

50.163
ORSZÁGOS
KÖNYV-
TÁR

XV. ÉVFOLYAM 9. SZÁM, 257—288 OLDAL
BUDAPEST, 1964. SZEPTEMBER HÓ

9

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

MOLNÁR PÁL: BHG gyártmányú 400 vonalas Crossbar alközpont. Méretezési alapelvek	257
SZABÓ ENDRE: Hangfrekvenciás ferritek dezakkomodációjának vizsgálata	260
BREBOVSZKY JUDIT: Az előfizetői távbeszélő rendszer minőségének meghatározása nemzetközi paraméterekkel ...	265
SZABÓ ILONA: Hangfrekvenciás generátorok	271
TILESCH LEÓNÉ: A nemzetközi előfizetői távválasztás bevezetése a magyar telek hálózatban.....	280
Szabadalmi szemle	279
Műszaki Könyvnapok, 1964. X. 19.—XI. 6.	284
Kütföldi események	285
Szemle	259, 264, 270
Tartalmi összefoglalások	286
Обобщения	286
Zusammenfassungen	286
Summaries	286
Résumés	287

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

Szerkesztő bizottság: ALMÁSSY GYÖRGY kandidátus, BARTA ISTVÁN akadémikus, BATTISTIG GYÖRGY, BÍRÓ FERENC, BUDAI LAJOS, CZEGLÉDY GYÖRGY, ERDÉLYI JÁNOS kandidátus, GERGELY ÖDÖN, GIBER JÁNOS, kandidátus, KATONA JÁNOS, a műszaki tudományok doktora, KÖMÜVES FRIGYES kandidátus, MAGÓ KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, NOVÁK ISTVÁN, POGÁNY KÁROLY, VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tudományok doktora, VIG ISTVÁN.

Index: 52.375

HÍRADÁSTECHNIKA — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. Telefon: 113—450. Felelős kiadó: SOLT SÁNDOR. A lap megjelent 1400 példányban. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a posta Központi Hírlapirodánál (Budapest V., József nádor tér 1. Telefon: 180—850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 24 Ft, egész évre 48 Ft. Egyes szám ára: 4 Ft. Megjelenik havonta. Csekk számlaszám: Egyéni 61,254, közületi 61,065 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” P. O. B. 149 Budapest 62.

64.5779 Egyetemi Nyomda, Budapest

MOLNÁR PÁL

Beloianisz Híradástechnikai Gyar

BHG gyártmányú 400 vonalas Crossbar alközpont. Méretezési alapelvek

ETO 621.395.344. 6

Amikor 1958-ban a BHG-ban a 400 vonalas Crossbar rendszerű alközpont tervezése megkezdődött, meg kellett találni a tervező kollektívának az új rendszer forgalmi sajátosságaihoz illeszkedő számítási és méretezési eljárást is. Ehhez a munkához elég jó alapot adott a már akkor is meglehetősen terjedelmes külföldi ezirányú irodalom, de éppen mert az új magyar központtípus több újszerű megoldást is tartalmazott, sok olyan probléma is felmerült, amelyet önállóan kellett megoldani. Voltak olyan kérdések is, amelyeknek exakt matematikai megoldása még ma sem ismeretes, elsősorban a bonyolultabb lépcsőzések és kevert kapcsolások forgalomáteresztő képességének meghatározásával kapcsolatban. Ezeknek a vizsgálatára a közelítő számítások elvégzésén kívül forgalommodellt terveztünk és építettünk, amelyen mesterségesen keltett forgalommal igen nagyszámú mérést is elvégeztünk. A gyakorlat igazolta a számítások és mérések helyességét, ma már több nagy forgalommal terhelt központ van üzemben ebből a típusból Magyarországon, amelyek a forgalmi csúcsokat is kifogástalanul elbírják.

A számítási módszer alapjai

A 400 vonalas központtípus — amint a cikksorozatunkból már ismeretes — közös vezérlésű, link kapcsolású gépfokozatokból álló kapcsolómezőt tartalmaz. Link kapcsolású fokozatok méretezésére

Ch. Jacobaeus, a svéd Ericsson gyár műszaki igazgatója dolgozott ki általánosan használható mérnöki számítási módszert. Az alapvető összefüggés legegyszerűbben egy — az 1. ábra szerinti — kétfokozatos elrendezésen értelmezhető. Ha valamely bemenetről a kimenetek egyik irányával kell kapcsolatot létesíteni, akkor a kapcsolat sikerének nemcsak az a feltétele, hogy a kívánt iránynak legyen legalább egy szabad vonala, hanem az is, hogy a be- és kimenet közötti link is szabad legyen. Nem építhető fel a kapcsolat, ha nincs olyan szabad link, amelyen át szabad kimenet elérhető. Ha $G(p)$ függvény annak az állapotnak a valószínűsége, hogy egy gépről induló m számú linkből p számú foglalt, $H(m-p)$ pedig annak, hogy a szabad $m-p$ számú linkhez tartozó kimenetek foglaltak, akkor ezek valamennyi kombinációjának szorzata.

$$E = \sum_{p=0}^m G(p) \cdot H(m-p)$$

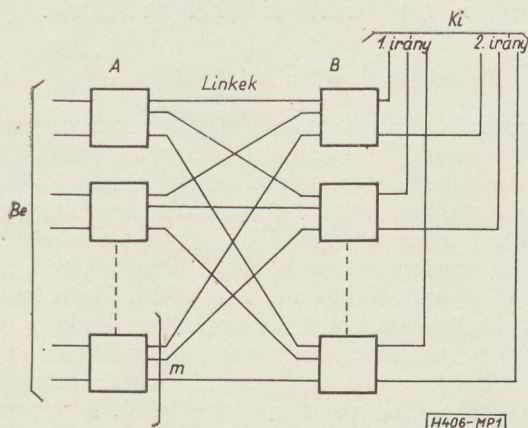
a veszteséget adja. $G(p)$ és $H(m-p)$ függvények valamely ismert forgalomeloszlási függvénnyel adhatók meg.

