ion miatt hatását  
csak jóval lassabban érezteti. A technikai tisztaságú  
 $C_nH_{2n}$  típusú szénhidrogénekkel (cerezin,  
parafin stb.) impregnált kondenzátorok élet-  
tartama is egy-két nagyságrenddel nagyobb.

Az utóbbi években egyes gyengén poláros  
műanyagok szerepe kezdett jelentőssé válni  
a papirkondenzátorok impregnálásánál. Ilyen  
anyagok egyes poliészter és epoxi műgyanták.  
Ezen anyagokban az ionos szennyezések mozgé-  
konysága viszonylag igen csekély. E műgyanták  
elektrokémiai stabilitása viszonylag nagy, ezért  
szigetelési ellenállásuk hosszú és forszírozott  
igénybevételek alatt is csak csekély változásokat  
mutat. A 7. ábra összehasonlítható képet mutat  
az epoxigyantával és nibrénnel impregnált

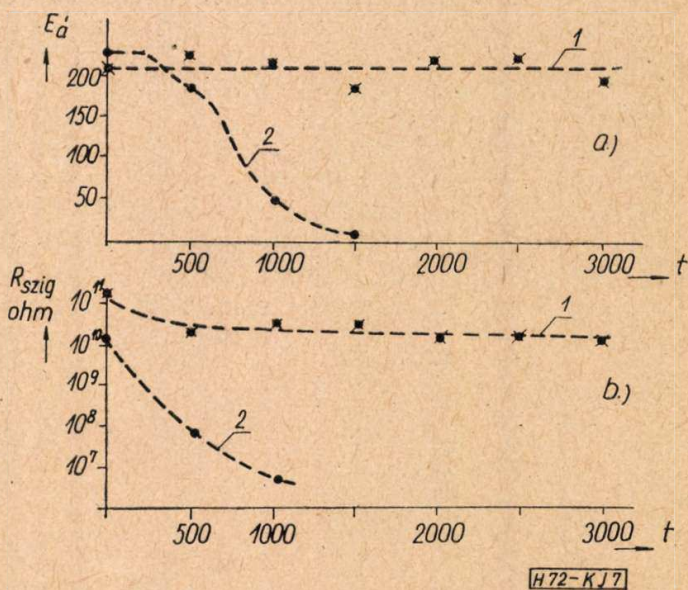


6. ábra. Klórozott naftalinnal impregnált papirkondenzá-  
torok forszírozott élettartam vizsgálata; a) stabilizálatlan  
sorozat; b) 1,1% antrachinonnal stabilizált sorozat;  $U_{névl} =$   
 $500\text{ V}$ ;  $U_{vizsg} = 900\text{ V}$ ;  $T = 90\text{ C}^\circ$ ;  $t =$  óra;  $N =$  a t  
időben megmaradt darabok százaléka

papirkondenzátorok között, tartós villamoster-  
helés igénybevétele alatt.

Egyes műanyagdielektrikumú (műanyagfóliás)  
kondenzátoroknál megfigyelhető, hogy ha jelen-  
tekeny ionos szennyezést tartalmaznak, szige-  
telési ellenállásuk tartós igénybevétel alatt  
csökkenést mutat. Wehe [7] a polietiléntereftál-  
savészter (mylar) fóliákkal készített vékony  
(3—4  $\mu$ ) lakkfilmek esetén figyelte meg a szige-  
telési ellenállás csökkenését (8. ábra).

Érdekes viselkedést mutatnak tartós terhelés  
alatt, különösképp magasabb üzemi hőmér-  
sékleteken, a fémezett papír és fémezett mű-  
anyag dielektrikumú kondenzátorok. Mint ismer-  
etes e kondenzátoroknál a fegyverzet a papír-

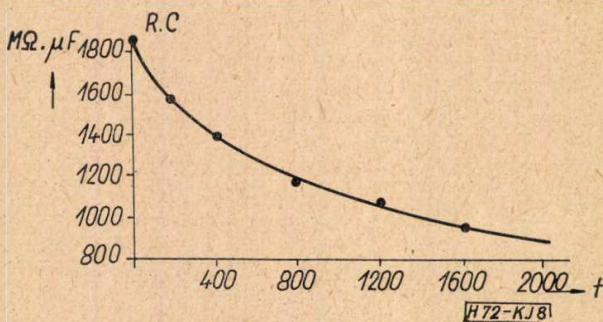


7. ábra. Epoxigyantával (1) és klórozott naftalinnal (2)  
impregnált papirdielektrikumú kondenzátorok átütési tér-  
erősségének (a) és szigetelési ellenállásának (b) változása  
az üzemórák függvényében;  $U_{névl} = 250\text{ V}$ ;  $U_{vizsg} = 350\text{ V}$ ;  
 $T = 40\text{ C}^\circ$ ; a levegő rel. nedv.: 85%;  $t =$  üzemeltetési  
idő órákban

