

170.165



Magyar **HÍRADÁSTECHNIKA**

2

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 váltószűrők 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
Résumé des articles en langue française	51
Summaries in English	B/3
Zusammenfassungen in deutscher Sprache	B/3

Обобщение на русском языке

Е. Рабвань и И. Абоньи: 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 применяемых методов, 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 получены 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 видеосигналам. 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-аттенуатора; 3. Стабилизация уровня в осцилляторе снабженном пистон-аттенуатором; 4. Связь между пистон-аттенуатором 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 szükségyszerűen 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 alapkutatás 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 telefonos 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 választékának nagyarányú fejlesztése mellett egyidejűleg az 1950. előtti időszakban már gyártott termékek termelési volumenét is jelentős mértékben emeltük. Az átviteltechnikai berendezések gyártása tizenöt-szörösére, izzólámpagyártásunk több mint két és félszeresére, fénycső-

gyártásunk tizennyolcszorosára, rádióvevő-csőgyártásunk négyszeresére emelkedett.

Az iparág teljes termelése 1950-től 1960-ig majdnem négyszereződik. 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 határozatait értelmében az ipar struktúrájának a második 3 éves és második 5 éves tervidőszak alatt meg kell változnia, éspedig 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 megteremtjük 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 szerződésben 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 Méretechnikai 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 mutatott be — közel sem volt teljes, de így is igen jól szemléltette alkatrészgyártásunk erőnyeit 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 ismertet, 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 illesztésű hullámszűrő alakjában tervezi meg. A kétszeresen derivált végződést átalakítja egy olyan kevésbé ismert alakká, mely az egyszeresen deriváltra emlékeztető felépítésű. Az átalakított féltagokkal végződő szűrők hasonló módon egyesíthetők váltóvá, mint az egyszeresen derivált illesztésűek. A közlemény az elvi fejtegetéseken kívül, a gyakorlati számtáshoz szükséges táblázatot és diagramot is tartalmazza.

A vezetékek 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.

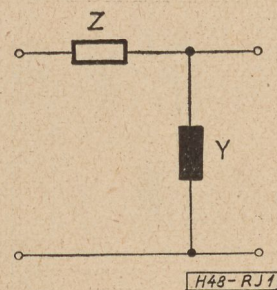
A közönséges, paralel köthető típusú Wagner-féltag (fél T-tag) eleve nem jön számításba, rossz illeszthetősége miatt. Ismeretes eljárás az egyszeresen derivált fél Cauer T-tag alkalmazása oly módon, hogy a kezdő sönt soros kört elhagyjuk, és — szerencsés esetben — a paralel kötött szűrő bemenő reaktanciája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

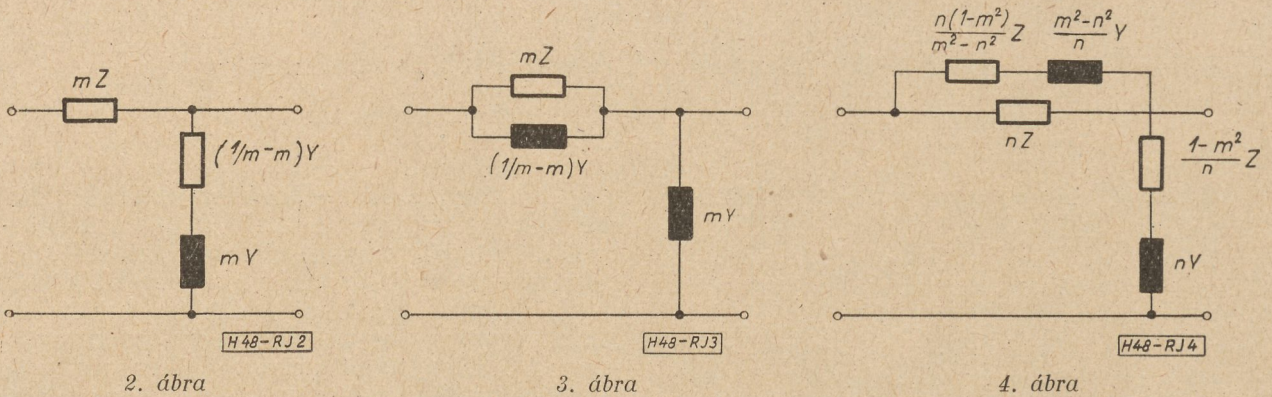
A bevezetésben láttuk, hogy a vivőfrekvenciás berendezések irány- és vonalszűrőinél az alul- és felüláteresztő szűrők gyakorlati határfrekvenciáinak aránya néha 1,15 körül van, ekkor a keresztelési frekvencia a praktikus határfrekvenciáktól 7% körül van. Mivel egyben a keresztelési csillapításnak több 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 π oldalnak nevezzük, mivel ha két azonos oldalán láncba kapcsolt azonos féltagból szimmetrikus T, illetve π tagot képezünk, hullám impedanciája azonos lesz a féltag T, illetve π oldali hullám impedanciájával. Az ábra szerinti négy-pólus T oldali hullám impedanciáját Z_{T0} -val, π 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



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 $q = \text{th } g_0$ függvényvel dolgozunk, mely reaktáns négy-pólusoknál formailag azonos jellegű a hullámellenállás függvényével a frekvencia függvényében. Az L tagból a derivált tagokat úgy származtatjuk, hogy vagy a T, vagy a π oldali hullámellenállást változatlanul tartva, a q függvényt egy m konstanssal megszorozzuk. Az ily módon nyert félpólus T és π oldali hullámellenállását, valamint q függvényét Z_{T0}' , $Z_{\pi0}'$, illetőleg q' -vel jelöljük. $Z_{T0}' = Z_{\pi0}'$, $q' = mq$, illetőleg $Z_{\pi0}' = Z_{T0}$, $q' = mq$. A másik oldali hullámimpedanciára a

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

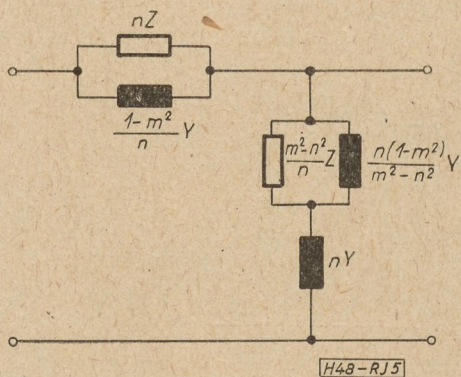
illetőleg a

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

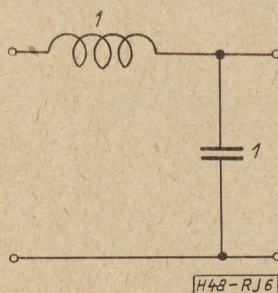
kifejezések adódnak. A derivált tagok felépítését lásd a 2., ill. 3. ábrán.

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

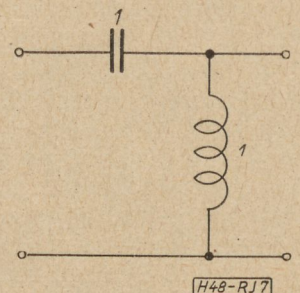
$$Z_{T0}'' = \frac{(1 - m^2) Z_{T0} + m^2 Z_{T0}}{(1 - n^2) Z_{T0} + n^2 Z_{T0}} Z_{T0} \quad (3)$$



5. ábra



6. ábra



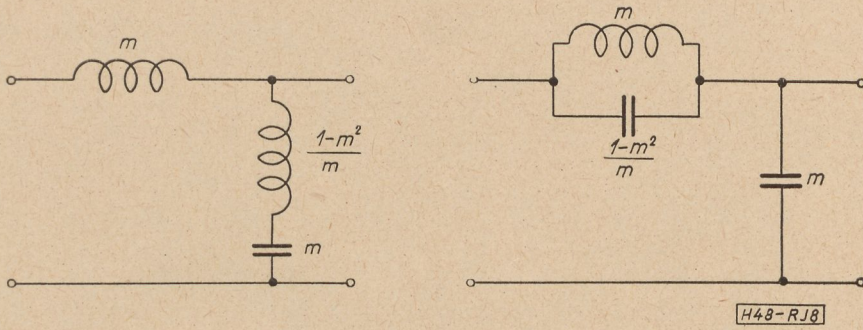
7. ábra

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

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

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. π oldalát hagyjuk változatlanul, a tag π , ill. T oldala az m derivációs modulusú egyszeresen derivált tag π , ill. T oldali hullámellenállásával azonos lesz, tehát hullámszűrő építésénél azzal összevonható, viszont hullámcsillapítása 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 kapcsolat 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 hullámmellenállás 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

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

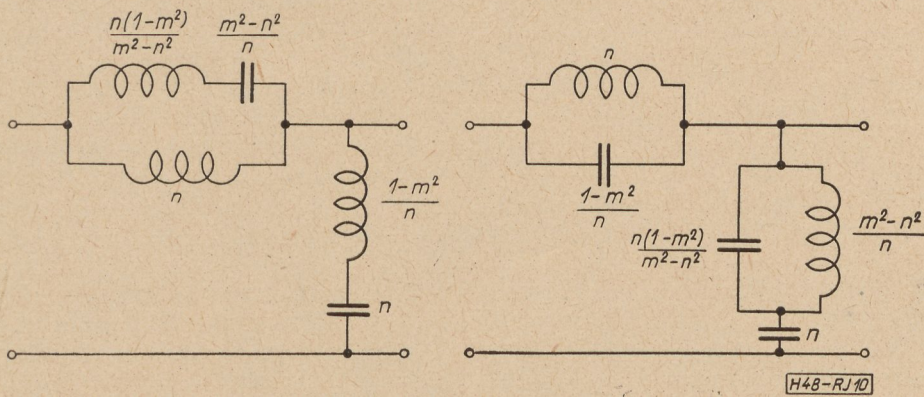
$$Z_{\pi 0} = \frac{1}{+ \sqrt{1 - \omega^2}} \quad (6)$$

ill.

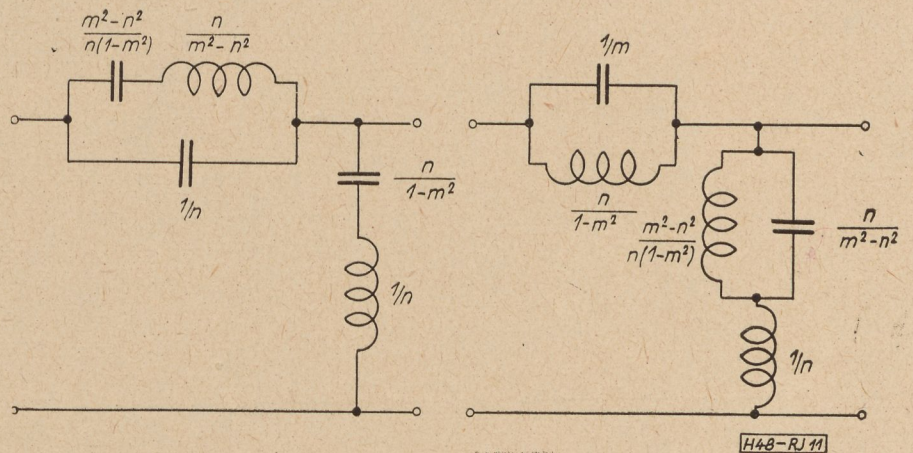
$$Z_{T0}'' = \frac{1 - (1 - m^2) \omega^2}{1 - (1 - n^2) \omega^2} \sqrt{1 - \omega^2} \quad (7)$$

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

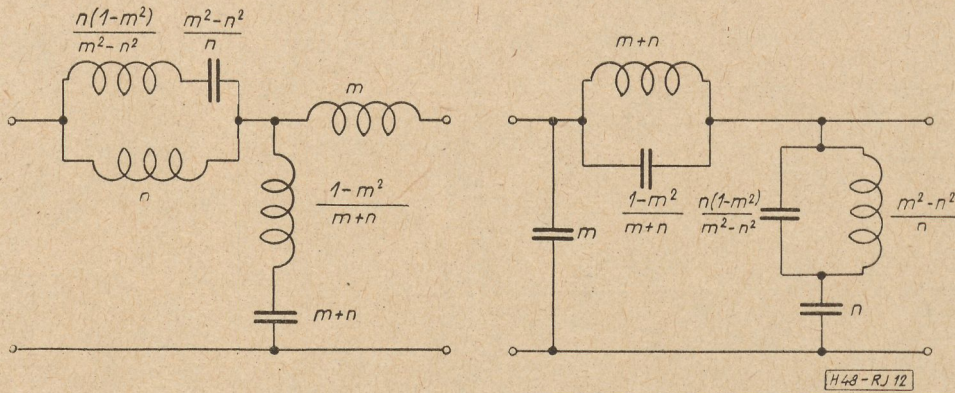
Ezeket az értékeket behelyettesítve a 3. és 4. képletekbe a



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 ω 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 ω_1 és ω_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

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

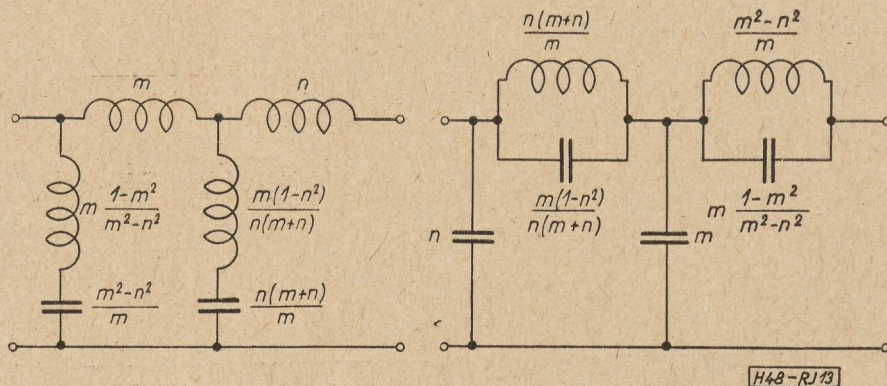
egyenletek határozzák meg. Azaz x_1 és x_2 az $x^2 - B_1x^2 + B_2 = 0$

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

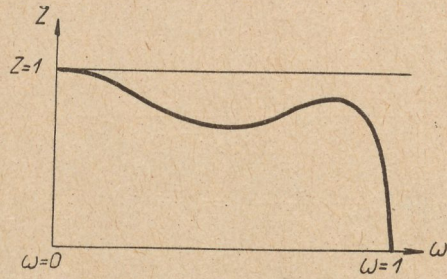
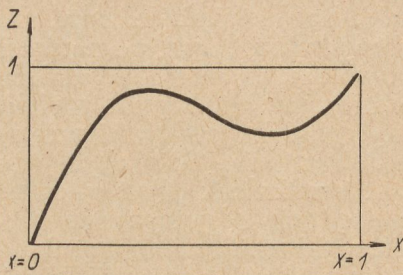
változását ω és x függvényében a 14. ábra mutatja. Kézenfekvő, hogy az optimális közelítést akkor kapjuk, ha a függvény maximuma 1, azaz az impedancia frekvencia menete a 15. ábra szerinti, ez esetben a függvény zérustól ω -ig a $\sqrt{Z_0}$ értéket Csebisev-féle értelemben közelíti meg. Mint látni fogjuk, 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 kapcsolat azonban aluláteresztő szűrőnél nagy tekeresszámmal 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



H48-RJ14

14. ábra

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$$x_1 x_2 = A^2$$

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

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

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:

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

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.