Az összefüggés többfokozatos elrendezésekre is érvényes, ilyen esetekben fenti függvények összetett valószínűségeket.

Forgalomeloszlás

A fenti alapösszefüggés — amely önmagában is már néhány közelítő feltételt tartalmaz — attól függően ad megbízható eredményt, hogy a $G(p)$ és $H(m-p)$ függvények helyébe írt forgalomeloszlás-függvény mennyire felel meg a valóságos forgalom alakulásának. Kis vonalcsoportokban általában a Bernoulli, nagy csoportokban pedig az Erlang eloszlás feltételezése közelíti meg leginkább a valóságot a tapasztalatok szerint. Tekintettel az alkalmazott kapcsológép kis „ívpontkapacitására” ($m = 10$) a linkeken joggal tételezhető fel a Bernoulli eloszlás, míg a 2. gépfokozat kimenetein inkább Erlang eloszlás lesz, hiszen ezek mindegyike meglehetősen nagyszámú forgalomforrás által érhető el ($k \cdot m$).

Bizonyos mértékig más azonban a helyzet olyan esetben, amikor több fokozat vezérlése történik egy közös vezérlő áramkörrel. Ilyenkor ugyanis a vezérlő áramkörnek lehet egy forgalom irányító tevékenysége.

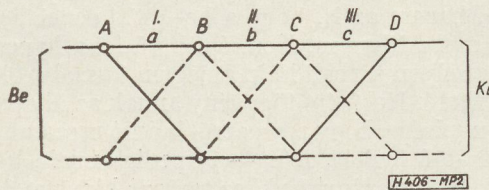


1. ábra. Kétfokozatos link kapcsolású mezőelrendezés

ge is, azaz pl. az érkező újabb hívásokat mindig a kevésbé terhelt csoportok felé irányítja. A forgalomelosztás ekkor már nem lesz véletlenszerű — ami feltétele az Erlang eloszlás érvényességének, hanem a már fennálló állapottól függ, és inkább a Bernoulli eloszlással írható le mind a linkeken, mind a kimeneteken. Éppen ezért a 400 vonalas alközpont-típus méretezésénél a Bernoulli eloszlás feltételezéséből indultunk ki.

Többszintű kapcsolás vesztesége

A központban a kapcsolás jellege szerint különböző számú fokozat vehet részt egy kapcsolat felépítésében. A 400 vonalas központtípusban a vonalválasztás jellegű kapcsolások négy, a csoportválasztásjellegűek három fokozaton át történnek. Mivel a csoportválasztás jellegű kapcsolások mindig visszavezethetők vonalválasztásra, elegendő az utóbbival foglalkozni. Egy négyfokozatos kapcsolás szimbolikus jelölését mutatja a 2. ábra. Minden multiplikált kapcsológépet egy kis karika ábrázol, a gépeken csak az első és utolsó (induló és érkező) linkek terhelését (forgalmát) a , b , c rendre az egyes fokozatok közötti szakas-



2. ábra. Többszintű elrendezés szimbolikus jelölése

szakban (I., II. és III.) az ábra szerint. Ha a $G(p)$ függvényt rendeljük az A szakasz linkjeihez, akkor

$$G(p) = \sum_{p=0}^m \binom{m}{p} a^p (1-a)^{m-p}$$

p számú A link foglaltságának valószínűsége. A $H(m-p)$ függvényt a további B és C szakaszokhoz rendeljük, ez tehát egy összetett valószínűség lesz. Legyen annak a valószínűsége, hogy az n számú „ C ” link közül x számú foglalt

$$H(x) = \sum_{x=0}^n \binom{n}{x} c^x (1-c)^{n-x}$$

a közlenső B fokozatban csak azok a linkek használhatók a kapcsolásra, amelyek egyrészt az $(n-x)$ számú szabad D linkhez, másrészt az $(m-p)$ számú szabad A linkhez egyidejűleg kapcsolhatók. Hogy valamennyi közlenső ilyen B link foglalt egy adott helyzetben, annak valószínűsége

$$b^{(n-x)} \cdot (m-p)$$

és ezzel

$$\begin{aligned} H(m-p) &= \sum_{x=0}^n \binom{n}{x} c^x (1-c)^{n-x} \cdot b^{(n-x)} \cdot (m-p) = \\ &= \left(c + b^{m-p} - c \cdot b^{m-p} \right)^n \end{aligned}$$

és így a veszteség valószínűsége

$$E = \sum_{p=0}^m \binom{m}{p} a^p (1-a)^{m-p} \cdot (c + b^{m-p} - c \cdot b^{m-p})^n$$

Ez az összefüggés egyaránt használható a 4 fokozaton át történő vonalválasztás és a három fokozaton át történő csoportválasztás veszteségeinek számítására. Az összefüggés fenti formájában egy ún. szabályos elrendezésű kapcsolómezőt tételez fel, azaz feltételezi, hogy a második fokozat minden gépéről a harmadik fokozat minden gépe elérhető, és viszont. Ez a feltétel a gyakorlatban nem mindig teljesül, sőt — amint az eddigi ismertetésekből már látható volt — a gépek kimeneteinek a száma sem mindig egyforma. Ezért a gyakorlati felhasználás igényei szerint esetenként módosítani kell a fenti alapösszefüggést, amely módosítás — mint jó közelítő megoldás — a kitevők megfelelő módosításából áll.

Vezérlő áramkör vesztesége

A közös vezérlő áramkör veszteségének a meghatározása más módon történik, mint a kapcsolómező veszteségé. A vezérlő áramkör szempontjából ugyanis a rendszert várakozásos rendszernek kell tekinteni. Az igénylők — ha rövid ideig is — de várakozhatnak a vezérlő áramkörre. Ilyen esetben a veszteség nem, vagy nemcsak elvesztett hívásokban, hanem várakozási időben jelentkezik. A megengedett várakozási idő általában nem nagyobb két másodpercnél.