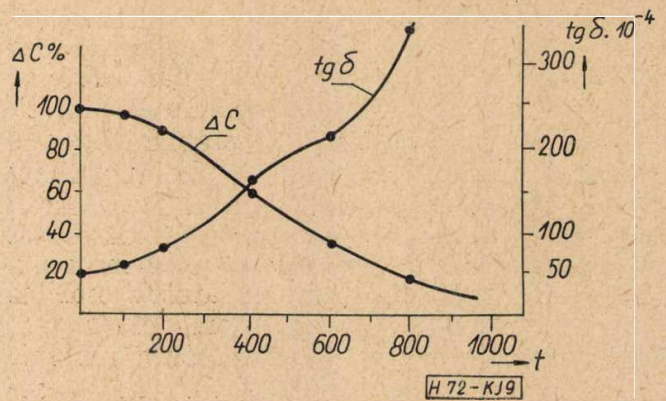
vagy műanyagfóliára vákuumban gőzölt Zn-réteg szokott lenni. Egyenfeszültség alatt végzett tartós igénybevétel esetén 80 C° hőmérséklet felett az tapasztalható, hogy e kondenzátorok veszteségi tényezője növekedni kezd, majd később kapacitáscsökkenés figyelhető meg. E kapacitáscsökkenés a teljes kapacitás elvesztéséig tart (9. ábra): Ha ilyen kondenzátorokat felbontunk, azt tapasztaljuk, hogy az áramforrás pozitív sarkára kötött fegyverzet eltűnt, a katódoldalon pedig a fegyverzet rétegvastagsága közel kétszeresére nőtt meg. A fémfegyverzet tehát az anódoldalról átvándorolt a katódoldalra. A lefolyó jelenség fizikai-kémiai folyamata ma még nem mondható teljesen tisztázottnak. Mindenesetre megállapítható az, hogy az anódoldali fegyverzet elvándorlása függ a dielektrikum szennyezettségétől és függ a fegyverzet fémanyagának tulajdonságaitól. A folyamat lényegesen lelassítható alumíniumfegyverzet alkalmazásával. Az utóbbi években vákuumban gőzölt alumíniumfegyverzet alkalmazásával próbálták e kellemetlen hibán segíteni a magasabb hőmérsékleten (>85 C°) működő fémezett papír- és műanyagdielektrikumú kondenzátorok készítésénél.

**Kerámiadielektrikumú kondenzátorok öregedése**

A kerámia kondenzátorok kis dielektromos állandóval ( $\epsilon < 20$ ) viszonylag stabil viselkedést mutatnak, a terhelési idő függvényében. A dielektromos állandó változása <0,5%, 10 000 óra után. A ferroelektromok, különösen a titanátok viselkedése azonban más jellegű. E ferroelektromok ( $\epsilon > 150$ ) nemcsak tartós terhelés során, hanem egyszerű raktározás során is elég jelentékenyen változtatják dielektromos állandójukat. Az időbeli változást először Marks [8] figyelte meg. A kapacitáscsökkenés, megfigyelése szerint, arányos a megfigyelési idő logaritmusával. Pl. 10 000 óra alatt a dielektromos állandó 18%-kal csökkent  $\epsilon = 6000$  esetén, e csökkenés 2%-ot mutatott  $\epsilon = 2000$  esetén. E megfigyelések BaTiO<sub>3</sub>-ra vonatkoztak. Megállapítható volt, hogy e kapacitáscsökkenés eltüntethető, ha a kondenzátort rövid időre 125 C° hőmérsékletre, tehát a Curie-pont fölé emeljük. Ha e kondenzátorra, rövid időre (1–2 perc), nagyobb térerősséget kap-



8. ábra. Polietiléntereftálsavészter fólia szigetelési ellenállásának változása az üzemeltetési idő (t, óra) függvényében. T = 70 C°; U<sub>név</sub> = 100 V; fólia vastagság = 3μ



9. ábra. Fémezett papirkondenzátorok kapacitásának és veszteségi tényezőjének változása az üzemeltetési idő függvényében, 90 C° környezeti hőmérséklet esetén; t = üzemeltetési idő, órákban

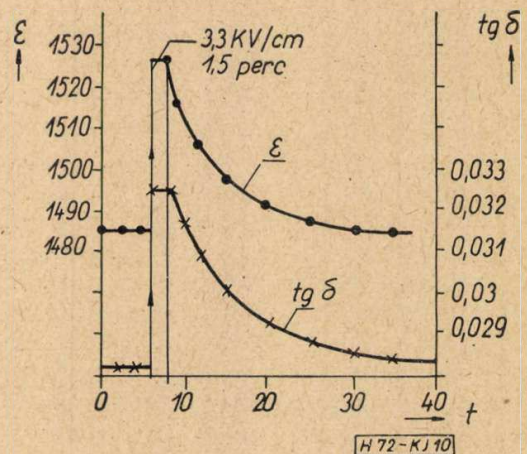
csolunk, pl. 3,3 kV/cm-t, azt tapasztaljuk, hogy  $\epsilon$  és  $tg \delta$  hirtelen megnőnek, a térerő lekapcsolása után pedig 10. ábra szerint fokozatosan visszatérnek a tér rákapcsolása előtti értékekre. Fordított módon alakul az időbeli változás a Curie-pont feletti hőmérsékleten alkalmazott térerő rákapcsolásakor (11. ábra).

Fent ismertetett jelenségek okát Partington, Planer és Boswell [9] a következőképp magyarázzák. A ferroelektromos domének elektromos momentumai polikristályos szerkezetű titanátokban szabálytalanul vannak elosztva. Külső erőtér rákapcsolásakor a tér irányába beálló polarizáció a tér irányában igyekszik megnövelni a domének méreteit, így a domének határvonalai is eltolódást szenvednek. Ennek következtében a kristallitokban anizotropikus belső feszültségek keletkeznek.