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:

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

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

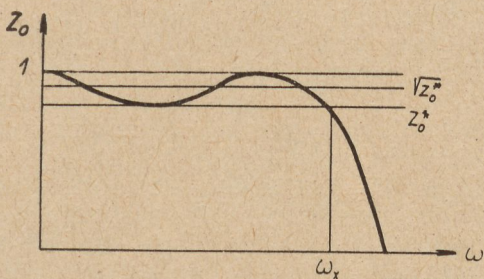
$$Z_{1,2} = \frac{\pm \sqrt{k_1^2 + 1} \pm k_1}{2}$$

$$\begin{aligned} \text{Ha } x = x_1 & \quad Z_{T0}'' = Z_{T0}''_{min} \\ \text{Ha } x = x_2 & \quad Z_{T0}'' = Z_{T0}''_{max} \end{aligned}$$

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

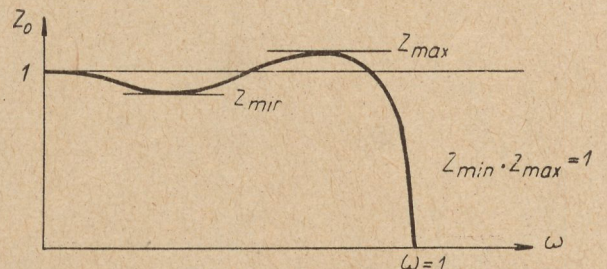
Tehát ha k_2 helyébe $Z_{T0}''_{min}$ ill. $Z_{T0}''_{max}$ értékeket írjuk, x_1 , illetve x_2 az egyenletnek kettős gyöke lesz, míg a harmadfokú egyenletnek har-

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



H48-RJ15

15. ábra



H48-RJ16

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

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

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

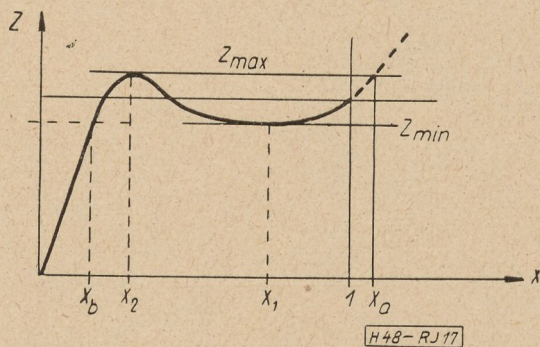
összefüggéseket nyerjük. Innen

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

Tehát meghatározhatjuk az $\omega_b = \sqrt{1-x_b}$ frekvenciát is, a szűrő áteresztő 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 áteresztő 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 π 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.

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

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

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 ω -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 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.

$$Z_{T0}'' = \frac{1 - (1 - m^2)\omega^2}{1 - (1 - n^2)\omega^2} \sqrt{1 - \omega^2} \quad (35)$$

$$x_0'' = \frac{Z_{T0}''}{j} = \frac{1 - (1 - m^2)\omega^2}{1 - (1 - n^2)\omega^2} \sqrt{\omega^2 - 1} \quad (36)$$

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

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

Áttérve 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 ω (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 ω_0 a szűrő határfrekvenciája. A felső vonalsereg megadja az első soros körétől megfosztott kétszeresen derivált taggal illesztett aluláteresztő szűrő kifelé mutatott reaktanciáját, az α 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 közepén 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 felülhöz képest jobbra eltolnánk. A diagram használatánál a legjobb módszer, hogy a közepén látható skálát felrajzoljuk egy átlátszó műanyag csíkra 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 Δ -val

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

reflexió tényezővel számolunk, a továbbiakban ezt a közelítést használhatjuk. Ha a négy-pólust a

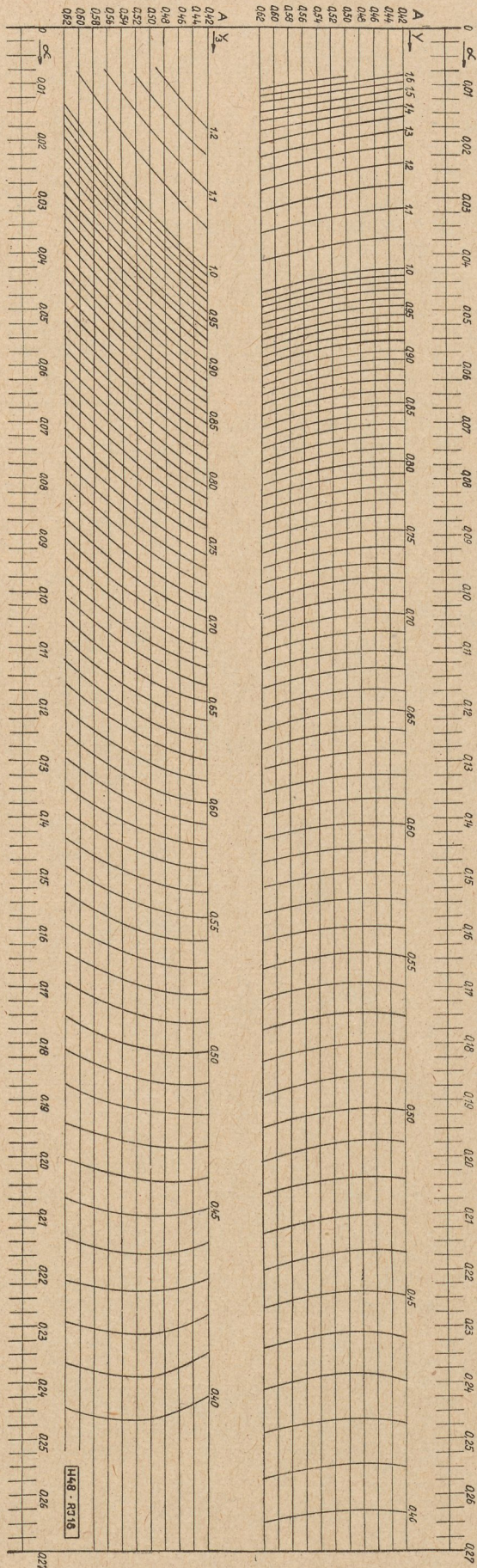
$$U_1 = P_n U_2 + R_n Y_2 \quad (43)$$

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

láncmatrix-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 láncmatrix



18. ábra

elemeit 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 hullámszűrő átteresztő tartományában a hullámellenállások valóságosak, a hullámcsillapítás pedig tiszta képzetes $j\delta$ alakú, szimmetrikus szűrőkapcsolás esetén Y -re 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 hullámellenállás közel egységnyi, a $Z - 1$ kifejezést ε -nal jelölve a $Z^{-1} - Z = \pm 2\varepsilon$ közelítést használhatjuk. Ekkor az előzőekben meghatározott Δ -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 Δ 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

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

$$\operatorname{tg} 2b_0^* = \pm \frac{\delta}{\varepsilon}$$

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 reflexió tényező maximális értéke ε .

3. Összefoglalás

Az előzőek alapján a váltószűrő tervezését a következőképpen végezhetjük:

A reflexió csillapításra, illetőleg a reflexió 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 α skálát célszerű egy átlátszó vonalzóra átmásolni és a vonalzó a továbbiakban mint mozgó skálát használni.

Helyezzük az elmozdítható skálát a felső vonalseregbe, a kiválasztott A -nak megfelelő magasságban és jegyezzük meg, hogy α_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

α^* -gal. A kiegyenlítésnek Y_a értéktől kezdve kell optimálisnak lennie. Megkeressük a feljegyzett Y_3 értékekből a kiegyenlítés legnagyobb δ 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 α^* 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 — a 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. Cauver: 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. Radvány 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 dérivés. 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 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 vevőképeső eltérítési technikája*

II. rész

NEMES LÁSZLÓ

Orion-gyár

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

II. Korszerű feszültségvisszanyerő végfokozat számítása, tervezése.

III. Képlinearitási problémák megoldása. Visszacsatolt erősítő 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 előzőkben 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:

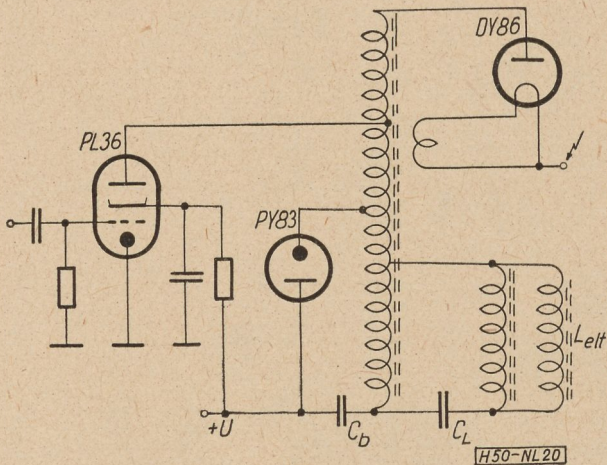
A végcső rácsára a 21a ábrának megfelelő vezérlőjelet adunk. A vezérlőjelet az O-Z szakaszban lezárja a végcsövet, ez idő alatt az áram a diódán, a booster kondenzátoron és a transzformátoron keresztül folyik. A vezérlés lehetővé teszi, hogy a végcső a Z pontban megnyisson és az anódáram meghatározott 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 szórkapacitással, nagy amplitúdójú csillapított szinusz-rezgést állít elő

(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).

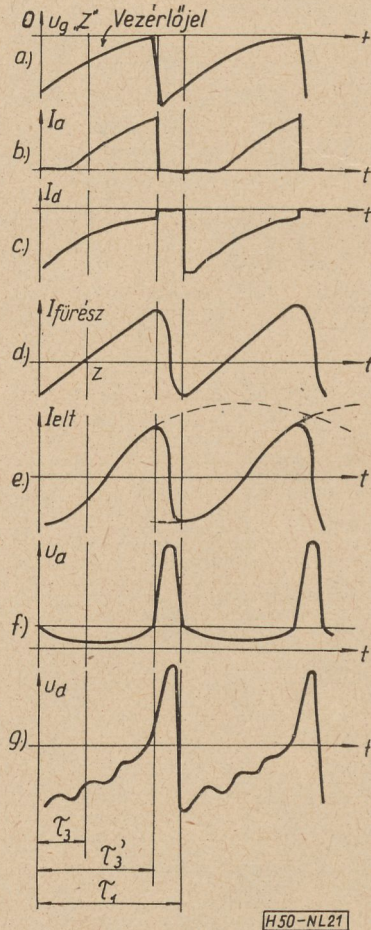
A PL36 sorvégcső és a PY88 booster dióda adatai:

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 $I_a =$

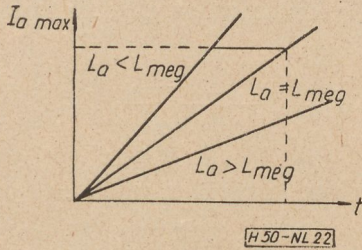


20. ábra

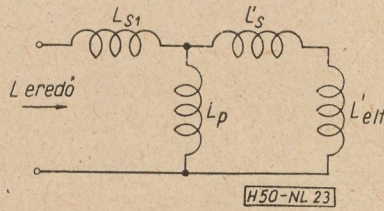


21. ábra

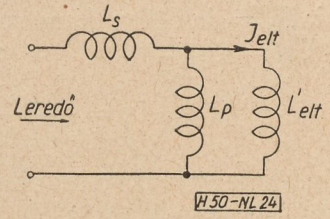
* Az I. rész a XI. évf. 1. számában jelent meg (1960. febr.).



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 δ szorosa lesz a pozitív csúcáramnak (21g. ábra). A δ 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:

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

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

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

Kiszámíthatjuk a fűrészáram növekedési sebességét:

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

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 $I_{\text{elt}} = 1,6 \text{ A}$ csúcstól csúcsig.

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

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

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

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 sorreltérítő végfokozatban folyó áram nagyságát a felhasz-

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

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

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

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

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

A sorreltérítő végfokozat anódkörében az áram arányos az ampermenettel.

$$I_{\text{fűrész}} = In \quad (40)$$

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

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

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

$$L_{\text{eredő}} = a^2_{\text{elt}} L_{\text{elt}} \quad (43)$$

$$I'_{\text{elt}} = I_{a \text{ max}} \quad (44)$$

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

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

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

Az ampermenetre kapjuk:

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

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

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

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) egyenlethől:

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

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 végsővön 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 ε tényezővel változik maximális mértékben.

Az ε tényező értéke:

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

A (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 csökke-

nése pedig megszabja az eltérítőtekeres sön-tölésének mértékét. Ezért szükséges mindkét induktivitás viszonyra az optimális érték megválasztása. Az L_s és L_p induktivitásoknak a menetszámtól való függése:

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

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

ahol:

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

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

F a sorkimenőtranszformátor vasmagjának keresztmetszete

l_k a közepes menethossz

l_1 a légrés a vasmagban

μ 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 γ 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

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

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 :

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

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

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

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.

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

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

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

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

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

A C_{δ} kapacitás meghatározható az egyes elemek által behozott kapacitások eredőjeként :

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

A csőkapacitás meghatározható :

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

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

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

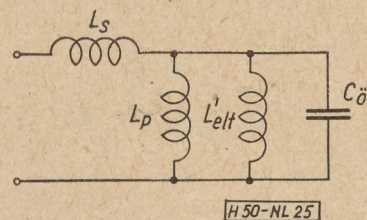
$$C_{elt} = C_{sz\delta r\text{telt}} \quad (83)$$

A C_{δ} 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.

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

$U_{a \text{ max}}$ 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 ζ -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:

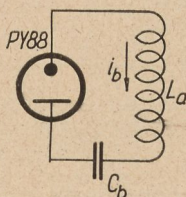
$$U_{a \max} = \left[1 + 1,05\pi \sqrt{\delta} \left(1 - \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}}\right) \frac{T}{\tau_{vf}}\right] U_0 \quad (90)$$

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

Ennek az önregzésnek az első pozitív félperiódusát további transzformáció és egyenirányítás útján felhasználjuk a képcső anódfeszültség forrásaként. Ugyanakkor az első negatív félperiódustól kezdve az áramcsúcsokat a booster dióddal 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. (Feszültségviszonyerő kapcsolás, l. 20. ábra).

A (78) egyenletből

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



H50-NL 26

26. ábra

τ_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 sorvégső (PL36) nagyobb anódfeszültséget kap. A nagyobb anódfeszültséggel a végcső impulzuserű 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^o-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 anódtérheléssel 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 θ tengelyt. A hiperbola görbe formáját a pentóda zárási merevedsége szabja meg.