Cromelin angol mérnök dolgozott ki közelítő módszert az állandó tartásidőjű közös vezérlő berendezések várakozásos rendszerű veszteség számítására (1932—33). Közelítő feltételek, hogy az igények végtelen számú forrásból érkezhetnek, és hogy egy igény sem vész el addig, míg lebonyolításra nem kerül. Az eljárás a veszteséget olyan formában adja meg, hogy a hívások hány százalékának kell egy előre meghatározott időn túl várakoznia.

Az átlagos várakozási idő Molina (USA) szerint közelítőleg

$$M = a \frac{(1-a)^2}{h} \cdot \frac{1-a^2}{2}, \text{ ahol}$$

M a várakozási idő, „ a ” a vezérlő áramkör terhelése Erlangban, h a vezérlő áramkör tartásidője.

Veszteség meghatározása mérésrel

A számítások még az aránylag egyszerű esetekben sem adnak mindig pontos eredményt a számos közelítő feltétel bevezetése miatt, amelyek nélkül viszont megoldhatatlan volna a veszteség meghatározása. Ezen túl a kapcsolómezőben olyan megoldások is vannak, amelyekre nem is lehet valamennyire is megbízható számítási formulákat találni. Ezért már a 400 vonalas alközpont tervezésekor szükség volt olyan berendezésre, amely mesterséges forgalmat képes keltetni és ezzel a forgalommal a kapcsolómező egy modelljén a veszteséget mérni is lehet. A kapcsolómező modelljét is a berendezésnek kell tartalmaznia olyan formában, hogy az esetenként más és más link-

kapcsolású vagy lépcsőzött gépfokozatok utánzására legyen képes.

A BHG-ban megépített berendezés két részből áll, a mesterséges forgalomkeltő generátorból, és egy kapcsolómező modellből.

A mesterséges forgalomkeltő generátor az ún. roulett-elv alapján működik. A keltett forgalom jellege olyan, hogy a hívások tartásideje, és a hívások között eltelt időszakok hossza is exponenciális eloszlású. A hívás keletkezésének valószínűsége eszerint, c hívássűrűség esetén

$$P_k = c \Delta t$$

egy Δt hosszúságú elemi időközön belül, a hívás végződésének valószínűsége pedig

$$P_v = \frac{\Delta t}{t_k}$$

ha t_k az átlagos tartási idő.

Ha feltételezzük, hogy t időpillanatban x számú kapcsolat áll fenn, akkor a két valószínűség viszonya

$$\frac{P_k}{P_v} = \frac{c \cdot \Delta t \cdot t_k}{x \cdot \Delta t} = \frac{y}{x}$$

lévén $c \cdot t_k = y$ a teljes forgalom. A hívások keletkezésének a valószínűsége tehát úgy aránylik a hívások megszűnésének a valószínűségéhez, mint az Erlangban kifejezett forgalom a foglalt vonalak számához. Ezt a viszonyt egy roulett állítja elő gyakorlatban, amely $y + x$ számú diszkrét helyzetet bír (x állandóan változik). Ha a roulett y jelű

ponton áll meg, új hívás keletkezik, ha x jelű ponton, egy kapcsolás bontásra kerül. A roulettet a gyakorlati megoldásban egy forgó kereső típusú gép helyettesíti, amely állandóan forog. A megállításához szükséges hazard impulzusokat kritikusan beállított jelfogók szolgáltatják.

A kapcsolómező modellje egy, több részből álló jelfogómező, amelyben minden jelfogó egy-egy összeköttetést helyettesít. A jelfogók elengedett vagy működött állapota jellemző az illető összeköttetés szabad vagy foglalt voltára. A jelfogómezőkhöz egy vezérlő berendezés tartozik, amely egy változtatható program útján lehetővé teszi, hogy a linkeket reprezentáló jelfogók különféle szabályok szerint legyenek egymással összekapcsolhatók, és ezzel különféle kapcsolómező elrendezések legyenek utánozhatók.

Összefoglalás

A 400 vonalas központtípus tervezésekor a Crossbar központok méretezésének csak az alapjait teremtetjük meg, és bár ezek az alapok azóta is helyeseknek bizonyultak, szükség van a módszerek elméleti és gyakorlati továbbfejlesztésére. A vonatkozó szakirodalom tanúsága szerint ez a kérdés ma is gyors ütemben halad előre, de ezenkívül az egyre nagyobb és bonyolultabb berendezések a BHG fejlesztési programjában is új megoldásokat és problémákat vetnek fel. Ma már a régi, kisméretű mesterséges forgalomkeltő berendezés sem alkalmas minden probléma megoldására, ehelyett újabb, korszerű számológépeken végezhető szimulációs mérési módszerre kell gondolni.

SZEMLE

Összeállította: SZILÁRD ZOLTÁN

Gyors kapcsoló tranzisztorról számol be az Instrument Practice 1964 februári száma.

A Thorn Electronics Ltd. által kifejlesztett 2N2784 $n-p-n$ szilícium tranzisztor gyors kapcsoló üzemben és UHF célokra alkalmazható.

Az erősítés-sávszélesség szorzat 1000 MHz, ezenkívül mikroamperektől 50 mA-ig igen kedvező a frekvenciamenet. A tranzisztor feléledési ideje kevesebb mint 5 ns.

Egy megvalósított kétfokozatú visszacsatolt erősítő a fenti tranzisztorokkal 100 MHz-es sávszélességgel 23 dB erősítést nyújtott.

*

Az amerikai Varian Associates szállította a világ eddigi legnagyobb radarberendezéséhez a klisztronokat — írja a Microwave Journal 1964. januári számában.

A csillagászati célokat szolgáló lokátor Puerto Ricóban épült fel.

Két 10 láb hosszú VA-842 típusú klisztron 2,5 megawatt teljesítményt szolgáltat. A berendezést 40 000-szer hatásosabbnak becsülik a szakértők, mint a Milton Hill radart, amellyel először sikerült kapcsolatba lépni a Vénusszal.

Az 1000 láb átmérőjű antennát a hegyek között, egy természetes teknőben építették fel.

A Merkurral, a Vénusszal és a Marssal történő radar-kapcsolat felvétele előre láthatólag lényegesen könnyebb lesz, sőt arra számítanak, hogy a Jupiter földközeli való tartózkodásakor evvel a bolygóval is sikerül érintkezésbe lépni.