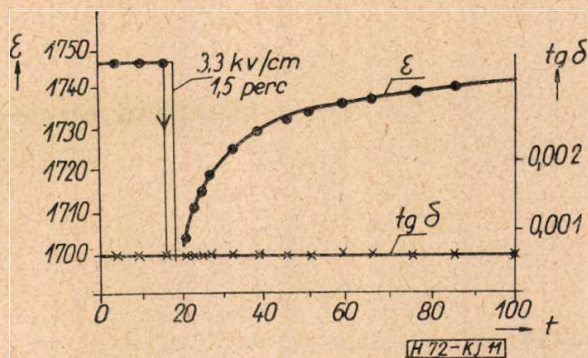
Megfelelő előpolarizálással lehetővé válik az  $\epsilon$  és  $tg \delta$  időbeli változásait jelentékenyen csökkenteni. Ferroelektromok gyártásánál az utóbbi időben gyors váltakozású terkekben kezelt kondenzátorok időbeli stabilitását sikerült lényegesen javítani.

**Elektrolitos kondenzátorok élettartama**

Az elektrolitos kondenzátorok időbeli és terhelés alatti stabilitását igen sokféle tényező



10. ábra. BaTiO<sub>3</sub> dielektromos állandójának ( $\epsilon$ ) veszteségtényezőjének ( $tg\delta$ ) időbeli esése, 3,3 KV/cm térerősséggel rövid ideig tartó (1,5 perc) terhelés után; t = perc



11. ábra. (Ba, Sr)  $TiO_3$  dielektromos állandójának ( $\epsilon$ ) és veszteségi tényezőjének ( $tg\delta$ ) időbeli lefolyása a Curie hőmérséklet felett, 1,5 percig 3,3 KV/cm térerősséggel való terhelés után;  $t$  = perc

befolyásolja. E kondenzátorok élettartamát elsősorban az elektrolit tulajdonságai határozzák meg. Ismeretes, hogy az alumínium és az alumíniumoxid nem teljesen közömbös savakkal és lúgokkal szemben. Gyengén lúgos, vagy erősebben savas közegben az alumínium is és az  $Al_2O_3$  is oldódik. E korrózió hatás annál erősebb, minél nagyobb százalékban szennyezett az alumínium. Az alumínium felületén kis mikroelemek keletkeznek a fémbe levő szennyezésekből, vagy a felületen jelentkező más energia-különbségekből. A korróziót tehát helyi elemek idézik elő; anódjukon a fém oldódik, a katódon pedig hidrogén fejlődik. A kondenzátorok elektrolitje legtöbbször glikolban vagy glicerinben oldott bórsav és vizes ammónia. Az elektrolit hidrogénion koncentrációja  $PH = 4,5-5,5$ -del jellemezhető. Ha az ammónia egy része teljesen feloldva, a tartós üzemeltetés során ez kiléphet az oldatból és az anódkivezető mentén felhúzódva  $PH = 8-9$  érték állhat be. Ilyen körülmények között a kivezető szalag korróziója révén viszonylag rövid idő alatt megszűnik a kontaktus a fegyverzet és a külső forrcsúcs között. A korrózió bekövetkezhet az elektrolit szennyeződése révén is. Különösképp a  $Cl^-$  és  $SO_4^{2-}$ -ionok jelenléte okozhat gyors tönkremenést. Elősegítheti a korróziót az alumínium szennyeződése is. A felület vas és réz szennyeződése a keletkező mikroelemek potenciálkülönbségét emelheti fel és elősegítheti az alumínium oldását. A korróziós hibák csökkentése a gyártási technológiától nagy gondosságot kíván meg.

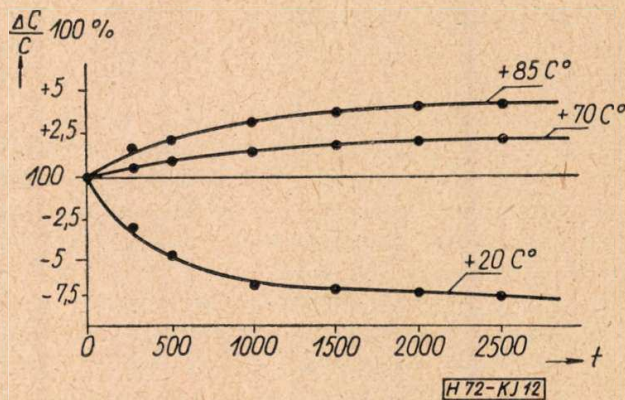
Az elektrolit okozta másik meghibásodás a kondenzátor kiszáradása. Ha nem gondoskodunk a kondenzátor hermetikus lezárásáról, számolnunk kell azzal, hogy az elektrolit oldószere párolgás révén fokozatosan eltávozik a kondenzátorból. Először a kondenzátor veszteségi tényezője kezd emelkedni ( $tg\delta$ ), később a kapacitás csökkenni kezd, a teljes kiszáradáskor pedig a kondenzátor elveszti kapacitását. E hiba különösen a mélyhőmérsékleten is működő kondenzátoroknál szokott gyakran előfordulni. E kondenzátorok elektrolitjának szokásos oldószere etilalkohol, alacsony forrás-

pontja miatt a párolgása gyors, a kiszáradás gyorsabban következhet be.