Az ED szakaszban a dióda vezet, áramát az OX tartomány rögzíti, a dióda munkapontja RQ görbén mozog. Itt azonban a θ pont környékén létrejöhét nonlinearitás, azáltal, hogy az RQ görbe az áram tengelyen szakadást mutat OC pontban. Ezért szükséges a feszültségtengely 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 áramtengellyel 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 sorlétérítő 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:

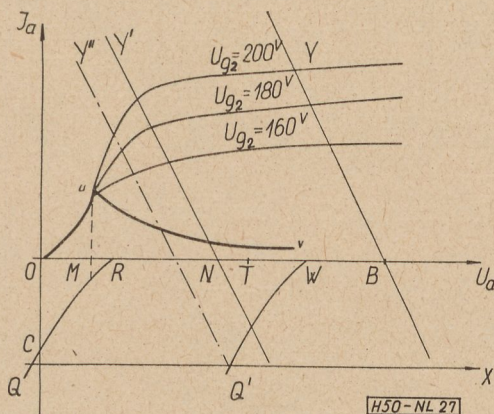
$$\frac{1}{r} = a_b = \frac{n_{o-b}}{n_{o-a}} = 065-084 \quad (96)$$

Nézzük meg a vízszintes eltérítés beállításához szükséges szabályozó szerveket:

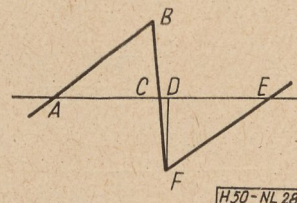
1. Amplitúdó szabályzás
2. Linearitás korrekció

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 tekercsel 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

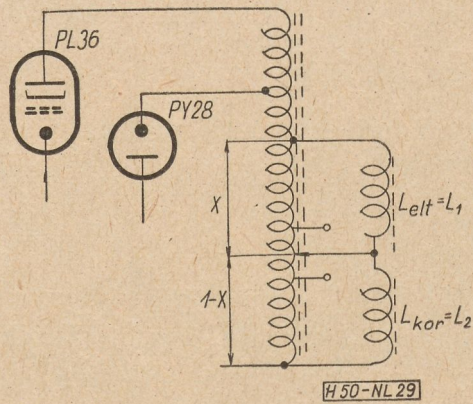
$$\frac{L_2}{L_1} = m; \quad \frac{L_1}{x^2} = L'; \quad \frac{L_2}{(1-x)^2} = L_2' \quad (97)$$



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

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

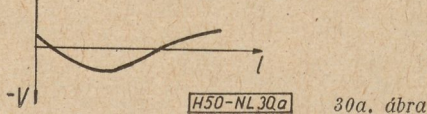
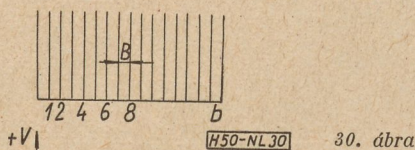
Az $x = 0,8$ behelyettesítésével kapjuk

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

L_1 az eltérítő tekercs inductivitása: 5 mH (102)

$$L_2 = m L_1 = 0,5 \text{ mH} \quad (103)$$

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 θ %-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 veszteségből eredő torzítás. A vízszintes sort rajzoló sugárpont haladási sebességének időbeli változása a képmodulációs pontok szabálytalan eltolódását jelenti és a képen torzítás formájában jelenik meg. A szabvány a fenti linearitást $\pm 5\%$ max értékben írja elő.

A soreltérítő 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_{elt} értékű ferritmagos tekercset. A tekercs vasmagját 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 :

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

A flukszusváltozásból 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 μ 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 impulzuszfeszültségből, amely a végcső anódján lép fel (21f ábra).

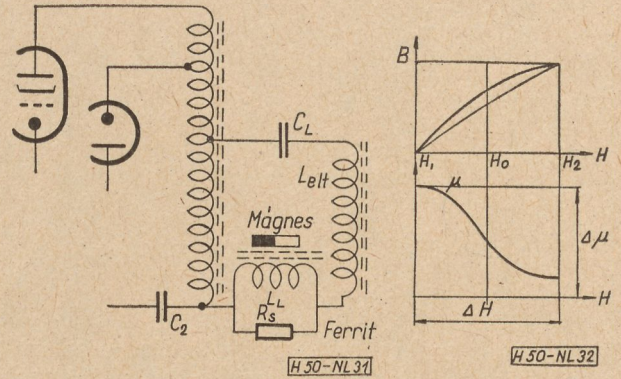
$$U_{amax} = \zeta U_0 \approx 7-8 \text{ kV} \quad (114)$$

Ezt az impulzuszfeszültséget feltranszformáljuk az anófeszültségnek megfelelő 15—16 kV csúcshőfeszültségű impulzusra. A transzformációnál megfelelőre választjuk az áttételt

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

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

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 képeső anófeszültség 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 :

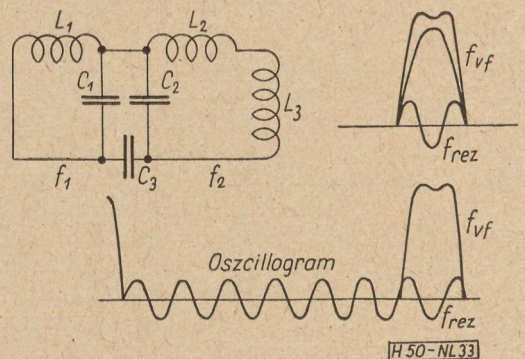
$$\approx 2,6 f_{vf} \quad (117)$$

A (117)-be behelyettesítve a visszafutási frekvenciát :

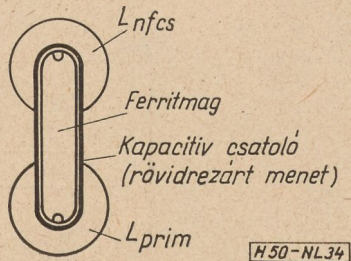
$$f_{rez} = 2,6 \cdot 35 = 90 \text{ kHz} \quad (118)$$

A rezonancia esetét felhasználva az áttétel 0,7-szeresre csökkenthető le. A rezonancia frekvencia beállítására 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).

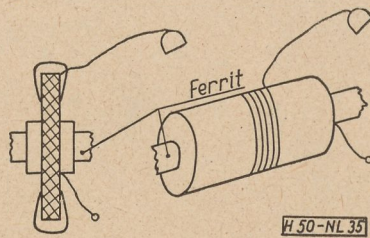
A nagyfeszültségű tekercs konstrukciója eltér az eddigi konstrukcióktól, amelyeket a 70—90^o-os készülékben alkalmaztak. Amíg a 70—90^o-os eltérítő technikában minimális önkapacitás megvalósítására volt szükség, addig most az önkapacitást növelni kellett ahhoz, hogy a rezonanciafeltételt biztosítani tudjuk. A 110^o-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-



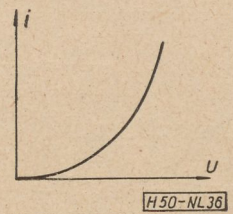
33. ábra



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,

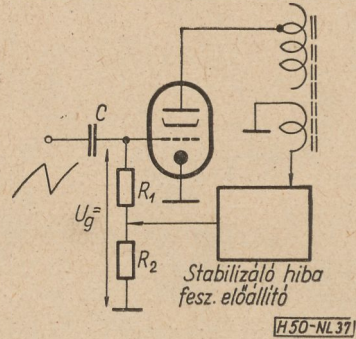
2. nagyfeszültségű zavar csökkentő kapcsolás,

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 dinamikusan 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 kapcsolás 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 rácsán 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 anódfeszültségének egyenletes tartása biztosítja a vízszintes képméret tartósságát, valamint a nagyfeszültség

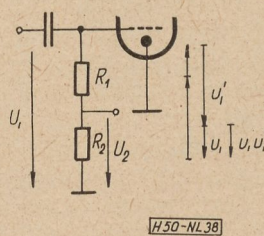
értékének állandóságát. Meg kell jegyezni, hogy a képeltérítés végfokozatának meghajtó fokozata ugyancsak a sorvégfokozatnál előállított booster feszültségből kap tápfeszültséget s mint ismeretes a függőleges végfokozatnál a



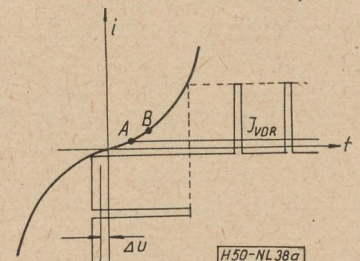
37. ábra

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.

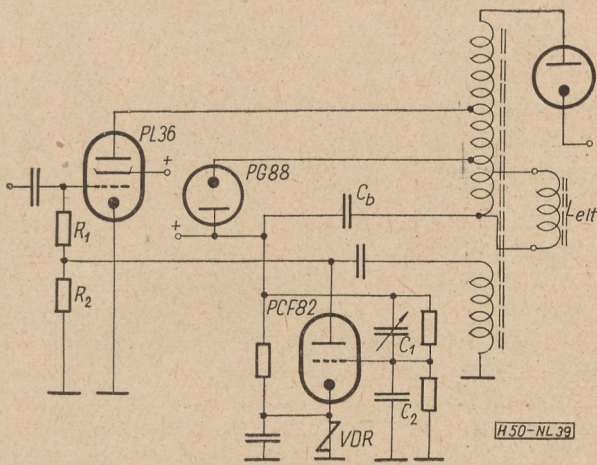
A 39. ábrán látható csöves kapcsolás működése a következő: A sortranszformátorból kapott pozitív impulzust a cső anódjára, továbbá megfelelő osztáson keresztül a cső rácsára vezetjük. Az impulzus ideje alatt a rácsárammal nagy anódfeszültséget hozunk létre, amely anódfeszültség hatására a cső katódközébe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



38. ábra

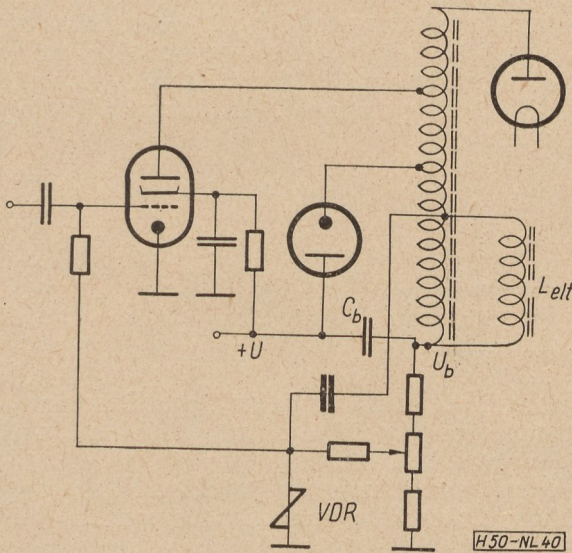


38a. ábra



39. ábra

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

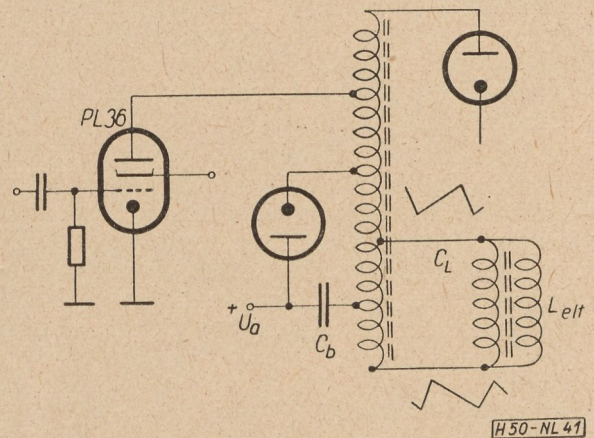


40. ábra

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 lévő 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 tekercssel 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 — szakküldőinek termését. Mintegy 1200 műszaki könyvet és többszáz szakfolyóiratot állítanak ki.

A kiállításnak az ad időszerezés, 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 összehasonlíthat tehet a környező államok szakküldőinek működéséről is.

A kiállítás célja továbbá, hogy a második öt éves 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 Művészétányon 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. Példaadó 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 bírálóbizottsága nagydíjjal tüntette ki.

Fáradhatatlan munkáját és kiváló mérnöki képességeit dicsérik az Elektromechanikai Vállalat dekadikus 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) működőképességének 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 ismerteti 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 elektronszövek átlagos élettartamát egyes csőtípusoknál 10 000 üzemóra fölé emelték, a tranzistorok 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 elégsé, 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 paramétereire előre megadott határértéket elérnek és azt túllépik (öregedés, tendenciózus meghibásodás).

Az a) esetben, 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 jellemzőek 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 vesszünk 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.

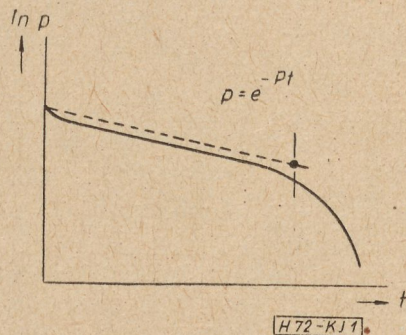
Minden igen kis dt időben dN -nel csökken a működő alkatrészek száma, ha az összes vizsgált alkatrészek számát N -nel jelöljük. Ez a csökkenés a vizsgált időpontban annál nagyobb, minél nagyobb ezen időpontban a még működő alkatrészek száma és minél nagyobb a vizsgálati időintervallum (dt), amely alatt 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 $t = 1000$ 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 $e^{-P} \cong 1 - P$. 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. $P = 1\%$) 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 paramétereit 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. Tételizzük 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 egybevágnak. 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 számlálóját a működési órák számának logaritmusos hőmérséklet-együtthatója, állandó télerősség mellett:

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

α 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:

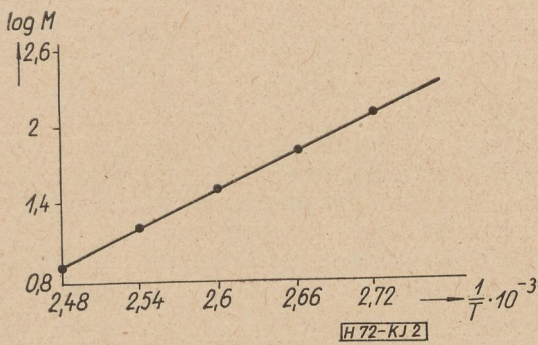
$$\ln v = - \left[\frac{A}{RT} + B \right] \quad (11)$$

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

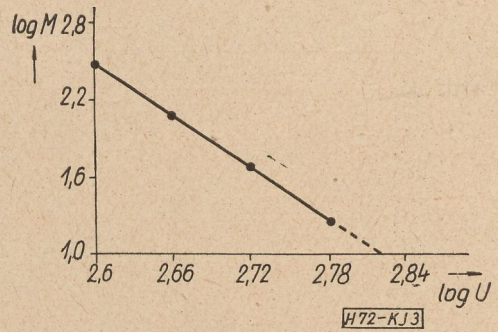
$$\ln M = C \left[\frac{A}{RT} + B \right] \quad (12)$$

ahol C állandó.

Ez az összefüggés a kondenzátor élettartamának hőmérsékletfüggését adja meg. Ezen összefüggésből következik az is, hogy α 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 (β). 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 (χ) a töltéshordozók térfogategységnyi 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, ϵ 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:

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

vagy pedig:

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

A (18) egyenlet kisebb hőmérséklet intervallumban érvényes, amelyben α és β értékei állandónak vehetők (3. ábra).

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

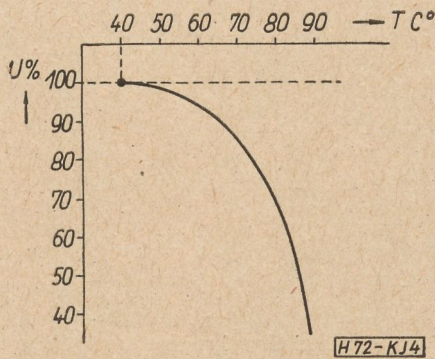
β értéke (16) egyenlet szerint kisebb, mint a vezetőképesség hőmérsékletegyütthatója. Közéértéke papírkondenzátoroknál 0,0175. Így (18) egyenlet szerint az élettartam térerősség függvényének exponense

$$4 < n < 8$$

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

$$M = k U T^B \quad (19)$$

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 nibrénnel 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).