A Nachrichtentechnische Zeitschrift írja 1964 januári számában:

Az Egyesült Államokban olyan műbolygók építését tervezik, amelyek helyettesítenék a nemzetközi jéghegymegfigyel, szolgálatban alkalmazott hajókat. A műbolygók a sarkokon átmenő pályákon keringenek, és elhaladva a meteorológiai ill. oceanográfiai megfigyelőállomások felett, azokkal rövid időre kapcsolatot vennének fel. A megfigyelőállomásokat bolygók, ballonok és jéghegyeken akarják elhelyezni, működésük automatikusan, kezelőszemélyzet nélkül történik; az átmenetileg tárolt adatokat pedig az ember által irányított megfigyelőállomások felett elhaladva közölnék.

*

Folkestone és Calais között 3 évig működött egy 1,7 GHz-es berendezés. Az angol Standard és a francia LMT ennek helyébe most állított fel egy 4 GHz-es szélessávú összeköttetést. Calaisban erősítőállomáson keresztül Lille-ig további 100 km távolságban halad az összeköttetés.

Telefónia és TV részére közös antenna szolgál. A haladó hullámú erősítők 5 W teljesítményt adnak. A parabolikus reflektorokat hullámvezető köti össze a berendezéssel.

A La Manche-csatorna feletti szakaszon fázis diversitit alkalmaznak. Komplet tartalékegység áll rendelkezésre automatikus átkapcsolással.

Két és fél éves üzemeltetés alatt a berendezésekben bekövetkezett hiba miatt 0,0004% volt az üzemszünet. Ez kb. 3 órát tesz ki.

Hangfrekvenciás ferritek dezakkomodációjának vizsgálata

ETO 621.318.134.029.4:621.317.411

Az átviteltechnikában alkalmazott hangfrekvenciás ferritekkel szemben támasztott egyik igen fontos követelmény a stabilitás. Ismert jelenség, hogy mágneses, hőmérsékleti, vagy mechanikai behatásnak kitett ferritek permeabilitás-értéke a behatás után megnövekszik, majd hosszú időbeli csökkenés következik be, melynek során a ferrit permeabilitása eléri a behatás előtti értéket, illetve még az alá csökken. A permeabilitás ilyen módon való időbeli csökkenését dezakkomodációnak nevezzük.

Nem szándékozunk a jelenség magyarázatával részletesen foglalkozni. Tény, az, hogy már sok kutató foglalkozott a dezakkomodáció magyarázatával, mindeddig azonban elméleteik nem adtak megnyugtató, egyöntetű választ. A kutatás során azonban sikerült tisztázniuk, hogy egyes paraméterek a ferrit gyártása során (pl. a kémiai összetétel, gyártási technológia) hogyan befolyásolják a stabilitás értékét [1, 2, 3, 4]. Jelen cikkben csupán a dezakkomodáció tulajdonságaival, a méréshez szükséges berendezéssel, továbbá a különböző vizsgálati módszerekkel foglalkozunk.

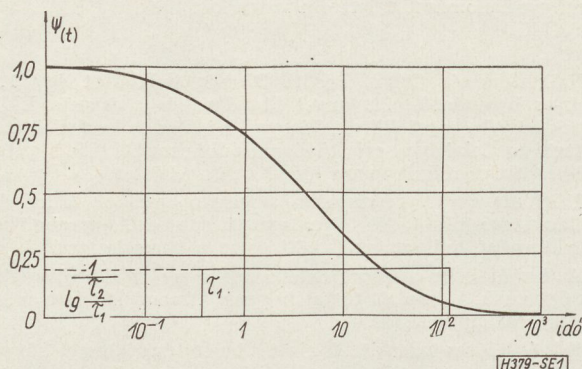
Ferritek dezakkomodációjának tulajdonságai

A permeabilitás időbeli csökkenése relaxációs jelleget mutat (1. ábra), mely leírható a Richter-típusú utóhatás függvényével [5, 6]:

$$\psi(t) = \int_0^{\infty} \frac{g(\tau)}{\tau} \exp(-t/\tau) d\tau$$

ahol $g(\tau)$ az eloszlás sűrűség függvénye
 τ a relaxációs idő

Az eloszlás normális (Gauss) eloszlásnak vehető, mely bizonyos határok között helyettesíthető az egyszerűbb számítás kedvéért négyszög eloszlással.



1. ábra. Példa a Richter típusú függvényre

Eszerint,

$$\begin{aligned} \text{ha } \tau < \tau_1 & \quad \text{akkor } g(\tau) = 0, \\ \text{ha } \tau > \tau_2 & \quad \text{akkor } g(\tau) = 0, \\ \text{ha } \tau_1 < \tau < \tau_2 & \quad \text{akkor } g(\tau) = (\lg \tau_2 / \tau_1)^{-1} \end{aligned}$$

$$\text{így } \psi(t) = \frac{1}{\lg \tau_2 / \tau_1} \int_{\tau_1}^{\tau_2} \frac{1}{\tau} \exp(-t/\tau) d\tau$$

A τ_1 és τ_2 a feltételezett τ eloszlás alsó és felső határa, mely értékeket úgy kell megállapítani, hogy az utóhatás-függvény a lehető legjobban megközelítse a kísérleti eredményeket.

A ferritek dezakkomodációjának számszerű kifejezésére egységesen elfogadott összefüggés még nincs. Az IEC idevonatkozó ajánlása csupán a következő kifejezést tartalmazza [7]:

$$D = \frac{\mu_1 - \mu_2}{\mu_1} \times 100$$

ahol D = dezakkomodáció, mint a kezdeti permeabilitás százalékos változása,

μ_1 = kezdeti permeabilitás a teljes demagnetizálás után, meghatározott időpontban,

μ_2 = kezdeti permeabilitás a teljes demagnetizálás után, egy későbbi meghatározott időpontban.