Egy másik gyakran bekövetkező meghibásodás a kontaktus megszakadása. Kontaktushibák úgy az anód, mint a katód oldalon felléphetnek. A bizonytalan kontaktusoknak az oka az anódon kialakított oxidréteg és a katódon levő természetes oxidréteg szokott lenni. Egyszerű nyomókontaktusok nem megfelelőek; sok esetben a szegecselt kontaktusok sem bizonyultak kifogástalanoknak. Főképpen a kisfeszültségű kondenzátoroknál lép fel gyakran a kontaktushiba (kis feszültségek sok esetben nem tudják a kontaktuson levő oxidréteget átütöni). Megfelelő kontaktusbiztonság a kontaktusok hegesztésével érhető el. A legalkalmasabb módszernek a hideghegesztés (cold pressure welding) bizonyult, így elkerülhető a felületek szennyezése, a biztos kontaktust pedig az érintkező felületek kohéziós kapcsolata biztosítja.

Az elektrolitos kondenzátorok kapacitása a tartós terhelés folyamán változásokat mutat. Az elektrolit és szennyezései a réteget lassan oldásba viszik, a réteg leépül, ugyanakkor a kondenzátorra kapcsolt egyenfeszültség elektrolizáló hatása révén a hibahelyeken új réteg képződik. Attól függően, hogy melyik hatás érvényesül erősebben, a kondenzátor kapacitása emelkedik vagy csökken. Magasabb hőmérsékleten általában az oldó hatás érvényesül jobban és ezért a kapacitás csökken. Szobahőmérsékleten végzett terhelési vizsgálatok kapacitás-emelkedést mutatnak (12. ábra).

A kondenzátor átvezetési árama is a réteg épülés és leépülés állapotát tükrözi. A réteg épülés esetén a kondenzátor átvezetési árama fokozatosan csökken. Ha a réteg kismértékben is oldódik, az átvezetési áram növekedése következik be. Az átvezetési áram növekedése a nagyfeszültségű kondenzátoroknál veszélyes. Az átvezetési áram növekedése a kondenzátor melegedését okozza és ha a fejlődő meleg nagyobb, mint az elvezetett, vagyis a hőegyensúly megromlik, bekövetkezik a kondenzátor hőmegfűtása, elégése.

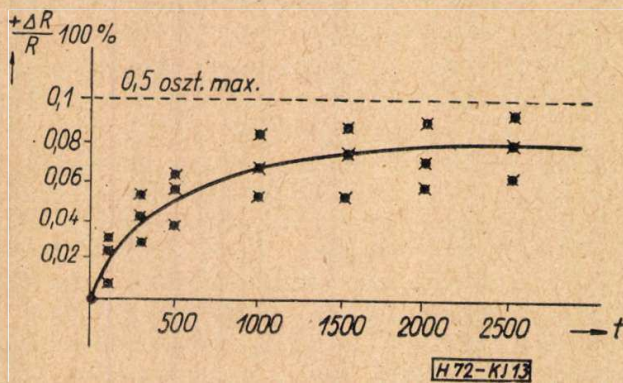


12. ábra. Elektrolitos kondenzátorok kapacitásának változása az üzemeltetési idő függvényében különböző környezeti hőmérsékletek esetében;  $C = 2 \times 50 \mu F$ ;  $U = 350/385 V$ ;  $t$  = üzemeltetési idő órákban

### Kristályszenréteg ellenállások élettartamviszonyai

A kristályszenréteg ellenállások élettartamviszonyait több oldalról kell vizsgálni. Az öregedési jelenségek egyik alapvető okát a kristályos szenréteg tulajdonságaiban kell keresnünk. Ha a pirolitikusan előállított kristályos szenréteg vezetőképességét a krakkolási folyamat befejezése után bizonyos időszakonként megvizsgáljuk, azt tapasztaljuk, hogy az idő függvényében előbb gyorsabban, majd később lassabban csökken és egy meghatározott érték felé aszimptotizál. A 13. ábra mutatja a kristályszenréteg ellenállásváltozását a tárolási idő függvényében. Mint látható 2000 óra után a változások már csekélyek.

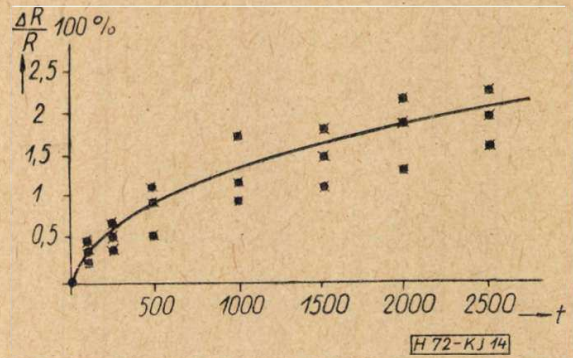
E példában ismertetett kristályos szenréteg krakkolási folyamatánál feltételeztük, hogy



13. ábra. Kristályszenréteg ellenállások változása a raktározási idő függvényében;  $t$  = raktározási idő órákban

rendellenességek nem fordultak elő. Feltételeztük, hogy a krakkolás folyamán oxigén jelenléte a krakkolást nem zavarta, a krakkolás hőmérsékletének ingadozása nem nagyobb, mint kb.  $\pm 15^\circ\text{C}$ , a krakkolás sebessége egyenletes volt és viszonylag lassú ( $0,5\text{--}1\text{ cm}^3$  heptán/óra) és a réteg egyenletes vastagsággal épült rá a hordozótestre és azon jól megtapadt. (A hordozó test hőkiterjedési együtthatója közel azonos a kristályos szenével:  $4\text{--}5 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$ .) Ha ezek a feltételek nem teljesültek, a változások, bár hasonló jellegűek, mint fentiek, abszolút értékükben jóval nagyobbak. A 14. ábra egy  $0,5\text{--}0,8\text{ Hgmm}$  vákuumban krakkolt ellenállásréteg változását mutatja a tárolási idő függvényében.