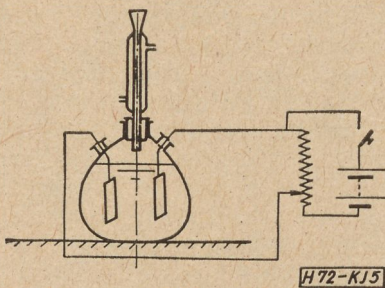
Három kísérletet végeztünk:

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-

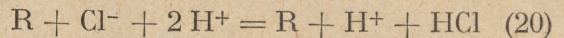


5. ábra. Kísérleti berendezés a klórozott naftalin elektrokémiai bomlásának tanulmányozásához

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 elszeszeníti. A folyamat most már exponenciálisan gyorsul. A keletkező gázok, az elszeszenedett 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 halogénezett szénhidrogén anyagokkal impregnált kondenzátorok stabilitási hibái *Mclean* és *Egerton* [6] vizsgálatai szerint bizonyos kis mennyiségben alkalmazott adalékanyagokkal nagymértékben javíthatóak, az elérhető élettartam növekedés kb. 2–3-szoros. Ilyen anyagok

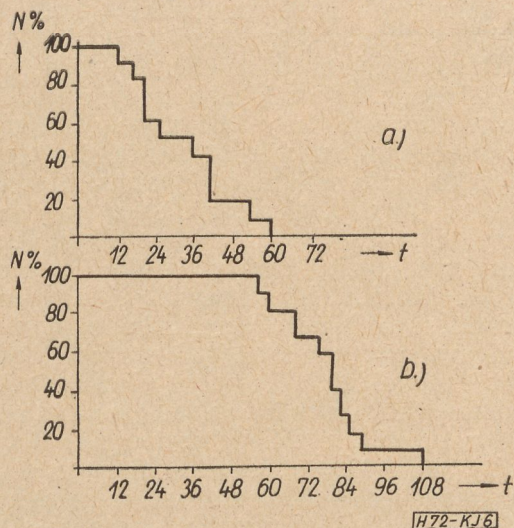
pl. a chinon, antrachinon, aromás nitrovegyületek stb., amelyek 0,5—3% mennyiségben oldódnak az impregnáló anyagban. Mclean és Egerton a stabilizálás mechanizmusát a következőképpen magyarázza: A stabilizátorok a keletkező $AlCl_3$ -ot lekötik és komplex vegyületet alkotnak, ami nem ionizálódik. Így 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 anyagban, hatásuk korlátozott. A 6. ábra mutatja pl. 1,1% antrachinonnal stabilizált kondenzátorok élettartam növekedését a stabilizálatlan kondenzátorokkal szemben. A vizsgálatokat forszírozott körülmények között végeztük. 500 V üzemi feszültségű kondenzátorokat 900 V feszültséggel terheltünk 90 C° környezeti hőmérsékleten.

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 vegyületek, valamint az a megfigyelés is, hogy az élettartam növekedés arányos a stabilizátor koncentrációjával, azaz a stabilizátor által megkötött egyenértékű hidrogénnel. Ezek szerint a stabilizátorok depolarizátoroknak tekinthetők. Ezt bizonyítja az a megfigyelés is, hogy pl. az antrachinon tartalmú nibrénnel impregnált és hosszú ideig egyenfeszültségen tartott papírkondenzátorban fluoreszcencia analízissel antrahidrochinon volt kimutatható. Ezt a feltevést igazolja az is, hogy a stabilizátorok nemcsak alumínium-, hanem platinaelektrodák esetén is hatásosak voltak.

Hasonló viselkedést mutat egy másik aromatikusan szénhidrogén is. A difenil ($C_6H_5-C_6H_5$) klórozása fokától függően változtatja tulajdonságait. A pentaklórdifenil (klofén) ($C_6H_2Cl_3-C_6H_3Cl_2$), molekulánként 5 klóratomot tartalmaz. Viselkedése hasonlít a nibrénhez.

A nem poláros szénhidrogének (C_nH_{2n} típusúak) is tartalmaznak több-kevesebb ionoszenyezőt, ezért viselkedésük hasonló jellegű, 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 élettartama is egy-két nagyságrenddel nagyobb.

Az utóbbi években egyes gyengén poláros műanyagok szerepe kezdett jelentőssé válni a papírkondenzátorok impregnálásánál. Ilyen anyagok egyes poliészter és epoxi műgyanták. Ezen anyagokban az ionos szennyezések mozgékonyasága 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

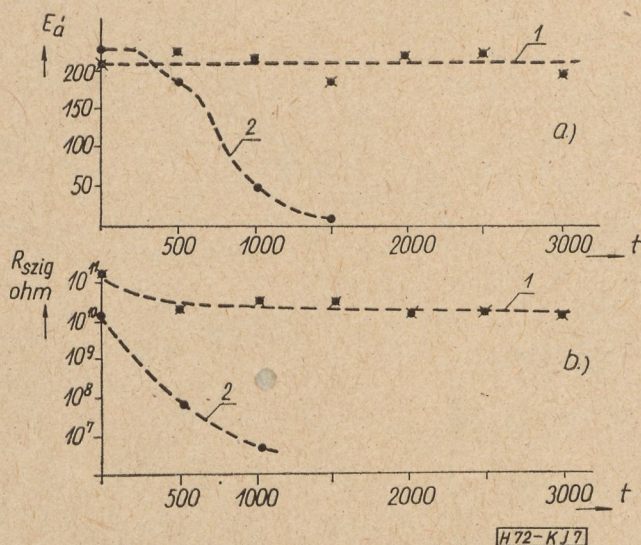


6. ábra. Klórozott naftalinnal impregnált papírkondenzátorok forszírozott élettartam vizsgálata; a) stabilizálatlan sorozat; b) 1,1% antrachinonnal stabilizált sorozat; $U_{névl} = 500$ V; $U_{vizsg} = 900$ V; $T = 90$ C°; $t =$ óra; $N =$ a t időben megmaradt darabok százaléka

papírkondenzátorok között, tartós villamosterhelés igénybevétele alatt.

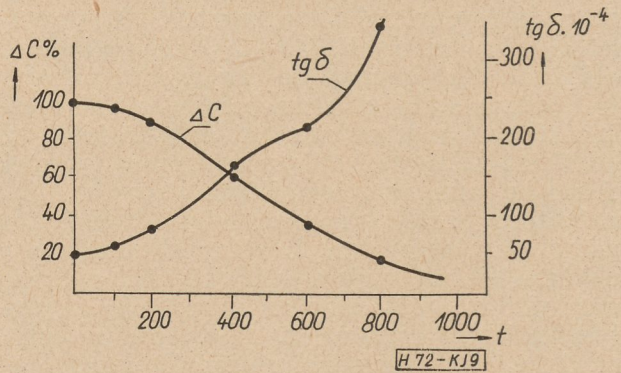
Egyes műanyagdielektrikumú (műanyagfóliás) kondenzátoroknál megfigyelhető, hogy ha jelentékeny ionos szennyezést tartalmaznak, szigetelési ellenállásuk tartós igénybevétel alatt csökkenést mutat. Wehe [7] a polietiléntereftálsavészter (mylar) fóliákkal készített vékony ($3-4 \mu$) lakkfilmek esetén figyelte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

Érdekes viselkedést mutatnak tartós terhelés alatt, különösképp magasabb üzemi hőmérsékleteken, a fémzett papír és fémzett műanyag dielektrikumú kondenzátorok. Mint ismeretes e kondenzátoroknál a fegyverzet a papír-



7. ábra. Epoxigyantával (1) és klórozott naftalinnal (2) impregnált papírdielektrikumú kondenzátorok átütési térerősségének (a) és szigetelési ellenállásának (b) változása az üzemórak függvényében; $U_{névl} = 250$ V; $U_{vizsg} = 350$ V; $T = 40$ C°; 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 próbáltak e kellemetlen hibán segíteni a magasabb hőmérsékleten (>85 C°) működő fémezett papír- és műanyagdielektrikumú kondenzátorok készítésénél.



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 ϵ és $\text{tg } \delta$ hirtelen megnövekszik, a térerő lekapcsolása után pedig 10. ábra szerint fokozatosan visszahelyezkednek 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.

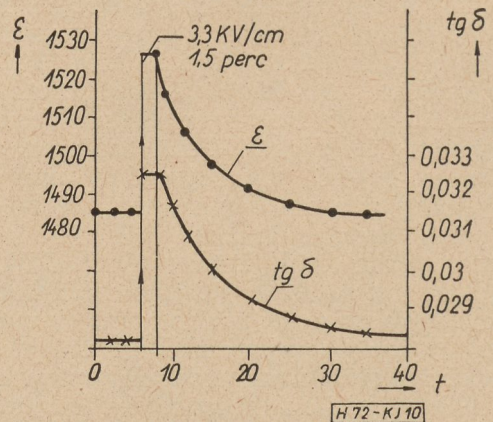
Megfelelő előpolarizálással lehetővé válik az ϵ és $\text{tg } \delta$ időbeli változásait jelentékenyen csökkenteni. Ferroelektromok gyártásánál az utóbbi időben gyors váltakozású terekben kezelt kondenzátorok időbeli stabilitását sikerült lényegesen javítani.

Elektrolitos kondenzátorok élettartama

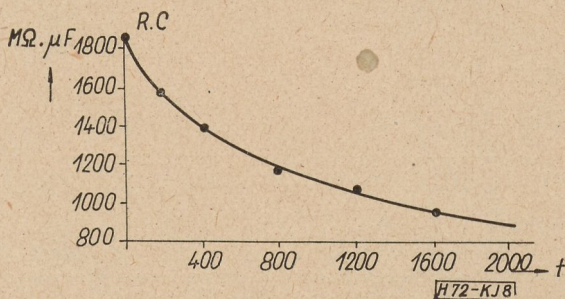
Az elektrolitos kondenzátorok időbeli és terhelés alatti stabilitását igen sokféle tényező

Kerámiadielektrikumú kondenzátorok öregedése

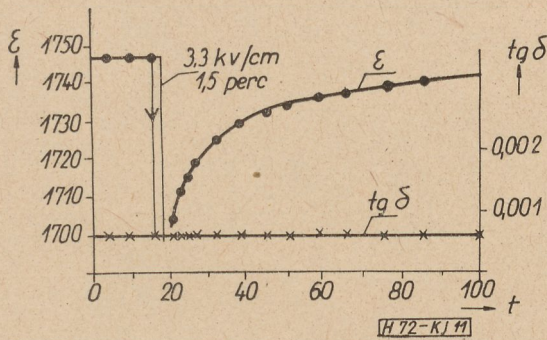
A kerámia kondenzátorok kis dielektromos állandóval ($\epsilon < 20$) viszonylag stabil viselkedést mutatnak, a terhelési idő függvényében. A dielektromos állandó változása <0,5%, 10 000 óra után. A ferroelektromok, különösen képpen a titanátok viselkedése azonban más jellegű. E ferroelektromok ($\epsilon > 150$) 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 BaTiO₃-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-



10. ábra. BaTiO₃ dielektromos állandójának (ϵ) veszteségtényezőjének ($\text{tg } \delta$) időbeli esése, 3,3 KV/cm térerősséggel rövid ideig tartó (1,5 perc) terhelés után; t = perc



8. ábra. Polietiléntereftálsavészter fólia szigetelési ellenállásának változása az üzemeltetési idő (t, óra) függvényében. T = 70 C°; U_{név} = 100. V; fólia vastagság = 3μ



11. ábra. (Ba, Sr) TiO₃ dielektromos állandójának (ε) és veszteségi tényezőjének (tgδ) időbeli lefolyása a Curie hőmérséklet felett, 1,5 percig 3,3 KV/cm télerősséggel való terhelés után; t = perc

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

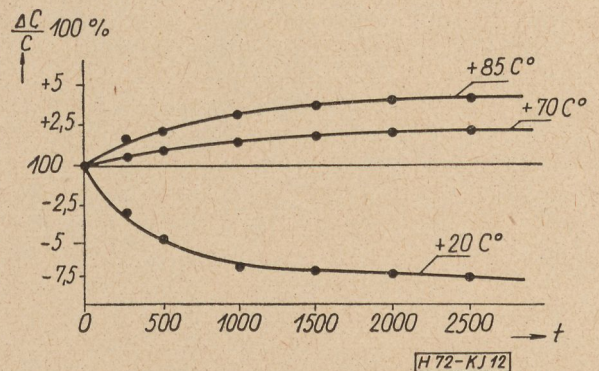
Egy másik gyakran bekövetkező meghibásodás a kontaktus megszakadása. Kontaktushibák úgy az anód, mint a katód oldalon felléphetnek. A bizonytalan kontaktusoknak az oka az anódon kialakított oxidréteg és a katódon levő természetes oxidréteg szokott lenni. Egyszerű nyomókontaktusok nem megfelelőek; sok 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 átütni). 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 szennyezési 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 meg bomlik, bekövetkezik a kondenzátor hőmegfűtése, elégése.

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 Al₂O₃ is oldódik. E korrózív 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 legtöbbszörre glikolban vagy glicerinben oldott bórsav és vizes ammónia. Az elektrolit hidrogénion koncentrációja PH = 4,5—5,5-del jellemezhető. Ha az ammónia egy része nincsen 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 SO₄²⁻ 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 gondoságot 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 δ), később a kapacitás csökkenni kezd, a teljes kiszáradás-kor pedig a kondenzátor elveszti kapacitását. E hiba különösen a mélyhőmérsékleten is működő kondenzátoroknál szokott gyakran előfordulni. E kondenzátorok elektrolitjának szokásos oldószere etilalkohol, alacsony forrás-

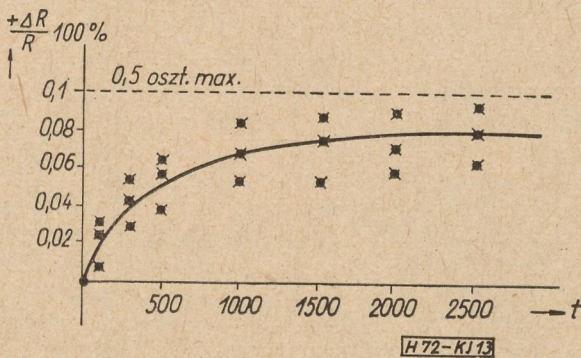


12. ábra. Elektrolitos kondenzátorok kapacitásának változása az üzemeltetési idő függvényében különböző környezeti hőmérsékletek esetében; C = 2 × 50 μF; U = 350/385 V; t = üzemeltetési idő órákban

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.

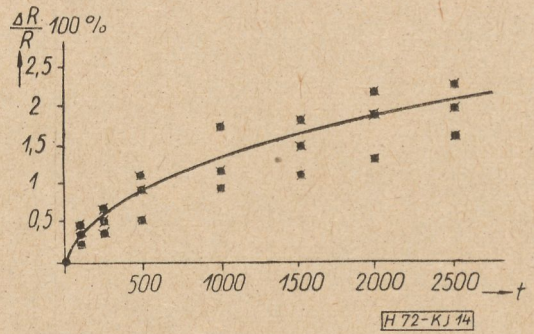
E példában ismertetett kristályos szenréteg krakkolási folyamatánál feltételeztük, hogy



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. ± 15 C°, a krakkolás sebessége egyenletes volt és viszonylag lassú ($0,5-1$ cm³ heptán/óra) és a réteg egyenletes vastagsággal épült rá a hordozótestre és azon jól megtapadt. (A hordozó test hőterjedési együtthatója közel azonos a kristályos szénével: $4-5 \cdot 10^{-6}/\text{C}^\circ$.) Ha ezek a feltételek nem teljesültek, a változások, bár hasonló jellegűek, mint fentiek, abszolút értékükben jóval nagyobbak. A 14. ábra egy $0,5-0,8$ Hgmm vákuumban krakkolt ellenállásréteg változását mutatja a tárolási idő függvényében.