A fenti kifejezés hátránya, hogy az általa kapott érték csak akkor használható fel a tervezéshez, ha ismerjük a mérési időpontokat. Megfelelőbbnek látszik a DIN-ben található összefüggés [8]:

$$\frac{d}{\mu_1} = \frac{\mu_1 - \mu_2}{\mu_1^2} \cdot \frac{1}{\lg t_2 / t_1}$$

ahol d/μ_1 = relatív dezakkomodációs tényező

Az irodalomban találkozhatunk még a DA_{rel} jelöléssel is [9], mely szintén a relatív dezakkomodációs tényezőt jelenti. Ugyancsak ismeretes az alábbi kifejezés, melyet a „permeabilitás időbeli instabilitásának” nevezzünk [10]:

$$i_z = \frac{\mu_{A2} - \mu_{A1}}{\mu_{A1} \lg t_2 / t_1} = \frac{L_2 - L_1}{L_1 \lg t_2 / t_1}$$

Az egységnyi permeabilitásra vonatkoztatott értéke a „fajlagos instabilitási tényező”:

$$i_z / \mu_A = \frac{\mu_{A2} - \mu_{A1}}{\mu_{A1}^2 \lg t_2 / t_1}$$

Hazánkban ez utóbbi kifejezés használata terjedt el, mely csupán előjelben tér el a relatív dezakkomodációs tényezőtől. Az alábbi táblázat tartalmazza néhány gyártmány fajlagos instabilitási tényezőjét.

Gyártmány	Típus	μ_A	$-i_z/\mu_A \cdot 10^6$
Siemens	1100N22	1300	4
Siemens	2000N28	2200	3
Valvo	3B2	900	< 8
Valvo	3B5	1400	< 6
Valvo	3B7,3H1	2300	< 4
Krupp	C3	1000	< 8
Krupp	D1	2000	< 8
Krupp	D1S2	2400	< 4
Krupp	D1S3	2200	< 5
Krupp	D1S4	2000	< 4
Mullard	„Yellow” Range	1000	7
Mullard	„Violet” Range	1850	4,3
HAGY	M1100	1100	< 10

Ahhoz, hogy világosabban lássuk a fajlagos instabilitási tényező jelentését, tételezzük fel, hogy az $i_z/\mu_A = -10 \cdot 10^{-6}$, legyen a kezdeti permeabilitás értéke $\mu_A = 1000$, továbbá vizsgáljuk a változást 1 idődekádában, tehát $t_2/t_1 = 10$, akkor az

$$\frac{L_2 - L_1}{L_1} = -1\%$$

ahol L_1 a t_1 időpontban, L_2 pedig a t_2 időpontban mért inductívitás értéke.

Tekercsek tervezésénél felhasználható az a tulajdonság, hogy a permeabilitás, bizonyos mértékű nyírásával hasonló mértékben csökken a tekercs inductívitásának százalékos időbeli változása [11], tehát fennáll az az összefüggés, hogy

$$\frac{L_2 - L_1}{L_1} = \frac{i_z}{\mu_A} \mu_g \cdot \lg \frac{t_2}{t_1}$$

ahol $\mu_g =$ nyírt permeabilitás

A fenti példánknál $\mu_g = 100$ esetén az egy idődekádra eső inductívításváltozás $-0,1\%$ lesz.

A mérőberendezés leírása [12]

A mérőberendezés tervezésénél tekintetbe kellett vennünk azokat a paramétereket, melyek a mérés pontosságát leginkább befolyásolják. Ilyen például a vizsgálati hőmérséklet, a mérőáram stb. A berendezés blokk-sémáját a 2. ábra mutatja.

A permeabilitás változás kimutatását inductívitás mérésre vezetjük vissza, melyhez Siemens gyártmányú Rel 3 R 119C típusú Konstanz-Messbrücke hidat használunk. A mérőhíd segítségével $2 \cdot 10^{-5}$ relatív inductívitás változás még kellő biztonsággal kimutatható, egy inductívitás etalonhoz viszonyítva. Fennáll az az összefüggés, hogy

$$L_x = L_N \cdot \frac{1 + \Delta}{1 - \Delta}$$

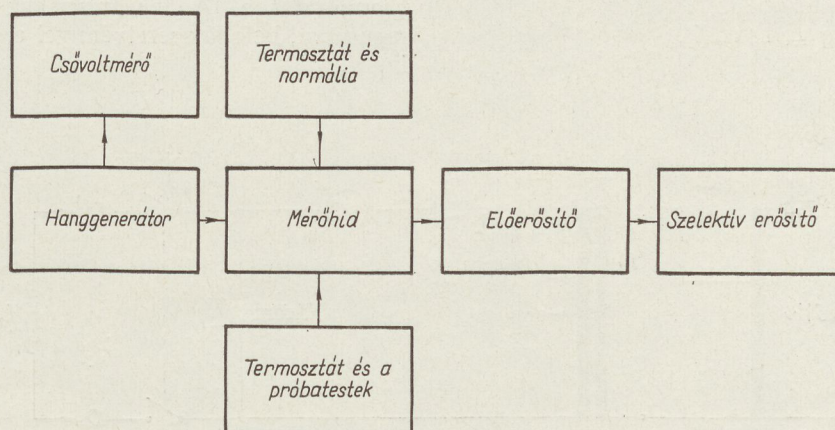
ahol az $L_x =$ a próbatest inductívitása

$L_N =$ az etalon inductívitása

$\Delta =$ a mérőhídon leolvasott érték

A mérés akkor a legpontosabb, ha Δ értéke a lehető legjobban megközelíti a 0 értéket. Ez a feltétel viszont akkor teljesül, ha a mérendő próbatest inductívitása megközelíti az inductívitás etalon értékét. Célszerűségi okokból az inductívitás etalont 1 mH értékre készítettük. Felépítésére igen nagy gondot fordítottunk. Légmagos tekercs, melyet epoxigyantával való kiöntés után külön erre a célra készített termosztátba helyeztünk.