Fenti ellenállásváltozások okát a kristályos réteg átrendeződésében kell keresnünk. A krakkolás után a réteg lehülésekor a rétegben belső feszültségek keletkeznek. Az egyes elemi kristályok nyomást gyakorolnak szomszédaikra. Ennek következtében megindul a belső feszültségek kiegyenlítésének folyamata, ami egyes kristálykontaktusok átmeneti ellenállásának fokozatos növekedésével jár. Ez az ellenállás kisebb mértékű növekedését okozhatja. Ezért célszerűnek látszik a krakkolási folyamat után az ellenállásokat legalább 3 hónapig pihentetni és a feldolgozást, az érték beállítását csak ezután elvégezni.

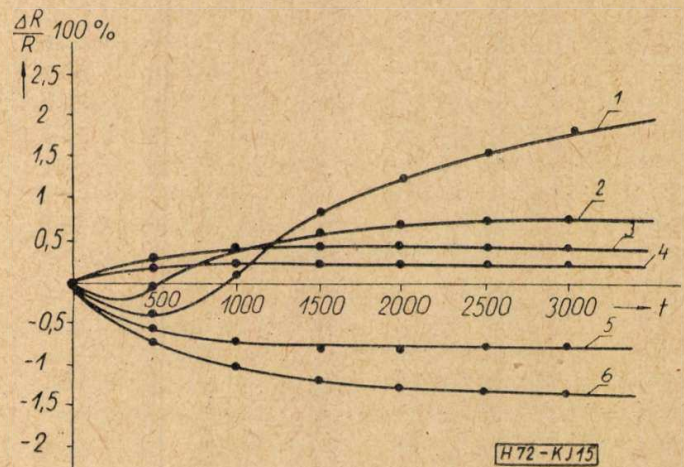


14. ábra.  $0,5\text{--}0,8\text{ Hgmm}$  vákuumban krakkolt kristályszenréteg ellenállások változása a raktározási idő függvényében;  $t$  = raktározási idő órákban

Az ellenállások tartós terhelésénél (váltakozó áramú terhelés) az ellenállások viselkedése már nem ilyen egyöntetű. Itt már egyes esetekben ellenálláscsökkenés, más esetekben növekedés következhet be.

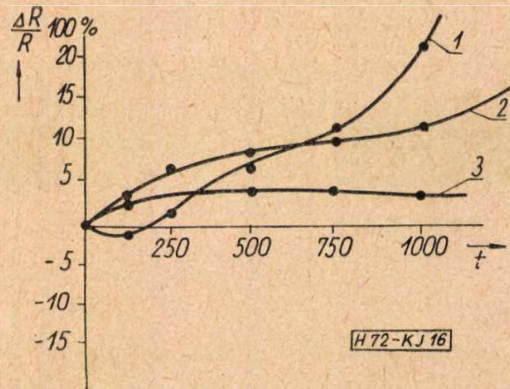
Az ellenálláscsökkenést sok esetben egyes elemi kontaktusok összeégése okozhatja. Ha egyes elemi kristályok egymással alkotott kontaktusa bizonytalan, ez a terhelő feszültség hatása alatt megjavulhat és biztosabbá válhat. Ennek megfelelően az ellenállás csökkenhet. Előfordulhat azonban az is, hogy az ellenállásréteg spirálisan történő felkészülésekor a spirális vájatában visszamaradnak egyes szénszemcsék, melyek kis vezetőhidacsákat képezhetnek a pálya két szomszédos menete között. A terhelő feszültség hatása alatt ezek kiéghetnek és vezetőségük megszűnhet. Ez esetben az ellenállás növekedni fog. A 15. ábra különböző krakkolásból és gyártási periódusokból kiválasztott ellenállástestek tartós vizsgálati eredményét mutatja.