Fenti ellenállásváltozások okát a kristályos réteg átrendeződésében kell keresnünk. A krakkolás után a réteg lehűlésekor a rétegben belső feszültségek keletkeznek. Az egyes elemi kristályok nyomást gyakorolnak szomszédaikra. Ennek következtében megindul a belső feszültségek kiegyenlítődének 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.

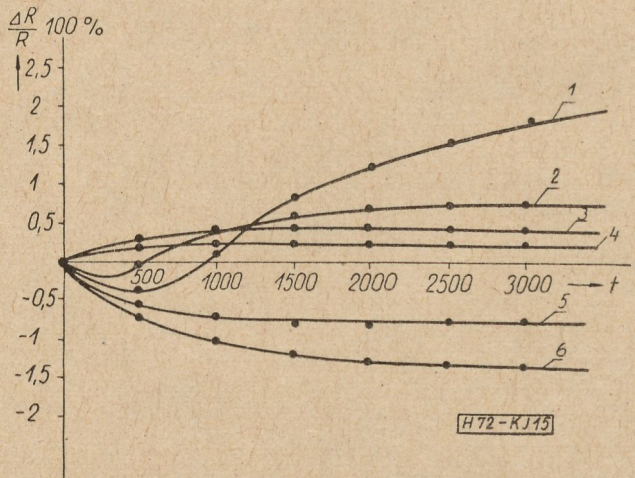


14. ábra. $0,5-0,8$ Hgmm vákuumban krakkolt kristályszenréteg ellenállások változása a raktározási idő függvényében; t = raktározási idő órákban

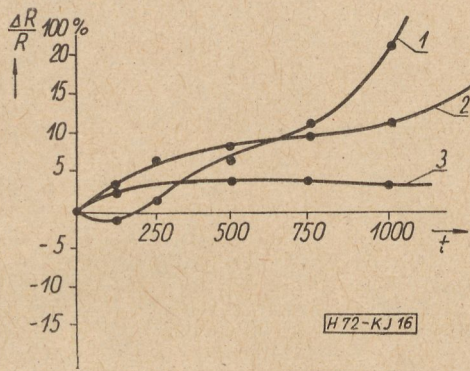
Az ellenállások tartós terhelésénél (váltakozó áramú terhelés) az ellenállások viselkedése már nem ilyen egyöntetű. Itt már egyes esetben ellenálláscsökkenés, más esetekben növekedés következhet be.

Az ellenálláscsökkenést sok esetben egyes elemi kontaktusok összeegése 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 szén szemcsék, melyek kis vezetőhidacskákat 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.

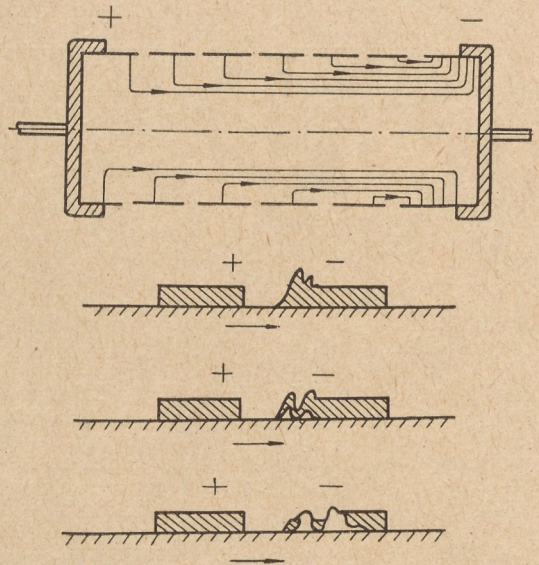
Súlyosabb hibákat okozhat a rétegvastagság ingadozása. Ha egy ellenállástesten belül a réteg-



15. ábra. Különböző kristályszenréteg ellenállások változása az üzemeltetési idő függvényében ($0,5$ watt, 100 Kohm); t = üzemeltetési idő órákban; 1 — a krakkolási vákuuma $0,5-0,8$ Hgmm; 2 — 2 osztályú ellenállás; 3 és 4 — $0,5$ oszt. ellenállás; krakkolási sebesség $0,5$ cm³ 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.

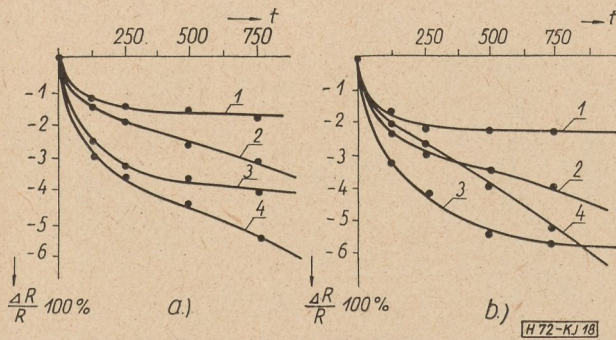
Egészen más viselkedést mutat a kristályszenréteg ellenállások viselkedése egyenfeszültségű terhelés alatt. Itt az tapasztalható, különösképpen a vékonyabb rétegeknél (nagyobb ellenállásérték), hogy az ellenállások érték-ingadozása sokkal nagyobb, mint váltakozó feszültség esetén. Hosszabb terhelési 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 felkészült ellenállás két szomszédos menete között ionok vándorolnak, elektrolízis játszódik le, az anódon (a pozitívabb feszültségű menetrészen) oxigén válik ki és a kristályos szénréteget 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 szénréteg már egyenfeszültségű terhelés során is kielégítő stabilitást mutatott [10].

17. ábra. A kristályszenréteg elektrokémiai bomlásának mechanizmusa

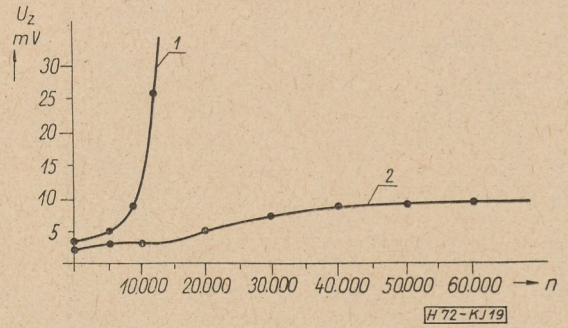
Lakkréteg és műgyanta bázisú tömör ellenállások (keverék ellenállások) élettartam viszonyai

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 szénréteg 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 (fenolfomaldehid); 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 kisfrekvenciák 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 ($1-20 \text{ mV/V}$). 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 körülforgatások 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 összehasonlódnia 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 ($<10 \text{ mV}$).

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 alkatrészgyártás 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. Houtz : 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 „ $D^*(m_e z) = \Delta_1(2z)$ ” 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



Újszerű kapcsolási megoldások az AM — FM szignálgenerátorban

KONKOLY TIHAMÉR

Műszeripari Kutató Intézet

A cikk a Műszeripari Kutató Intézetben kifejlesztett amplitúdó-, frekvencia- és videó modulálható szignálgenerátor műszaki adatainak rövid ismertetése után a készülékben levő újszerű kapcsolási megoldásokkal foglalkozik. Ezek közül részletesebben a következőket írja le: 1. frekvencia moduláció szimmetrikus oszcillátornál, 2. az oszcillátor-rezgőköri tekeres és a piszton attenuátor közötti csatolási tényező növelése, 3. nívó stabilizálás pisztonattenuátorral ellátott oszcillátornál, 4. a pisztonattenuátor és az amplitúdó modulátor egység illesztése, 5. a nagyfrekvenciás nívómérő hitelesítése.

1958-ban fejeződött be a Műszeripari Kutató Intézetben az új amplitúdó-, frekvencia- és videomodulálható URH szignálgenerátor fejlesztési munkálatainak első része. A következő évben a készülék gyártásra került és két kisebb sorozat el is készült belőle, egy harmadik pedig jelenleg befejezés előtt áll.

A fejlesztési munkák során (melyek 1959-ben sem szüneteltek) több újszerű kapcsolási megoldás született. Ez az ismertetés csak átfogó képet kíván adni anélkül, hogy a részletekbe túlságosan belemenne. Az egyes megoldások pontos kvantitatív tárgyalása túlságosan terjedelmes lenne, így meghaladhatná a cikk kereteit.

Nem lesz érdektelen néhány szóval összefoglalni magának a szignálgenerátornak jellegzetesebb tulajdonságait. Minden egyes pontnál megemlítjük, melyek azok a kívánalmak, amiket egy modern készüléknek teljesítenie kell.

Az említett tulajdonságok közül legfigyelemre méltóbb az, hogy a készülék a szokványos feladatkörön túl, hidak táplálására is alkalmas, mivel nagyszintű kimenetéből maximálisan 450 mV feszültség nyerhető.

Általában a frekvencia és videomodulálható szignálgenerátorok kimenő nívója 100 mV-nál nem nagyobb. Hidak táplálására külön nagyteljesítményű típusok léteznek. Ha ezt a két feladatot egyetlen készülék el tudja látni, az azt jelenti, hogy két szignálgenerátor helyett csak egyre van szükség. A megszokott rendszerektől való eltérés azonban elég sok nehézséget okozott. Ezek kiküszöbölése — éppen az ismertetendő újszerű kapcsolási megoldások segítségével — sikerült.

A frekvenciasáv alsó határa 4 MHz-nél van. A 4 MHz-es intercarrier középfrekvenciás transzformátorok hangolásánál van szükség ilyen — aránylag alacsony — frekvenciájú jelre.

A felső frekvenciahatár 240 MHz. Ez néhány megaherzcel több, mint a felső televízió csatornához tartozó legszaporább rezgés frekvenciája.

A kimenő nagyfrekvenciás jel feszültségének pontos ismerete elsőrendű fontosságú. Az elkerülhetetlen mérési hibát a feszültségmér-

és az utána következő osztó pontatlansága okozza. Mindkettőre külön-külön $\pm 10\%$ hibát szoktak megengedni. Ezt az értékét specifikáltuk szignálgenerátorunknál is. (A $\pm 10\%$ -ba beleértendő, a feszültségmérő, ill. osztó frekvenciahibája is!)

A kezelhetőséget nagyon megkönnyíti, ha a generátor kimenő nívója frekvenciaváltoztatás esetén csak kis mértékben ingadozik. Készülékünknel a nívóingadozás (sávon belül) 50 MHz-ig $\pm 3\%$, e fölött pedig $\pm 10\%$.

A generátor frekvenciamodulátora teljesíti a hasonló kategóriájú készülékek szokásos specifikációját. A maximális löket ± 100 kHz-nagyságú. A lökettorzítás ± 75 kHz esetén nem haladja meg az 5% -ot. Fontos szempont az, hogy a frekvencia modulálása ne okozzon számottevő amplitúdómodulációt. Általában az a kívánalom, hogy ± 100 kHz löketnél az amplitúdómoduláció maximális értéke 10% -nál kisebb legyen. (Ellenkező esetben alkalmatlan a készülék limiterék, aránydetektorok stb. amplitúdómoduláció elnyomásának vizsgálatára.) Generátorunknál az említett káros amplitúdómoduláció kicsi, 5% , vagy annál is kevesebb.

A következőkben felsoroljuk azokat a követelményeket, melyeket egy modern URH szignálgenerátor amplitúdómodulátornak teljesítenie kell.

Amplitúdómodulációnál a moduláló frekvencia tartomány magában foglalja a hangfrekvenciás sávot, ill. az e fölötti frekvenciákat is, kb. 20—100 000 Hz-ig, videomoduláció esetében pedig 0—6,5 mHz-ig terjedjen a sáv. Az előbbinél a modulációs torzításnak kicsinynek kell lennie, $m = 30\%$ -nál maximálisan 1—2% lehet. További fontos követelmény az, hogy az amplitúdó modulálása csak minimális frekvencia-modulációt okozhat ($m = 80\%$ esetén $\frac{\Delta f}{f} < 5 \cdot 10^{-5}$).

Ez a kikötés fontos következménnyel jár, nevezetesen kizárja azt, hogy az amplitúdó modulálása a nagyfrekvenciás oszcillátoron belül történjék. Kétségtelen, hogy ez lenne pedig a legegyszerűbb megoldás. Sajnos azonban ennél a módszernél elkerülhetetlenül fellép egy tetemes nagyságú ($m = 30\%$ -nál 100 kHz nagyságrendű) káros frekvencialöket. Szelektív körök vizsgálatára az ilyen rendszer e miatt nem is alkalmas. Ilyen célra csak olyan berendezés használható, melyben amplitúdómodulátor-egység van. Szignálgenerátorunkban is külön amplitúdómodulátort alkalmaztunk. (Ennek specifikációja kielégíti a fent részletezett követelményeket.)

Utóljára még megemlítjük azt, hogy a generátor kimenő impedanciájának minden frekvencián állandó értékűnek, célszerűen pl. 50 ohm-nak kell lennie.

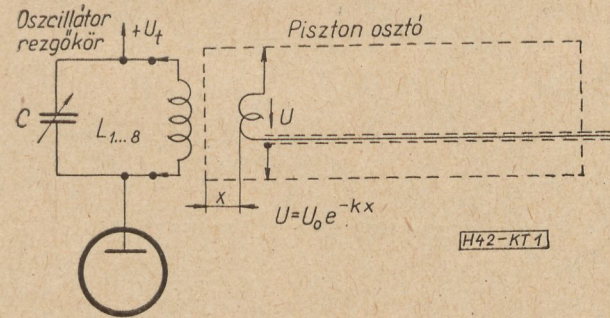
Az előzőkben felsorolt feltételek természetesen nem szabják meg egyértelműen a generátor rendszerét. Egyetlen további megkötéssel azonban eléggé leszűkíthető a lehetséges változatok száma: használjunk feszültségosztóként határfrekvencia alatti (ún. piszton) attenuátort.

Mi indokolja ezt a választást?

A pisztonattenuátor nevezetes jótulajdonságokkal rendelkezik. Ezek rendre a következők: 1. Nagy a feszültségosztás pontossága. 2. Ez a pontosság csak kismértékben frekvenciafüggő. 3. A feszültségosztás az elmozdulás függvényében logaritmikusan változik, ezért az osztó skálája is logaritmikus. (Ez előny, mert így a leolvasás relatív hibája állandó!) 4. A pisztonattenuátor igen egyszerű szerkezetű, ezért elkészítése könnyű. 5. Induktív piszton alkalmazása esetén könnyen lehet az oszcillátorból aránylag nagy teljesítményt kicsatolni.

Ennyi előny mellett hátrányai is vannak.

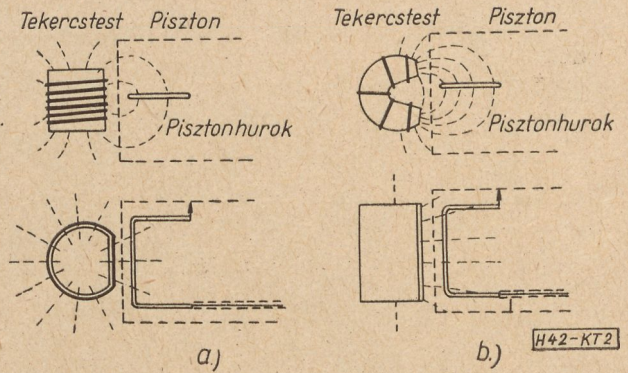
Ezek közül az egyik legkellemetlenebb az, hogy 4 MHz körül — tehát a sáv alacsonyfrekvenciás részén — kicsatolási nehézségek lépnek fel. A jelenség okát egyszerűen megérthetjük. Az induktív pisztonattenuátorokban mozgó kicsatolóhurok egy vagy több menete és az oszcillátorban a pisztont gerjesztő rezgőköri tekercse első közelítésben egy transzformátort alkot, a primer az oszcillátortekeres, a szekunder a kicsatoló hurok (1. ábra).