A híd mérőfeszültségét az Orion gyártmányú 1113/S típusú nagy stabilitású RC generátor szolgáltatja. A mérőfrekvencia 10 kHz. Ennél nagyobb frekvencia értéket nem ajánlatos alkalmazni az esetleges szórt kapacitások miatt, kisebb frekvenciával viszont a próbatesten megjelenő mérőáram növekedne meg. A híd-feszültség nagyságának felső határát megszabja az a követelmény, hogy a mérés a Rayleigh-tartományon belül történjen kb. 2 mOe térerősség mellett. A híd-feszültség alsó határát az indikátor érzékenysége szabja meg. Tekintetbe véve, hogy a mérendő próbatestek impedanciája közel azonos az inductívitás etalon impedancia értékével, a híd felépítéséből következik, hogy a próbatestre jutó feszültség jó



H 379-SE 2

2. ábra. Mérőberendezés blokk-sémája

megközelítéssel a híd feszültség fél értéke. A fenti megfontolások alapján a híd feszültséget 50 mV-ra választottuk, melyet a generátor kimenetére kapcsolt csővoltmérő segítségével ellenőrizünk. A híd hibafeszültsége, tekintettel az igen kis szintre egy 30 dB-es előerősítőn keresztül kerül a Távközlési Mérőkészüléket Készítő és Javító KTSZ gyártmányú szelektív erősítőre.

A szige'előlapra csatlakozóval felszerelt mérendő próbatestet thermosztátba vannak helyezve. Bármelyik próbatest kapcsoló segítségével a mérőhídra kapcsolható. A thermosztát laboratóriumi szárító szekrényéből készült céljainknak megfelelően, és alkalmas egyszerre 100 db próbatest elhelyezésére. A hőmérsékletet kontakt hőmérő érzékeli. A belső hőmérséklet $30\text{ }^{\circ}\text{C} \pm 0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$. Ez a hőmérsékleti ingadozás megengedhető, ha tekintetbe vesszük, hogy általában a vizsgált ferritek fajlagos hőfoktényezője $TK/\mu_A < 2 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$. A thermosztát hőmérséklete magasabb hőfokra is beállítható, ami a későbbiekben tárgyalt hőmérsékleti behatásnál bír jelentőséggel.

Vizsgálati módszerek

Különböző vizsgálati módszerek ismeretesei [13, 14, 15]. Bármelyik módszert is alkalmazzuk, mindekelőtt a próbatesteket elő kell készíteni a vizsgálatra: mérőtekercssel kell ellátni, illetve ún. „fiatalításnak” kell alávetni. A „fiatalítás” hatására a próbatest permeabilitása megnövekszik, közel a gyártása utáni értékére. Az egyik „fiatalítási” eljárás a próbatest Curie-hőmérséklet fölé való felmelegítése. Hátránya, hogy hosszadalmas, és a vizsgálat közvetlen a fiatalítás után nem kezdhető el. Előnyösebb a változóáramú demagnetizálás alkalmazása, melynek lényege, hogy változóárammal telítésbe visszük a próbatestet, kb. 5 s-ig, majd fokozatosan 0 értékre csökkentjük az áramot kb. 10 s alatt. Ettől az értéktől kezdve számítjuk a mérési időt.

A 3. ábrán látható demagnetizáló egységgel a „fiatalítás” könnyen végrehajtható. A demagnetizáláshoz szükséges áramot a következő képlet segítségével számíthatjuk ki:

gyűrű alakú próbatestek esetén

$$I = \frac{\hat{H} R_K}{0,282N}$$

ahol I = gerjesztő áram effektív értéke A-ban kifejezve

$\hat{H}$ = a ferritben fellépő térerősség csúcserőssége Oe-ben kifejezve

R_K = a gyűrű közepe sugara cm-ben kifejezve

N = a tekercs menetszáma

fazékmagok esetén

$$I = \frac{\hat{H} (l_K + \mu_A 0,1 \cdot \delta)}{1,77 N}$$

ahol l_K = a mágneses anyagban levő közepe erővonal hossza cm-ben kifejezve

δ = fazékmagban levő légrés hossza mm-ben kifejezve. $\hat{H} = 5$ Oe térerősség általában elegendő ahhoz, hogy a próbatest telítésbe kerüljön.

A méréshez a próbatesteket tekercssel kell ellátni. A gyűrű alakú anyagoknál ez megegyezik a gerjesztő-tekercsel. A fazékmagokat azonban külön tekercssel kell ellátni. A szükséges menetszámot a következő képlet segítségével számolhatjuk ki:

gyűrű alakú próbatesteknél

$$N = 10^3 \sqrt{\frac{L}{4,61 \cdot m \cdot \mu_A \cdot l_g \frac{D}{d}}}$$

ahol L = induktivitás mH-ben

D = a gyűrű külső átmérője cm-ben

d = a gyűrű belső átmérője cm-ben

m = a gyűrű magassága cm-ben

fazékmagok esetén

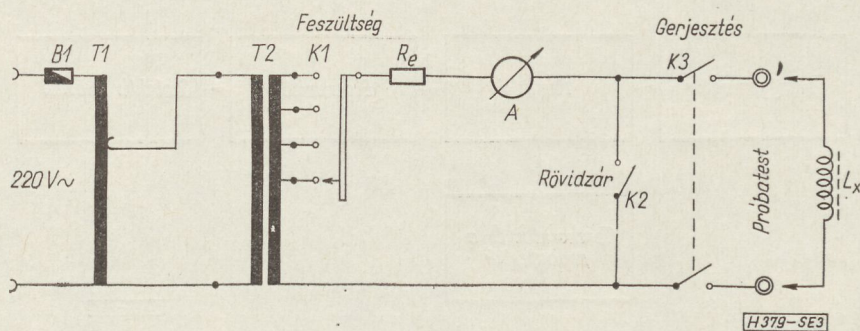
$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