Súlyosabb hibákat okozhat a rétegvastagság ingadozása. Ha egy ellenállástesten belül a réteg-



15. ábra. Különböző kristályszenréteg ellenállások változása az üzemeltetési idő függvényében ( $0,5\text{ watt}$ ,  $100\text{ Kohm}$ );  $t$  = üzemeltetési idő órákban; 1 — a krakkolás vákuuma  $0,5\text{--}0,8\text{ Hgmm}$ ; 2 — 2 osztályú ellenállás; 3 és 4 —  $0,5$  oszt. ellenállás; krakkolási sebesség  $0,5\text{ cm}^3$  heptán/óra; 5 és 6 — 2. osztályú ellenállások

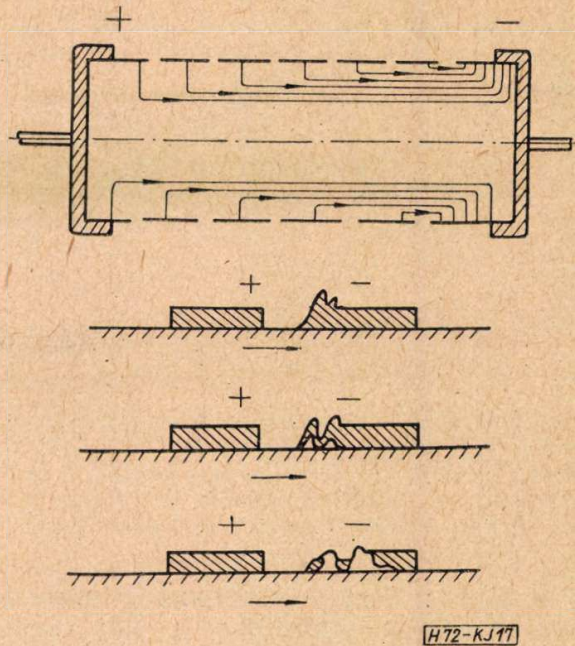




16. ábra. Kristályszenréteg ellenállások változása egyenfeszültségű terhelés alatt, az üzemeltetési idő függvényében;  $t$  = üzemeltetési idő órákban; 1 — 0,5 watt, 1 Mohm; 2 — 0,5 watt, 100 Kohm; 3 — 0,5 watt, 1 Kohm

vastagságban nagyobb eltérések mutatkoznak, akkor az ellenállás egyenlőtlen terhelése miatt bekövetkezhet a vékonyabb réteg rész túlmelegedése és az ellenállás leégése. Ilyen hibákat helytelen köszörülés is okozhat. Ez esetben a hibásan köszörült rétegrész éghet át.

Egészen más viselkedést mutat a kristályszenréteg ellenállások viselkedése egyenfeszültségű terhelés alatt. Itt az tapasztalható, különösképpen a vékonyabb rétegeknél (nagyobb ellenállásérték), hogy az ellenállások érték-ingadozása sokkal nagyobb, mint váltakozó feszültség esetén. Hosszabb terhelési idő után az ellenállásérték nőni kezd, a növekedés nem aszimptotizál egy meghatározott érték felé (16. ábra). Nedves környezetben a jelenség gyorsabban játszódik le, nagy nedvességű térben viszonylag rövid idő alatt az ellenállás végtelen nagyra növekszik, a réteg egy része eltűnik. E jelenségek okainak felderítése és kiküszöbölése az utóbbi években erősen foglalkoztatta a kutatókat. A lefolytatott vizsgálatok és kísérletek eredményei azt mutatták, hogy az itt lejátszódó folyamat elektrokémiai jellegű. A felköszörült ellenállás két szomszédos menete között ionok vándorolnak, elektrolízis játszódik le, az anódon (a pozitívabb feszültségű menetrészen) oxigén válik ki és a kristályos szenréteget oxidálja (17. ábra). A kísérletek eredményeképpen kimutatható volt az, hogy az elektrolízis töltéshordozói az ellenállás hordozótestének, a porcelánrúdnak alkálikus szennyeződései révén jelenlevő alkáli ionok. Ezek után érthetővé válik az is, hogy nedves környezetben a folyamat meggyorsul és viszonylag rövid idő alatt egyes rétegrészek eltűnnek. Ezt a meghibásodást lényegesen gátolni lehet akkor, ha olyan porcelántestet alkalmazunk, amelynek alkáliion szennyezései minimálisak. Az utóbbi évek kutatása során sikerült is ilyen porcelántesteket előállítani. Az ezekre krakkolt szenréteg már egyenfeszültségű terhelés során is kielégítő stabilitást mutatott [10].

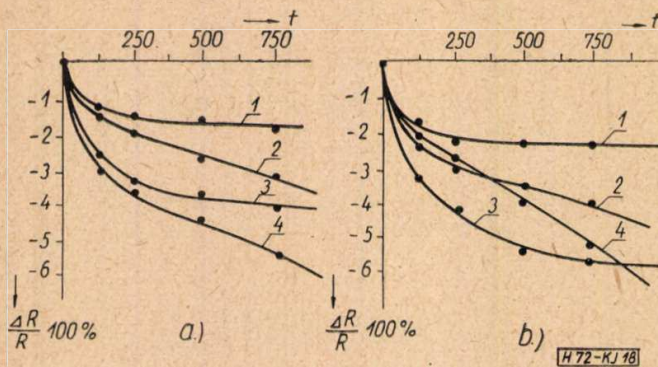


17. ábra. A kristályszenréteg elektrokémiai bomlásának mechanizmusa

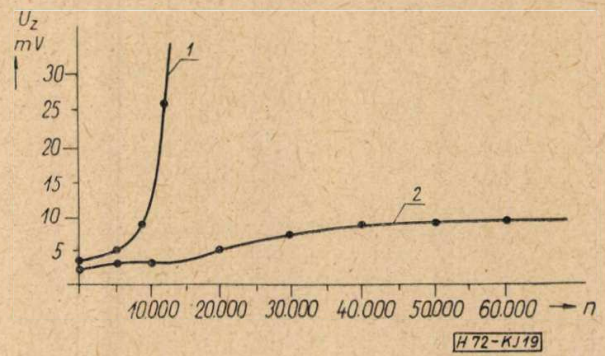
#### Lakkréteg és műgyanta bázisú tömör ellenállások (keverék ellenállások) élettartam viszonyai

A keverékréteg ellenállások lakkba vagy műgyantába ágyazott koloid grafit vagy korom keverékből állanak. Ezen ellenállástípusok stabilitását, megbízhatóságát elsősorban a bázisként használt lakk vagy műgyanta tulajdonságai határozzák meg.