1. ábra

Az oszcillációs frekvencia folyamatos változtatását *C* forgókondenzátor végzi, míg a sáv-váltás *L* rezgőköri tekercs cseréjével eszközölhető. Az alacsonyabb frekvenciához tartozó tekercsek nagyobb induktivitásúak — nagyobb menetszámúak — mint a magasabb frekvenciákhoz tartozók. ($L_1 > L_2 > \dots > L_8$.) Az első sávon (4 MHz környékén) kell tehát a legnagyobb menetszám. Itt a legnagyobb az előbbi értelemben vett transzformátor menetszám-áttetele, egyben legkisebb a piszton kicsatolóhurokján fellépő nagyfrekvenciás feszültség, (ha a rezgőköri feszültséget minden sávon állandónak tételezzük fel).

A pisztonrendszerű feszültségosztóknak az alacsonyfrekvenciákon jelentkező közismert kicsatolási nehézségén úgy lehetne segíteni, hogy megváltoztatnánk a menetszám-átteletet. Adott kapacitású rezgőköri forgókondenzátor esetén *L* tekercshez nem nyúlhatunk (ha azt akarjuk,



2. ábra

hogy a frekvencia ne változzék), így maradna a kicsatolóhurok menetszámának növelése. Sajnos, ez sem a legtökéletesebb megoldás. A többmenetes pisztonhurok a felső frekvenciasávokban elhúzási jelenséget idézhet elő. A gyakorlat azt mutatja, hogy ebből és még más szempontból is az egymenetes hurok a kedvezőbb.

Mivel a menetszám-változtatás nem járható út, más megoldást kellett keresni. A szokványos hengeralakú rezgőköri tekercs és az egymenetes kicsatolóhurok közötti csatolási tényező kicsi. A 2a ábrán látható, hogy a rezgőköri tekercs által keltett indukcióvonalak közül aránylag kevés metszi a kicsatolóhurok síkját. De ha egy nagy permeabilitású (pl. ferrit) patkóalakú vasmagra csévéljük fel a rezgőköri tekercset és azt a 2b ábra szerint helyezük el a piszton-torok előtt, akkor az indukcióvonalak nagy része már átmegy a kicsatolóhurok síkján. A szóródás az előzőkhöz képest kisebb, megnő a csatolási tényező, ezzel együtt a kicsatolóhurokban fellépő feszültség is.

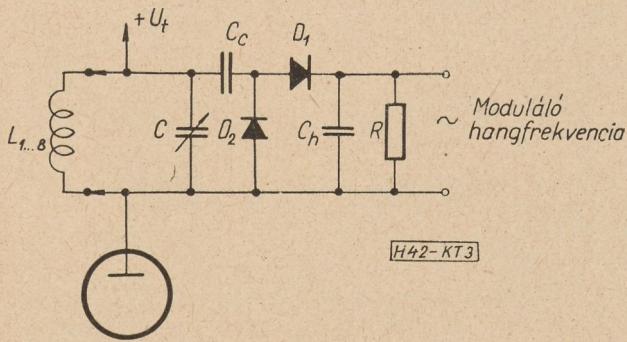
A szignálgenerátor oszcillátorának 8 frekvenciasávja közül az alsó 4-ben alkalmaztuk — a 2b ábra szerinti ferritmagos tekercset. A felső 4 sávban kicsatolási nehézségek nem voltak, ott a 2a ábra szerinti egyszerű tekercsforma is megfelelt.

A frekvencia modulálása magában az oszcillátorban történik. Az ismert frekvenciamodulációs rendszerek közül — számos jótulajdonsága miatt — az áramfolyási szög vezérlésén alapuló diódás megoldás látszott számunkra a legalkalmasabbnak. Ennek egy változatát a két diódás kapcsolást választottuk.

Elvi működése a 3. ábra alapján érthető meg.

Az *L* és *C* elemekből álló oszcillátor-rezgőköri tekercshez *C_c* csatoló kondenzátoron keresztül *D₁* és *D₂* dióda csatlakozik. Ezek végpontjait a paralel kapcsolt *C_h* kondenzátor és *R* ellenállás köti össze. Az öt elem tulajdonképpen egy *R* ellenállással terhelt feszültségkétszerező egyenirányítót képez. Hogy ez a kapcsolás miként használható a frekvencia modulálására, arról az alábbiak alapján alkothatunk magunknak közelítő képet:

Tegyük fel először, hogy *R* ellenállása zérus. *C_c* kondenzátor akkor párhuzamosan csatlakozik a *C* rezgőköri kondenzátorhoz, ugyanis egyik



3. ábra

félperiódusban D_1 , a másokban D_2 dióda tekinthető rövidzárnak. (A C_h kondenzátoron fellépő egyenfeszültség zérus.)

Ha R ellenállása végtelen nagy, akkor C_h kondenzátor a rezgőköri feszültség kétszeres csúcsertékeire töltődik fel, aztán nem folyik be több áram az egyenirányítóba. Felfogható úgy is, hogy ebben az esetben a rezgőkörrel egy zérus kapacitású kondenzátor csatlakozik párhuzamosan.

Akkor, ha R értéke a 0 és ∞ közé esik, C_c kapacitásának egy része fog hozzáadódni a C rezgőköri kondenzátor kapacitásához. (A C_h -n levő feszültség zérus és a kétszeres rezgőköri feszültség közötti értéket vesz fel.)

Ha most már R ellenállás értékét változtatjuk, változni fog a rezgőkörbe bevitt kapacitás értéke, így a rezgőköri frekvencia is. Frekvenciamodulálást végezhetnénk tehát pl. úgy, hogy R ellenállását időben változtatnánk.

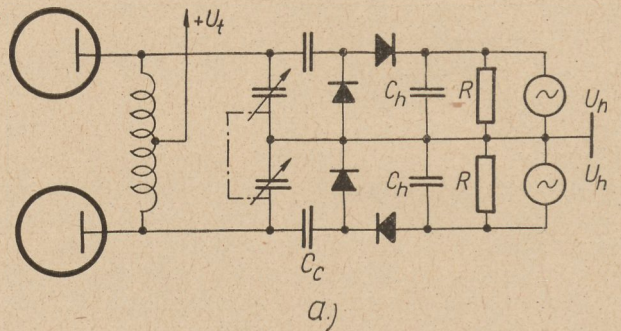
Teljesen hasonló hatás érhető el akkor is, ha nem R értékét, hanem C_h kondenzátor sarkain fellépő feszültség nagyságát változtatjuk. Ha tehát arra pl. szinuszos váltófeszültséget szuperponálunk, akkor az oszcillátor frekvenciája (jó közelítéssel) időben szinuszosan fog változni.

A szignálgenerátorban a két-diódás frekvenciamodulátort nem a 3. ábrán látható legegyszerűbb alakjában alkalmaztuk. A készülék oszcillátora szimmetrikus ellenütemű oszcillátor. Kíváncsatosnak látszott az, hogy a frekvencia modulálást létrehozó kapcsolás is szimmetrikus legyen, (ne vigyen be aszimmetriát az oszcillátor rezgőkörébe). A kézenfekvő megoldás az lenne, hogy az oszcillátor rezgőkörének két felére egy-egy 3. ábra szerinti kapcsolást alkalmaznánk (4a ábra). Ha a két modulátorfél azonos elemekből épül fel, akkor a középen végigvonuló vezeték (A-B) azonos potenciálú pontokat köt össze, tehát elhagyható. További egyszerűsítést jelent még az is, hogy a kapcsolásban levő 2—2 sorbakapcsolt dióda, kondenzátor, ellenállás és generátor összevonható úgy, mint az a 4b ábrán látható. A4b kapcsolás alig áll több elemből, mint a 3. ábra szerinti alapkapcsolás és emellett megvan az az előnye, hogy a szimmetrikus rezgőkört szimmetrikusan terheli.

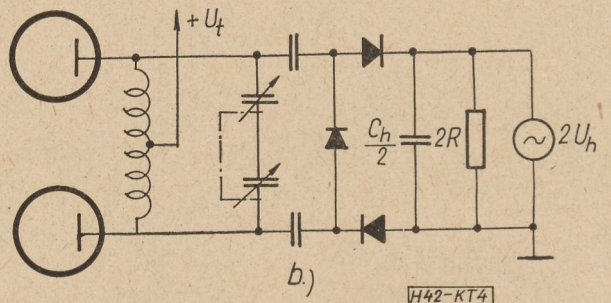
Azt már a bevezetőben említettük, hogy az amplitúdó modulálását nem lehet magában az oszcillátorban végezni. Ilyen megoldásnál

ugyanis elkerülhetetlenül fellép egy tetemes nagyságú frekvenciamoduláció is. Ha azt akarjuk, hogy az utóbbi elhanyagolhatóan kicsi legyen, az amplitúdó modulálását feltétlenül külön egységben kell eszközölni. Ez bizonyos szempontból egyszerűsítést jelent, ugyanis az oszcillátor—frekvenciamodulátor—attenuátoregység egy újabb tag beépítésével nem lesz még komplikáltabb. Sajnos az említett három részből álló komplexum és a külön amplitúdómodulátor összekapcsolása sem végezhető el minden nehézség nélkül.

Tudjuk azt, hogy a pisztonattenuátor osztása a pisztoncsőben mozgó hurok helyzetétől függ. A hurok végén fellépő feszültség a hely exponenciális függvénye. A felhasználóhoz egy kábel vezet. Ha ez a felhasználó felőli végén Z_0



a.)



4. ábra

hullámellenállásával megegyező ellenállással van lezárva, akkor reflexió nem lép fel és a lezáró ellenálláson, valamint a hurok végén fellépő feszültség egyenlő. Nem ez a helyzet akkor, ha a pisztonkábel végére az amplitúdómodulátor csatlakozik. Ennek bemenő impedanciája kapacitív jellegű és illesztetlen lezárást eredményez; a kábel két végén levő feszültség különbözni fog.

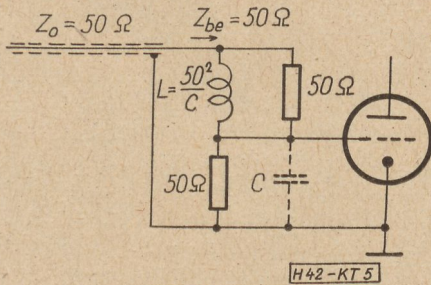
Önként kínálkozó megoldás a hiba elkerülésére az, hogy a modulátor kapacitív bemenetét — az ún. Boucherot kapcsolási elv segítségével — állandó impedanciájú (50 ohmos) négy-pólussá képezzük ki.

Az 5. ábrán felvázoltunk egy ilyen megoldást. Adott nagyságú C modulátor bemenő kapacitás mellett az ábrán bejelölt értékekkel a bemenő impedancia valóban 50 ohm nagyságú.

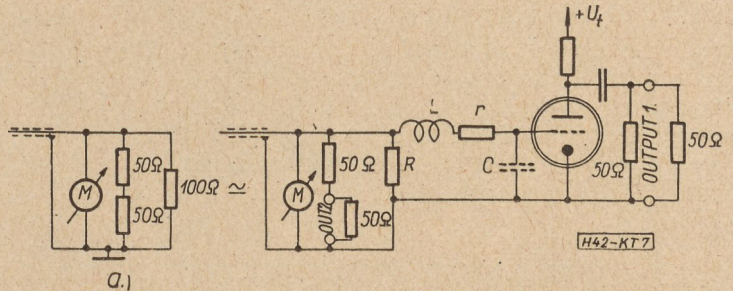
Az oszcillátor által szolgáltatott kb. 0,5 V feszültség tehát az amplitúdómodulátor bemenetére került és annak 20 dB-es csillapítása után

a modulátor kimeneten 50 mV (lezáratlanul 100 mV) feszültségként jelentkeznek. Ez körülbelül annyi, amennyit egy hasonló célra tervezett szignálgenerátortól megkövetelhetünk.

Az induktív piszton alkalmazása lehetővé teszi azt, hogy a kábelvégen fellépő 0,5 V-os feszültséget közvetlenül is felhasználhassuk.

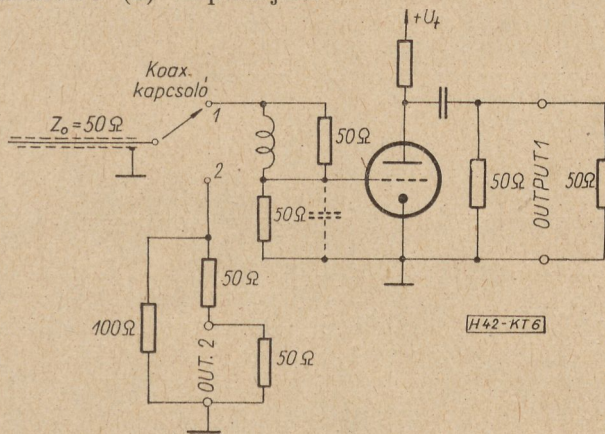


5. ábra



7. ábra

A 6. ábrán látható egy lehetséges megoldás. A pisztonkábel végét egy koaxiál kapcsolóval egyik esetben az amplitúdómodulátor bemenetére (1), másik esetben pedig nagyszintű kimenetre (2) kapcsoljuk.



6. ábra

Az ábra alapján láthatjuk, hogy a második esetben is biztosítva van a kábel 50 ohmos illesztett lezárása.

A kapcsolás egyik hibája az, hogy nehéz olyan Boucherot kapcsolást készíteni, amelyik széles frekvenciasávban (itt 4—240 MHz-ig) valóban állandó impedanciájú. A másik hátrány az, hogy a koaxiál kapcsolót kell használni. (Erre itt a reflexiók elkerülése miatt van szükség. Egyszerű kivitelű közös csatlakozó nem felel meg.) A koaxiál csatlakozó költséges darab, alkalmazása megdrágítja a berendezést.

A fenti két okot figyelembe véve a szignálgenerátornál nem a 6., hanem a 7b ábra szerinti megoldást használtuk. Ennek az a lényege, hogy a 7a ábrán látható — pontosan 50 ohmos ellenállású — komplexumban a jobboldali 100 ohmos tagot az amplitúdómodulátorral helyettesítjük. Ha az utóbbinak bemenő ellenállása éppen 100 ohmos lenne, az illesztés tökéletes maradna. Sajnos, ezt csak közelítően

tudjuk megvalósítani. Az eljárás a következő: ha az amplitúdómodulátor C bemenő kapacitásával r ellenállást és L tekercset kapcsoljuk sorba, valamint ezekkel az $R = \frac{2Z_0 r}{r - 2Z_0}$ ellenállást párhuzamosan, akkor $f_0 = \frac{1}{2\pi LC}$ frekvencián

a komplexum impedanciája éppen $2Z_0 = 100$ ohm nagyságú lesz, (az LCr soros kör rezonanciaellenállása ugyanis r nagyságú, de R akkora, hogy R és r eredője éppen $2Z_0$ a fenti feltétel szerint). Egy frekvencián tehát tökéletes a kapcsolás: a pisztonkábel illesztve van, az oszcillátorból kivethető a 0,5 V-os nagyfrekvenciás feszültség stb.

Ha az oszcillátor frekvenciája kissé eltér f_0 -tól, a kábel lezárása sem lesz pontosan Z_0 nagyságú. Minél nagyobb az eltérés, annál nagyobb az illesztetlenség, ill. a reflexió. Tegyük fel, hogy f_0 a felső határfrekvencia 0,7—0,8 szorosára, ($f_f = 240$ MHz esetén $f_0 = 180$ MHz). Ebben az esetben f_0 -nál nagyobb frekvenciáknál a modulátorkomplexum bemenő impedanciája nem tér el jelentősen $2Z_0$ -tól. Itt számottevő illesztetlenség nincs.