ahol L = az induktivitás nH-ben

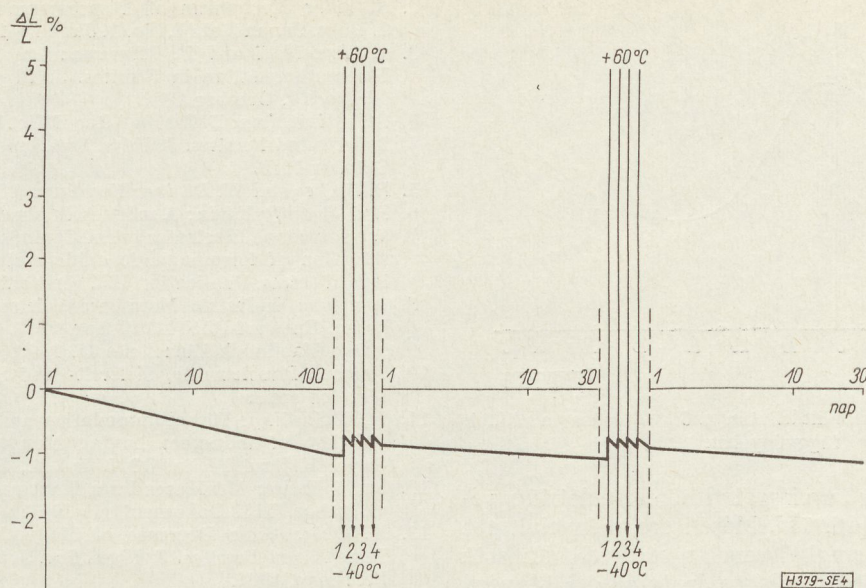
A_L = formatényező nH/N^2 -ben

Esetünkben az induktivitási értéket a már közölt megfontolás alapján 1 mH értékre kell tervezni.

A tekercselés után a próbatesteket a kontaktusokkal ellátott szigetelő lapra erősítjük, és behelyezzük a thermosztátba. A fazékmagokat araldittal összeragasztva, befogó szerelvénnel erősítjük a szigetelő lapra.



3. ábra. Változóáramú demagnetizáló egység



4. ábra. Dezakkomodációs görbe

A dezakkomodáció tulajdonképpeni vizsgálata a gyűrűknél 1 nappal, a fazékmagoknál 4 nappal a demagnetizálás után kezdődik. Nincs értelme a fazékmagoknál a méréseket hamarabb elkezdni a ragasztó anyag hosszú kötési ideje miatt, mely kezdetben bizonytalanságot okoz.

A méréseket kezdetben naponként, később két-naponként, majd hetenként kétszer végezzük 100 napig. Az induktívitas százalékos változását grafikonon az idő logaritmikus függvényében ábrázolva egyenest kapunk eredményül (4. ábra). A 10 és 100 napos mérési értékből számoljuk ki a fajlagos instabilitási tényezőt.

A 100 napos dezakkomodáció vizsgálata után a próbatesteket naponta egyszer hőmérsékleti behatásnak vetjük alá, négy napon keresztül. A próbatestek egy részén $-40^\circ\text{C}/+60^\circ\text{C}$, a másik részén $+30^\circ\text{C}/+60^\circ\text{C}$ hőmérsékleti behatást alkalmazunk. A behatás előtt a próbatesteket $+30^\circ\text{C}$ hőmérsékleten megmérjük, majd a $-40^\circ\text{C}/+60^\circ\text{C}$ behatásra kijelölt tekercseket a termosztátból kiemelve és hűtőszekrényben -40°C -on tartjuk 1 óra hosszán keresztül. Ezután fél óráig szobahőmérsékleten tartjuk, majd visszahelyezve a mérőtermosztátba a termosztát hőmérsékletét 60°C -ra növeljük. Másfél óra múlva valamennyi magot megmérjük, majd leszabályozva a hőmérsékletet $+30^\circ\text{C}$ -ra másfél óra múlva a mérést megismételjük.

A mérési eredmények azt mutatják, hogy az anyag permeabilitása $+60^\circ\text{C}$ -on a hőmérsékleti tényezőtől függően általában megnövekszik. Visszahűtve $+30^\circ\text{C}$ -ra a permeabilitása nem csökken le a behatás előtti értékre az anyag instabilitása miatt. (Ezt a tulajdonságot a hőfoktényező mérésénél ajánlatos figyelembe venni.)

A hőmérsékleti behatások után 30 napon keresztül ismét dezakkomodációs vizsgálatot végzünk, majd a hőmérsékleti behatást az előzőkhöz hasonló módon

elvégezzük. Az ezt követő dezakkomodációt 30 napon keresztül vizsgáljuk.

A hőmérsékleti behatás bizonyos mértékű „fiatalítást” eredményez, melyet az anyag felhasználása során figyelembe kell venni. Bár a próbatest permeabilitása hosszú raktározási idő után csak igen kis mértékben fog megváltozni, de a felhasználás során az elkerülhetetlen hőmérsékleti behatásra a mag bizonyos mértékben instabillá válik.

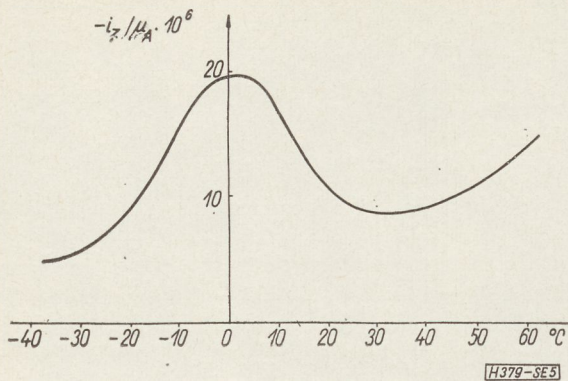
A fenti vizsgálati módszert „hosszan tartó stabilitás vizsgálat”-nak nevezzük. Ez a vizsgálat 168 napot, tehát figyelembe véve a próbatestek mérésre való előkészítését, továbbá a mérési eredmények feldolgozását, kb. fél évet vesz igénybe. Ilyen mérés sorozatot indokolt elvégezni abban az esetben, ha megbízható eredményeket akarunk kapni, valamely gyártmány stabilitására vonatkozólag.