A keverék elkészítése és a porcelántestre való felvitele után a lakkot vagy műgyantát polimerizáljuk. A polimerizáló hőkezelés alatt a gyanta térhálósodik és nagymértékben kontrahál, zsugorodik. A polimerizáló hőkezelés után azonban a gyanta még nem mondható stabil állapotúnak. A polimerizálódás és az azzal együttjáró kontrakció a hőkezelés után is — bár sokkal kisebb mértékben — tovább folyik, még szobahőmérsékleten is. Ennek következtében a gyantába ágyazott koloid grafit vagy koromszemcsék egymáshoz közelednek és mind újabb és újabb kontaktusok keletkeznek. Ennek következtében az ellenállás csökken. Ez bekövetkezik egyszerű tárolás esetén is, de tartós terhelés folyamán, amidőn az ellenállás melegszik, az értékcsökkenés még nagyobb, mint a tárolásnál. A 18. ábra mutatja különböző lakkgyantákba ágyazott szenréteg ellenállások változását a tárolási és terhelési idő függvényében. A változások exponenciális karakterűek, ami a polimerizálás időfüggvényének megfelel. Mint látható, a változások a lakkgyanta típusától erősen függenek. Ellenállások céljaira éppen ezért olyan lakkgyantákat célszerű kiválasztani, ahol a kontrakció a polimerizálás alatt viszonylag csekély és a hőkezelés folyamán a polimerizálás magas fokát lehet elérni, ahol tehát a később bekövetkező utánpolimerizálódás is viszonylag csekély. A műgyanták kontrakciója miatt ezen ellenállástípusok stabilitása jóval kisebb,



18. ábra. Műgyantabázisú keverékréteg ellenállások változása (a) a raktározási idő és (b) a nominális terhelés függvényében;  $t$  = óra; 1 — melamin-epoxi gyanta; 2 — novolakk gyanta; 3 — durofén gyanta (fenolformaldehid); 4 — durofén gyanta (gyengébben polimerizálva)



19. ábra. Potencióméterek mozgó-zajfeszültségének változása a forgatások számának függvényében;  $n$  = forgatások száma 1 — durofén bázisú pálya vasoxid töltőanyaggal; 2 — melamin-epoxigyanta bázisú pálya, organofil barit töltőanyaggal

mint a kristályszenréteg ellenállása. Nagy stabilitást igénylő áramkörökben éppen ezért az ilyen ellenállástípusokat nem célszerű alkalmazni.

A keverékellenállás típusok alkalmazásának nagy része jelenleg a változtatható ellenállások, a potencióméterek területére esik. Az alkalmazási módok legnagyobb részénél a teljes ellenállásérték kisebb megváltozása a terhelés folyamán itt még eltűrhetőnek látszik.

A potencióméterek élettartamának végét más jelenségek bekövetkezése szokta okozni, és pedig a potencióméterek zajfeszültségének jelentős megnövekedése [11, 12]. Ha a potencióméterek teljes ellenállásának zajosságát vizsgáljuk, azt tapasztalhatjuk, hogy ez két részből tehető össze. Az alapvető típusú zaj, a termikus (Johnson) zaj, mely akkor is észlelhető az ellenálláson, ha azon külső áramforrásból átküldött áram nem is folyik. A másik típusa az észlelhető zajfeszültségnek az ún. áramzaj, mely függ az ellenálláson áthaladó áram erősségétől és a frekvenciától. E zajfeszültség az ellenálláson keresztül haladó áram növekedésével emelkedik és a kismeghajtások tartományában éri el a legnagyobb értékét. Jellegzetessége e zajfeszültségnek az is, hogy függ az ellenállás szerkezeti felépítésétől, szemcsézettségétől és a szemcsék között kialakult kontaktusok tulajdonságaitól. A potencióméterek teljes ellenállásán mért ún. álló zajfeszültség értéke 1–5  $\mu\text{V/V}$ .

Ha a potencióméter mozgatható kontaktusa és a pálya egyik vége között vizsgáljuk a zajfeszültséget (mozgó zajfeszültség) a mozgó érintkező forgatása közben 3–4 nagyságrenddel nagyobb zajfeszültséget észlelhetünk (1–20 mV/V). E zajfeszültség ( $U_z$ ) az ellenállásérték időbeni változásától függ és a következőképpen jellemezhető:

$$U_z = k' \frac{dR}{dt} \quad (21)$$

ahol  $k'$  állandó, függ az ellenállás szerkezeti felépítésétől és az ellenálláspálya és a mozgó kontaktus átmeneti ellenállásától. Megfigyel-