Nagy illesztetlenség lép fel azonban alacsony frekvenciákon. ($f = 0$ Hz körül pl. a modulátorhoz kapcsolt komplexum bemenő ellenállása R nagyságú lenne, és mivel általában R nagy 100 ohmhoz képest, a kábel a 7b ábra bal oldalán levő két 50 ohmos tag soros eredőjével 100 ohmmal volna lezárva. 100 ohmos lezárásnál a reflexió 50%-os.) Az illesztetlenség azonban a sáv alacsonyabb frekvenciás végén nem okoz bajt. Ha a kábel nem túlságosan hosszú, a kábel elején és végén levő feszültségek alig különböznek egymástól. Ha visszaemlékezünk éppen ez volt az elérendő célunk.

A fentiek megvilágítására szolgáljon az alábbi néhány számadat: a szignálgenerátor modulátorának bemenő kapacitása $C = 12$ pF. L értékét úgy választottuk meg, hogy $f_0 = 180$ MHz legyen. $r = 120$ ohm. (Ha r nagyon nagy lenne, jó volna az illesztés, de nagyon nagy volna a modulátorcső bemenetére jutó feszültségelosztás magas frekvenciákon.) $Z_0 = 50$ ohm és $r = 120$ ohm esetén $R = 600$ ohm. Kiszámítottuk azt, hogy a frekvencia függvényében hogyan változik a pisztonkábel mentén az állóhullám arány, továbbá mi a kábel két végén levő fe-

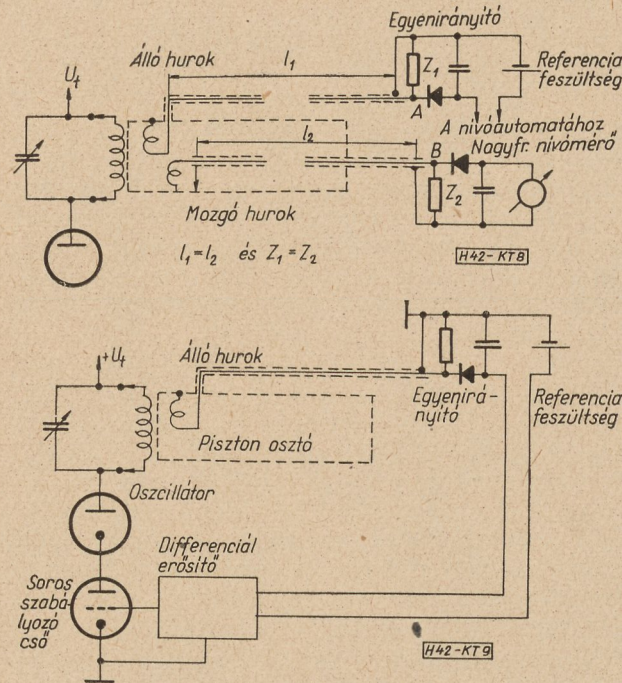
szültségek viszonya. A kábel elektromos hossza 65 cm.

Látható az, hogy a kábel két végén levő feszültség hányadosa 1 körüli érték. Az ettől való maximális eltérés 35%. A kábel hosszának és az f_0 rezonancia frekvencia helyének változtatásával mindig lehet egy olyan helyzetet előállítani, melynél az alsóny és magas frekvencián előálló eltérések kb. egyenlők lesznek.

A fentiekből az is megállapítható, hogy a modulátor bemenetének soros rezgőkörre való kiképzése egymagában még nem kielégítő. Abban az esetben, ha a feszültség mérését a 7b ábrán bejelölt helyen (tehát közvetlenül a modulátor bemenetén) végezzük, feszültségmérési hibát

képező hurkon levő feszültség — a hurok helyzetétől függően — mindig más és más. Nem lehet tehát erről venni a nívóautomata vezérléséhez szükséges feszültséget. Általános szokás, hogy azt a pisztoncsó oszcillátor felőli oldalába fixen beépített hurokról csatolják ki. A nívóautomata így ezen az álló hurkon levő feszültséget fogja állandó értéken tartani.

Ha azt akarjuk, hogy a mozgó hurokról elvezető kábel túlsó (terhelés felőli) végén levő feszültség — a hurok egy tetszőleges helyzetében — frekvenciától függetlenül állandó legyen, a kábelt illesztve kell lezárunk. Ha reflexió van, hiába tartja a nívóautomata állandó értéken az állóhurok feszültségét, a nívó a lezárás helyén hangolás esetén változni fog. A 7. ábra szerinti megoldásnál — 1. táblázat szerint — $\pm 17,5\%$ -os feszültség-ingadozás várható a hangolásnál még akkor is, ha a nívó-



8. ábra

nem követünk el. Mégis kellemetlen a fent vázolt hatás, mert növeli a kimenő jel szintjének ingadozását.

Vizsgáljuk meg a kérdést kissé tüzetesebben:

A szignálgenerátorok kezelését igen megkönnyíti az, ha hangolásnál — folyamatos frekvenciaváltoztatásnál, ill. a sáv váltásánál — a kimenőfeszültség szintje nem változik. A nívó állandó értéken tartását automatikus szabályozóberendezésekkel szokás végezni. Ezek működése általában azon alapul, hogy az egyenirányított kimenő nagyfrekvenciás feszültséget egy konstans, ún. referenciafeszültséggel hasonlítják össze, a különbözetet differenciálerősítővel erősítik és a felerősített jellel az oszcillátorcső anódáramát változtatva szabályozzák az oszcillátor nagyfrekvenciás feszültségét.

Kapacitív, vagy ohmos osztók használata esetén az osztó bemenetén levő nagyfrekvenciás feszültséggel vezérlik a nívóautomatát. Pisztonosztóknál más a helyzet. Itt az osztó kimenetét

1. táblázat

Frekvencia(MHz)	60	90	120	150	180	210	240
Állóhullám arány	1,58	1,38	1,21	1,12	1	1,1	1,13
A kábel végén lévő feszültség osztva a kábel elején lévő feszültséggel	1,35	1,28	1,05	1,01	1	0,99	0,98

automatánk tökéletes. Ezen a hibán a következő képpen lehet segíteni. Tegyük fel azt, hogy az állóhurok feszültségét nem közvetlenül annak végénél egyenirányítjuk, hanem egy kábellel elvezetjük. Legyen ennek hossza akkora, mint azé a kábelé, amelyik a mozgó hurokhoz csatlakozik. A kábel végét olyan műterheléssel zárjuk le, amelynek impedanciája megegyezik a mozgóhurok kábelének végét lezáró modulátor-egység bemenőimpedanciájával.

Azt állítjuk, ha a két kábel és a végükön levő lezárás elektromosan megegyezik, továbbá a nívóautomatát az állóhurokhoz csatlakozó kábel végéről vezéreljük, akkor a mozgó hurok kábelének végpontjain a feszültség (tökéletes nívóautomata esetén) állandó nagyságú lesz. A 8. ábrán vázoltuk fel a nívó szabályozásnak ezt a rendszerét.

Az állítás helyessége rögtön belátható, ha meggondoljuk azt, hogy az elektromos egyfomóság miatt az A és B pontokon levő feszültségek mindig azonosnak kell lennie.

Ha az álló és mozgó hurok elektromosan egyező a hurok induktivitása sem okozhat zavart. Tudnivaló, hogy az említett induktivitás miatt a hurok — mint feszültségforrás — nem zérus belső ellenállású, ezért a kábel bemenetére jutó feszültség nagysága a frekvencia növelésekor csökken, (állandó nagyságú indukált elektromotoros erő esetén). Ha nem alkalmazzuk

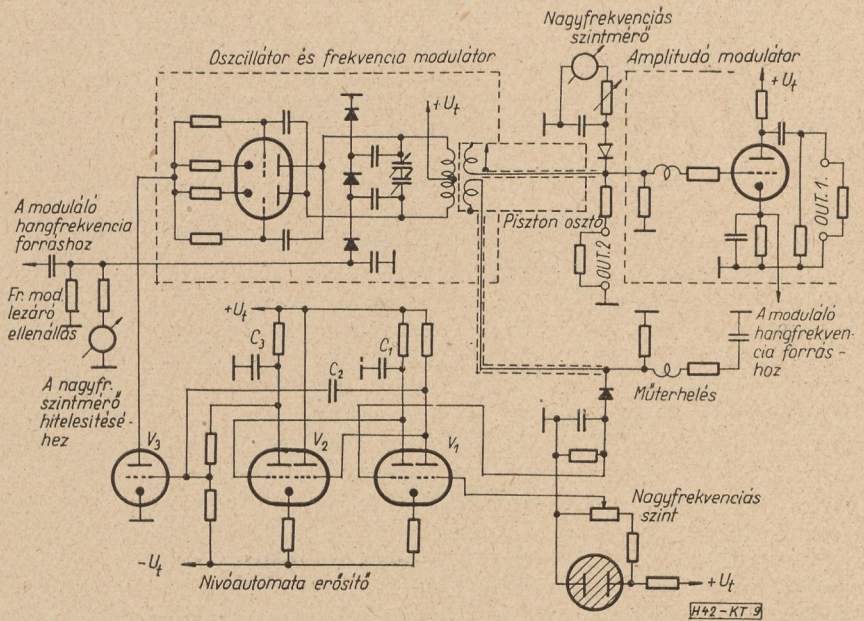
a 9. ábra szerinti megoldást, valamilyen módon gondoskodnunk kell a hurok-induktivitás csökkentéséről. Ez leg-egyszerűbben úgy érhető el, a hurokba egy ohmos ellenállást iktatunk. Az eljárásnak azonban megvan az a hátránya, hogy megnő a hurok belső ellenállása (a frekvenciafüggő rész csökken ugyan, de az ohmos rész nő). A belső ellenállás megnövekedése azt okozza, hogy a kábelre, így a fogyasztóra is, kisebb feszültség jut.

Szignálgenerátorunkban a fent leírt szabályozórendszert alkalmaztuk. A 8 sávra osztott frekvenciatartomány első 5 sávjában a hangolás közbeni nivóingadozás kisebb, mint $\pm 3\%$. Ugyan ez a 6—8 sávban $\pm 10\%$ alatti érték. Láthatjuk, hogy az 1. táblázatban megadott $\pm 17,5\%$ -hoz képest a javulás jelentős.* Jobb értékek is elérhetők lettek volna, ha a műterhelésnél a könnyebb elkészíthetőség kedvéért nem teszünk engedelményeket az elektromos minőség rovására.

A most ismertett rendszer akkor működik kielégítően, ha gondoskodunk arról, hogy hangolásnál a pisztoncső torkában levő álló hurok feszültsége állandó értékű maradjon. A feladatot egy nivószabályozó áramkör látja el. Elvi kapcsolása a 9. ábrán látható. A pisztoncsőbe fixen beépített hurok egyenirányított feszültségének és az ún. referenciasfeszültségnek a különbségét egy differenciálerősítő erősíti. Ennek kimenő jele az oszcillátorcsővel sorbakötött szabályozócsövet vezérli. A szabályozócső anódáramának megváltozása az oszcillátorcső anódáramváltozását és ezen keresztül az oszcillációs nivó változását okozza. Ha végtelen nagy lenne a differenciálerősítő erősítése, akkor a pisztonhurok egyenirányított feszültsége, mindig pontosan a referenciasfeszültséggel volna egyenlő.

Kérdés az, hogy 1—2%-os stabilitáshoz mekkora erősítésre van szükség!

A megvalósított oszcillátor—attenuátor komplexum olyan, hogy kb. 20-ezerszeres erősítés az, aminél a fenti követelmény teljesül. Ez a differenciálerősítőben használatos kettős triódák alkalmazása esetén két differenciálfokozattal valósítható meg, ha figyelembe vesszük még az utána következő szabályozócső kb. 20-szoros erősítését is. A nivóautomata erősítője tehát három fokozatból áll. Ez a megállapítás a begerjedési veszély szempontjából érdekes. A 9. ábrán látható rendszer tulajdonképpen egy visszacsatolt erősítő. A visszacsatolás (hangfrekvenciákon) az oszcillátorból, attenuátorból és



9. ábra

az utána levő egyenirányítóból (demodulátorból) álló bonyolult láncon keresztül történik. Ez a lánccal gyakorlatilag nem tol fázist, tehát az oszcillátor tápfeszültségére ültetett szinuszos jel és a pisztonhurok végén levő egyenirányító által demodulált jel azonos fázisban van. Az erősítő három fokozatú és mint ilyen, begerjedésre hajlamos. Valóban, ha az erősítő átviteli sávját nem szűkítjük le kb. 1 kHz-re, a rendszer magasfrekvencián (100 kHz körül) begerjed. A nivószabályozás szempontjából nem lenne hátrányos, az átviteli sáv szűkítése. A generátorral szemben támasztott követelmények ismertetésekor azonban említettük, hogy a frekvencia modulálása miatt előálló káros amplitúdómodulációt is csökkentenünk kell.

Mindenek előtt tisztázzuk, a káros amplitúdómoduláció jelenségének mibenlétét.

Keletkezésének oka, könnyen megérthető. Az oszcillátor rezgőkörére csatlakozó frekvencia-modulátor ohmosan is terhel. (A frekvencia-modulátor tulajdonképpen egy egyenirányító, mely ellenállással van lezárva. Az ellenálláson elvesző teljesítmény az oszcillátorból származik.) A frekvencia modulálásakor a rezgőkörbe bevitt veszteségi ellenállás a modulációt előidéző hangfrekvenciás jel frekvenciájának ütemében ingadozik. A rezgőkör veszteségének (jóságának) periodikus ingadozása a nagyfrekvenciás jel amplitúdómodulációját idézi elő.

Ez az utóbbi felfogható gyors nivóváltozásként is. Ha a nivóautomata erősítője átviszi a frekvenciamoduláló jel frekvenciáját, akkor csökkenti a „gyors nivóváltozást” — a káros amplitúdómodulációt — éppen úgy, mint ahogy a lassú nivóváltozásokat igyekszik mérsékelni.

A frekvenciamodulálást a hangfrekvenciás tartományban kell végezni, gyakorlatban 30 Hz és 15 kHz között. Ha tehát azt akarjuk, hogy ilyen frekvenciájú jelekkel végzett frekvencia-

* A $\pm 17,5\%$ számított érték. A valóságos ingadozás nagyobb!

moduláció esetén ne lépjen fel nagy káros amplitudómoduláció, a nívóautomata erősítőjének át kell vinni a 30 Hz-től 15 kHz-ig terjedő frekvenciasávban. Ez a követelmény ellentmondásban van a begerjedési veszély elkerülése miatt alkalmazott sávszűkítéssel.

Ilyen esetben az a gyakorlat, hogy „kétcsatornás” nívóautomatát építenek. Az egyik csatorna csak a zérus frekvencia környékén erősít — ez végzi a nagyfrekvenciás nívó stabilizálását — a másik a hangfrekvenciás tartományban erősít — ez szolgál a káros amplitudómoduláció elnyomására. A második csatornát természetesen úgy képezik ki, hogy ne álljon fenn a begerjedés veszélye, (tehát pl. kétfokozatúra készítik). A kétcsatornás rendszer jó, csak az a hátránya, hogy nagy elemszámot igényel, ezért bonyolult és drága. A szignálgenerátor nívóautomata erősítőjénél azt az egyszerű fogást alkalmaztuk, hogy a háromfokozatú erősítő egy fokozatát váltóáramú szempontból kiiktattuk. 0 Hz körüli frekvenciákon három fokozat működik, míg a hangfrekvenciás tartományban csak kettő. A 9. ábrán megfigyelhetjük, az elgondolás kapcsolástechnikai megvalósítását. (Ezen az elvi rajzon együtt láthatjuk különben mindazokat a megoldásokat, melyekről az eddigiek során szó volt.) A rajz alsó felében található nívóautomata erősítőt a V_1 kettős triódából álló szimmetrikus be- és szimmetrikus kimenetű, továbbá a V_2 kettős triódából álló szimmetrikus be- és aszimmetrikus kimenetű differenciál erősítőfokozat képezi, melyekhez a V_3 -as csőből álló további erősítőfokozat csatlakozik.

A zérus közelében levő frekvenciákon mindhárom fokozat működik. A hangfrekvenciás tartományban, ahol a kapcsolásban levő C_1 , C_2 és C_3 kondenzátorok impedanciája kicsi, ott az első fokozat aszimmetrikus kimenetűvé válik, a második fokozat pedig kiiktatódik, így a V_1 cső közvetlenül a V_3 fokozathoz kapcsolódik. A két fokozat erősítése elegendő ahhoz, hogy a káros amplitudóelnyomás még a legkedvezőtlenebb esetben (4 MHz-nél) is kielégítő legyen.

Végezetül még egy szokásostól eltérő megoldást ismertetünk.

Tudjuk azt, hogy ha diódás egyenirányítóval ellátott műszerrel mérünk váltófeszültséget; — kis szintek esetén — a voltmérőt esetről esetre hitelesíteni kell. Ennek szükségességét az indokolja, hogy a mérés pontosságát meghatározó tényezők között csökkenő feszültségeknél egyre inkább szerepet játszik a dióda karakterisztika alakja. Erről köztudomású, hogy mechanikus behatásokra, melegedésre, öregedésre stb. érzékeny.

A szignálgenerátor nagyfrekvenciás nívómérőjénél számolni kell az említett bajok előfordulásával. A mérendő maximális szint 0,5 V, emellett a mérési pontosságnak elég nagynek kell lennie.

Általános szokás ilyen esetben a nívómérőt — a mérés végrehajtása előtt — ismert nagyságú feszültséggel hitelesíteni. A hitelesítő jel frekvenciája egyszerűbb esetben a hálózati 50 Hz, de elő lehet azt állítani külön generátor segítségével is. Mindkét esetben vannak nehézségek. Az elsónél a feszültségmérés frekvenciahatárát ki kell terjeszteni 50 Hz-ig, a másodikonál viszont külön generátort kell alkalmazni. (A hitelesítő jelet magas nívón meg kell mérni. 5—10 V feszültség mérésénél már az egyenirányítóban levő dióda karakterisztikájának alakja csak kis mértékben befolyásolja a mérési pontosságot.) Ezután egy hiteles oszttóval le kell osztani a jelet, majd az így nyert alacsony szintű ismert nagyságú feszültséggel lehet a nívómérőt kalibrálni. A szignálgenerátorunk nagyfrekvenciás nívómérőjének hitelesítéséhez nincs szükség külön segédberendezésekre (nagy szintű feszültségmérő, oszttó, oszcillátor stb.). A készülékben meglévő alkatelmek felhasználásával tudjuk azt végrehajtani. Az egyszerűség azonban nem megy — mint majd látni fogjuk — a pontosság rovására.

Emlékezzünk arra, hogy a frekvenciamodulátor felfogható, mint egy feszültségkétszerező egyenirányító kapcsolat. A modulátor kimenetére kötött ellenálláson fellépő egyenfeszültség (egy meghatározott frekvencián) mindig arányos az oszcillátor rezgőkörén levő nagyfrekvenciás feszültséggel. Ha tehát az említett egyenfeszültséget valamely meghatározott értékre állítjuk (az oszcillátor áramának változtatásával), ezzel a rezgőkörön levő váltófeszültséget is meghatározott nagyságúra szabályoztuk. (Ez a feszültség az alacsonyabb frekvenciájú sávokon elég tetemes nagyságú. Az első sávon pl. 100 V fölött van.) Rendelkezésünkre áll tehát egy reprodukálható nagyságú nagyfrekvenciás jel. Ennek segítségével a másodikonak említett nívókalibrációt hajthatnánk végre, ha volna még egy hiteles oszttó. Szerencsés körülmény, hogy ez az oszttó a készülékbe beépítve megtalálható.

Az oszcillátor rezgőköri tekerese a piszton-torok előtt mindig azonos helyzetbe áll be. Ha a piszton kicsatoló hurokját is egy meghatározott helyre hozzuk a pisztoncsőben (pl. a torokban ütköztetjük), akkor a rezgőköri tekeres is a pisztonhurok egy meghatározott osztással rendelkező inaktív oszttót képez, mellyel reprodukálható nagyságú nagyfrekvenciás jelet tudunk a nívómérő bemenetére juttatni.

A fentiekből kitűnik tehát, hogy — már meglévő elemek felhasználásával — igen egyszerűen meg lehet oldani a nagyfrekvenciás feszültségmérő hitelesítésének problémáját. Mindössze a frekvenciamodulátor lezáróellenállásán kell (egy megfelelően előtézett deprez huroknak) egyenfeszültséget mérni és a pisztonhuroknak egy helyen való ütköztetéséről gondoskodni.

J. Radvány und Frau I. Abonyi: Das Projektieren von streng vorgeschriebenen Wechselfiltern.

Der Artikel befasst sich mit einer Methode mit deren Hilfe man Wechselfilter mit sehr strengen Reflexionsbedingungen projektieren kann, wobei verhältnismässig wenig Berechnungen benötigt werden. Die Methode beruht sich darauf, dass im Gegensatz zu den bisherigen Methoden die Komponenten der Wechselfilter in Form von beiderseitig zweifach gebneten Wellenfilter projiziert wird. Das zweifach gebnete Endglied wird in so eine kaum bekannte Form umwandelt, die an eine einfach gebnete Kette erinnert. Die umgewandelten, mit Halbgliedern endenden Filter können ähnlich zu Weichen vereint werden, wie die einfach gebneten. Der Artikel enthält ausser den theoretischen Grundsetzen auch die praktischen Tabellen und Diagramme, die zur Berechnung notwendig sind.

L. Nemes: Ablenkungstechnik der 110°-Empfangsfernsehröhre.

I. Ein Überblick über die Konstruktion und Anwendung der in der modernen Fernseh-empfangstechnik angewandten 110°-Fernsehröhren. Das Problem der Erzeugung der im Falle einer 110°-Fernsehröhre zur Elektronenstrahlableitung notwendigen Ablenkungsenergie. Einführung neuer horizontaler vertikaler Massverhältnisse bei der Herstellung von Empfängern. Ablenkungsspule mit grossem Wirkungsgrad.

II. Berechnung und Projektierung moderner Boosterspannungs-Endstufen.

III. Das Lösen von Bildlinearitätsproblemen. Anwendung rückgekoppelter Verstärker bei Ablenkungssystemen.

J. Katona: Lebensdauerprüfung der Kondensatoren und Widerstände

Die zeitliche Grenze der Arbeitsfähigkeit der Fernmeldebauelemente (Kondensatoren, Widerstände, Potentiometer) wird durch das Auftreten der zufälligen und tendenziösen Beschädigung der Arbeitsfähigkeit bestimmt. Die Ursachen der Fehler tendenziösen Charakters sind meistens in den physikalischen und chemischen Prozesse zu suchen, die in der Struktur des, das elektrische Feld tragenden Materials ablaufen. Ein Teil der von den Prozessen verursachten Änderungen kann auch theoretisch durch Rechnungen gefolgt werden. Der Verfasser beschreibt ferner die einzelnen Resultate der Lebensdauerprüfungen der Kondensatoren, Widerstände und Potentiometer, die in verschiedenen Betriebsarten ausgeführt werden.

T. Konkoly: Neuartige Schaltungslösungen in den AM-FM Signalgeneratoren

Nach kurzer Beschreibung der technischen Daten der in dem Forschungsinstitut für Messindustrie ausgearbeiteten amplituden-, frequenz- und videomodulierten Prüfender beschäftigt sich der Autor mit den neuartigen Schaltungslösungen in Apparaten. Eingehend beschreibt er folgende: 1. Frequenzmodulation bei symmetrischen Oszillatoren, 2. Vergrößerung des Kopplungsfaktors zwischen der Oszillatorspannungskreissspule und dem Pistondämpfer, 3. Niveaustabilisierung bei mit Pistondämpfer versehenen Oszillatoren, 4. Die Einheit Anpassung des Piston- und des Amplitudenmodulators 5. Die Eichung des Hochfrequenzspannungsmessers.

J. Radvány and Mrs. I. Abonyi: Planning of Directional Filters of Strict Specification.

The paper presents a method by the aid of which directional filters with very strict specification concerning reflexion factor can be planned with rather little work of calculation. The basis of the procedure is, that the components of the directional filters differing from the former methods are planned in the form of double derived matching image-parameter-filter. The double derived ending is transformed by it into such a less known form, which has a construction reminding of the onefold derived filter. The filters ending with the transformed half-sections can be united to a directional filter in the same way as the onefold derived matching filters. The paper contains besides the theoretical argumentation a table and diagram necessary for practical calculation.

L. Nemes: Deviation Technic of 110°-Receiving Picture Tube

I. Survey of the construction and application of the 110°-picture tube used in the modern television receiving technic. Problem of the production of deviation energy necessary to deflect cathode-ray in the case of 110°-picture tube. Introduction of new horizontal and vertical aspect ration in the manufacturing of TV-receiver. Deflection coil of high efficiency.

II. Calculating and planning of the modern booster voltage final stage.

III. Solution of problems concerning image linearity. Application of feed-back amplifiers in the vertical deflection systems.

J. Katona: Durability test of capacitors and resistors

The temporal limit of the functioning of the basic telecommunication components (capacitors, resistors, potentiometers) is determined by the accidental and tendentious failures. The accidental failures are of statistical nature. The causes of the tendentious kinds of failures are to be found mostly in the physical and chemical processes going on in the structure of the material bearing the electric field. A part of the changes caused by the processes can also be followed by means of calculation. The paper further describes certain results of the durability tests in different operation manners concerning different kinds of capacitors, resistors and potentiometers.

T. Konkoly: Modern Circuit Arrangement in the AM-FM Signalgenerator

The paper deals with the modern circuit arrangement of the equipment after giving a short review of the technical data of amplitude-, frequency- and videomodulated signal generators developed in the Measuring Instrument Research Institute. Out of these the following are described in details: 1. frequency modulation in symmetrical oscillators, 2. the increasing of the coupling factor between the oscillator tuning coil and the piston attenuator, 3. level stabilisation of an oscillator supplied with a piston attenuator, 4. connection between the piston attenuator and amplitude modulator, 5. calibration of the high frequency level.

MAGYAR HIRADÁSTECHNIKA

Felelős szerkesztő: Balogh Pál — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest, V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. — Telefon: 113-450

Felelős kiadó: Solt Sándor — Megjelent 1230 példányban

60.10621 Egyetemi Nyomda, Budapest, Dohány utca 12.

Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hirlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 15 Ft, egész évre 30 Ft. Egyes szám ára: 5 Ft. Megjelenik kéthavonta — Csekk számlaszám: egyéni 61.254, közületi 61.066 vagy átutalás az MNB 47. sz. folyószámlájára)

FELHÍVJUK FIGYELMÜKET AZ ALÁBBI SZAKKÖNYVEKRE

Benz:	RÁDIÓTECHNIKA (Erősítés, vétel, adás)	kötve 85,— Ft
Büscher:	RÁDIÓ ÉS ELEKTROTECHNIKA MINDENKINEK I—II.	kötve 74,— Ft
Ignatyev:	TÁVOLBALÁTÁS	kötve 25,— Ft
Grodnyev:	HÍRKÖZLŐ KÁBEL	kötve 72,— Ft
Szigorszkij:	NÉGYPÓLUSOK ELMÉLETE	kötve 43,— Ft
Gellért:	A RÁDIÓVEVŐKÉSZÜLÉK 3. kiadás	fűzve 24,50 Ft
Magyari:	ELEKTRONCSÓATLASZ I. (Vevőcsövek)	kötve 69,50 Ft
Shockley:	FÉLVEZETŐK ELEKTRONFIZIKÁJA (Tranzisztorok)	kötve 84,— Ft
	RÁDIÓTECHNIKAI KISLEXIKON (Szerkesztő: Szabó György)	kötve 55,— Ft
Richter:	ULTRARÖVIDHULLÁMŰ ÉS TELEVÍZIÓS ZSEBKÖNYV 2. KIADÁS	kötve 44,— Ft
Pabst:	RÁDIÓHIBAKERESÉS 2. kiadás	kötve 25,50 Ft
Starr:	RÁDIÓHÍRKÖZLÉS	kötve 150,— Ft

Rádiótechnika könyvei:

Florián Endre:	HULLÁMTERJEDÉS	fűzve 11,— Ft
Kiss László:	MIKROFONOK	fűzve 6,— Ft
Lamoth Emil:	HANGSZÓRÓK	fűzve 6,— Ft
Sulgin:	RÖVIDHULLÁMŰ AMATŐR VEVŐKÉSZÜLÉK	fűzve 10,— Ft
Kulikovszkij:	ÚJDONSÁGOK A RÁDIÓAMATŐR VÉTELTECHNIKÁBAN	fűzve 14,— Ft
Gyöző-Konkoly:	HANGFREKVENCIÁS GENERÁTOROK	fűzve 16,70 Ft
Magyari Endre:	GRAFIKUS SZÁMÍTÁSOK A HÍRADÁSTECHNIKÁBAN	fűzve 8,— Ft
Golubcov:	ELEKTROMECHANIKUS RÁDIÓ-FREKVENCIÁS SZŰRŐK	fűzve 4,40 Ft
Korszunskij-Szimonov:	ELEKTRONIKUS HANGSZEREK	fűzve 6,— Ft
	HÍRADÁSTECHNIKAI KÖNYVEK BIBLIOGRÁFIÁJA ÉS ISMERTETÉSE	fűzve 30,50 Ft

Közeljövőben megjelenő szakkönyvek:

Domsch—H. Günter:	HÍRADÁSTECHNIKAI TRANSZFORMÁTOROK	ára kötve kb. 30,— Ft
Mayer:	IMPULZUSKÓD—MODULÁCIÓ	ára kötve kb. 15,— Ft
Ferenczy Pál:	TELEVÍZIÓ HIBAKERESÉS	ára kötve kb. 40,— Ft

Fenti könyvek beszerezhetők, illetve megrendelhetők az
ÁLLAMI KÖNYVTERJESZTŐ VÁLLALAT
könyvesboltjaiban

Szakkbott:

„ERKEL FERENC” KÖNYVESBOLT
Budapest, VII., Lenin körút 52.

TÍZÉVES A MAGYAR MŰSZAKI KÖNYVKIADÁS

A MŰSZAKI KÖNYVKIADÓ
MEGHÍVJA ÖNT
A BUDAPESTI IPARI VÁSÁRON
RENDEZENDŐ

NEMZETKÖZI MŰSZAKI KÖNYVKIÁLLÍTÁSRA

A kiállításon

MAGYAR

SZOVJET

NÉMET

CSEH

SZLOVÁK

ROMÁN

*sakkönyveket és folyóiratokat
mutatunk be a Művész sétányon
a Szovjet pavilonnal
szemben*

1960 MÁJUS 20-30 KÖZÖTT

MŰSZAKI KÖNYVKIADÓ