hető, hogy a potencióméterek mozgó-zajfeszültsége a körforgatások számának növekedésével általában emelkedik. Az emelkedés oka legtöbbször a mozgó kontaktus és a szénpálya átmeneti ellenállásának növekedésével, a pálya egyes részein az ellenállásváltozás hirtelen emelkedésével függ össze (19. ábra). A koptatás folyamán bekövetkezhet a pálya egyes részeinek megrepedése, a felületen a folytonosság megszakadása, ami a mozgó-zajfeszültség hirtelen emelkedését okozza. A potencióméterek élettartamának növelése érdekében az ellenálláspálya készítésekor ügyelni kell arra, hogy a műanyagban a villamos vezetést biztosító kolloidgrafit vagy korom nagy egyenletességgel legyen elosztva. A koromnak vagy grafitnak összezsomódnia nem szabad, sem helyenként szigeteket képeznie. Ilyen esetben már a kezdő mozgó zajsztint is magasabb, mert a mozgó kontaktus egyes pontokon hirtelen nagy ellenállásváltozást fog mutatni. Fontos, hogy a pálya anyagának keménysége viszonylag nagy legyen és közel álljon a leszedő kontaktus anyagának keménységéhez. Ha ez nem teljesül, akkor a pálya felülete kopik le és a kopás folyamán egyes részek kirepedhetnek a műanyag felületéből, ami a zajsztint emelkedését okozza. Ugyanezt a hatást válthatja ki a kontaktus kopása is. Megfigyelhető, hogyha a leszedő kontaktus a felületéből egy részt elveszít, ez rákenődhet, sajnos legtöbbször egyenlőtlenül, a pályára és a pálya felületén egyes helyeken szintén a zajsztint emelkedéséhez vezet. Hasonló hatást válthat ki a mozgó kontaktus kivezetését biztosító fémpálya és a hozzátartozó második mozgó kontaktus kopása is.

Az alkalmazott műanyag és a felületi keménységet biztosító töltőanyag helyes megválasztásával, a vezetőanyag egyenletes bekeverésével, a műanyagpálya anyagához illesztett mozgó-kontaktussal a potencióméterek élettartama igen jelentősen megnövelhető. Elérhető, hogy 50 000 sőt 100 000 ide-oda forgatás után is a mozgó zajfeszültség értéke alacsony maradjon (<10 mV).

## Összefoglalás

A híradástechnikai berendezések élettartam igényének növekedése megkívánja, hogy az alapvető híradástechnikai alkatrészek (ellenállások, potencióméterek, kondenzátorok) működési, üzemeltetési idejét meghosszabbítsuk. Ennek előfeltétele az alkatrészek élettartamának részletes vizsgálata, a hibaokok feltárása és megjavítása. A vizsgálati idők megrövidítése érdekében célszerű az igénybevételek megnövelésével rövidített vizsgálatokat végezni és összefüggéseket keresni a természetes és a forszírozott körülmények és eredmények között. Ilyen vizsgálati módszerekkel lehetővé válik az alkatrészyártás során viszonylag rövid idő alatt az alkatrészek megbízhatóságáról képet nyerni és a meghibásodások okainak feltárása után módszereket keresni azok megjavítására és ezzel az alkatrészek minőségét javítani.

## IRODALOM

1. W. Franz: Dielektrischer Durchschlag. Handbuch der Physik. XVII. 155. o.
2. H. F. Church: Inst. Elec. Eng. 98. 1951. 113. o.
3. D. A. Mclean, L. Egerton: Industrial and Engineering Chemistry 37. 1945. 73. o.
4. D. A. Mclean, L. Egerton, C. C. Hoult: Industrial and Engineering Chemistry 38. 1946. 11. o.
5. K. Veith: Frequenz 11. 1958. 353. o.
6. D. A. Mclean, L. Egerton: Industrial and Engineering Chemistry 37. 1945. 73. o.
7. D. A. Mclean, H. G. Wehe: Proceedings of the IRE 42. 1954. 1799. o.
8. H. Marks: Electronics 21. 1948. 116. o.
9. J. R. Partington, J. J. Boswell, G. V. Planer: Philos. Mag. Lev. 7. XL. 1949. 157. o.
10. B. A. Boeszkarev: Voproszli techn. izgotovl. tonkoszl. neprov. szoprotivlenji. Moszkva 1958. Moszkva d. nauc-tech. prop.
11. J. R. Ozoux: L'Onde électrique. XXXV. 1955. 202. o.
12. Katona J.: Ellenállások vizsgálata. Mérnöki Tov. Int. 1955. 3287. sz.

## HIBAIGAZÍTÁS

„Adalék a hangsugárzás elméletéhez” című cikkben (f. évi 1. szám) a 6. oldalon, a jobboldali hasábon, a következő mondatban: „Tehát, ha egy nulla mértékű halmazon  $D^*(z) = \dots$ ” helyett: „Tehát, ha egy nulla mértékű halmazon különbözve  $D^*(z) = \dots$ ”

a helyes szöveg. Továbbá a 2. ábra aláírásában „ $D^*(m_{ez}) = \Delta_1(2z)$ ” a helyes szöveg.

A f. évi 1. számban megjelent SZEMLE 1., 2. és 3. ábrája alatt a szöveg helytelen, törlendő.

**HIRADÁSTECHNIKAI  
ANYAGOK  
?**

Ellenállások  
Kondenzátorok  
Potencióméterek  
Zománc és ellenállás  
huzalok stb