Az ún. „gyorsított stabilitás vizsgálat”-ok segítségével viszonylag gyorsan kapunk mérési eredményeket, de csak közelítő pontossággal. A vizsgálatok lényege abban áll, hogy közvetlen a váltóáramú demagnetizálás utáni 1–10 perc vagy 10–100 perc közötti idő intervallumban vizsgáljuk a próbatesteket. A méréseknél igen lényeges a mérési idő pontos betartása.

Ezeket a módszereket gyűrűknél és légrésnélküli fazékmagoknál alkalmazzuk. Légréssel rendelkező fazékmagok esetében a fél fazékmagokat gyűrűként tekercseljük meg. A légrés nélküli fazékmagokat befogó szerkezetbe helyezzük, mely megfelelő nyomással fogja össze a két fél részt. Ebben az esetben a gerjesztő tekercseket használjuk a méréshez is.

A gyorsított stabilitás vizsgálat megbízhatóságának megállapítása folyamatosan van, de még sok mérési adatot igényel. Mindenesetre már most kijelenthetjük az eddigi eredményeink alapján, hogy megfelelő feltételek mellett a módszer alkalmazható.

Egyes esetekben stabilitás vizsgálatokat végezzünk annak megállapítására, hogyan változik a fajlagos



5. ábra. Fajlagos instabilitási tényező változása a hőfok függvényében

instabilitási tényező a vizsgálati hőmérséklet függvényében (5. ábra) [16, 17]. Mérési eredményeink azt mutatják, hogy hangfrekvenciás célra alkalmazott mangán-cink ferritek fajlagos instabilitási tényező értéke a 0 °C hőmérséklet környezetében maximumot mutat, míg a +20 °C... +60 °C hőmérséklet tartományban egy minimum értéket mutat.

A fenti módszereken kívül még ismertek más módszerek is, melyekkel kapcsolatban felvilágosítást nyújthat a mellékelt irodalomjegyzék.

IRODALOM

1. W. Heister: Temperaturgang und Desakkommodation der Anfangspermeabilität im System. MnO-ZnO-FeO-Fe₂O₃. Techn. Mitt. Krupp Band 17 (1959) Nr. 2.

2. S. Iida: Mechanism of Disaccommodation in Ferrites. J. Phys. Japan Vol 17, No. 1. January 1962.
3. A. Bragiński and T. Merceron: On the mechanism of Disaccommodation in Ferrites. J. Phys. Soc. Japan Vol. 17, No. 10, October 1962.
4. M. Mizushima: Diffusion After-Effect in Cobalt in Cobalt-Substituted Ferrites. J. Phys. Soc. Japan, Vol. 18, No. 10, October 1963.
5. R. Becker and W. Döring: Ferromagnetismus
6. Dr. Istvánffy Edvin: A mágnesség elmélete.
7. International Electrotechnical Commission: General classification of ferromagnetic oxide materials and definitions of terms. Publication 125. First edition. 1961.
8. Deutsche Industrie Normen: Weichmagnetische Ferritkerne. Entwurf DIN 41280 Apr. 1963.
9. Valvo-Handbuch Einzelteile II. 1963.
10. Siemens Bauelemente, Sieferrit- und Sirufer — Material Katalog 1963.
11. E. C. Snelling: Disaccommodation and its relation to the stability of inductors having Manganese Zinc Ferrite Cores. Mullard Techn. COM. Vol. 6., Mo 55. March 1962.
12. Szabó Endre: Mérőberendezés ferritmagok stabilitás vizsgálatához. TKI Dokumentáció 1961.
13. K. Ohta: Time Decrease of Magnetic Permeability in Some Mixed Ferrites. J. Phys. Soc. Japan, Vol. 16., No 2. February, 1961.
14. W. A. Everden: High Stability Ferrite Pot Cores J. British Institution of Radio Engineers Vol. 21, No. 5. May 1961.
15. W. Kampezyk und G. Roespel: Einige Gesetzmäßigkeiten des zeitlichen Verlaufes der Permeabilität von Ferritkernen. Siemens Zeitschrift 57 Jahrgang Nov. 1963. Heft 11.
16. A. Bragiński and T. Merceron: Magnetic Relaxation in Magnetite and in its solid solutions with Manganese and Nickel Ferrites. Nature Vol. 191, No. 4791 August 26, 1961.
17. A. Bragiński and A. Marais: Trainage Magnetique dans les Solutions Solides de Ferrites de Manganèse et de Ferrites de Nickel avec la Magnétite. J. Phys. Soc. Japan Vol. 17, Supplement B-1, 1962

SZEMLE

Az Elektronik 1964 januári számában gyógyászatban alkalmazott mikrohullámú berendezésről ad hírt.

Az orvosi praxisban majdnem két évtized óta kedvező tapasztalatokkal rendelkeznek a mikrohullámú terápiával kapcsolatban. Míg rövidhullámú besugárzás esetén a beteget két elektróda között kellett elhelyezni, addig a mikrohullámú készüléknél csak egy sugárzót kell a kezelésre kerülő testrészt felé irányítani.

A kisebb energiafelhasználás következtében az utóbbi műszerek kisebbek, mint a rövidhullámú terápiában alkalmazott berendezések.

A Deutsche Elektronik GMBH által kifejlesztett „Radarmed” 12T31 nevű készüléket a gyár 1,8 cm²-től 650 cm² felületű sugárzókkal szállítja. A testüregek besugárzására ezenkívül még különleges elektródák állnak rendelkezésre.

Mivel a készülék súlya csak 11 kg, az orvos beteglátogatósokra is könnyen magával viheti.

A berendezés oszcillátora MG8/200 jelű magnetron, a frekvencia 2425 ± 25 MHz, a maximálisan kiadott jel 25 W.

*

Elektroncső burájába épített mikrominiatűr áramkörtől számol be az Electronics World 1964 januári száma. A „circuitron” nevű, csőbe épített áramkör, amelyet a Sylvánia cég fejlesztett ki, nukleáris sugárzó környezetben is megbízhatóan működik.

A modul áramkört ez a tulajdonsága alkalmassá teszi az

úrhajózásban történő felhasználásra. Nagysága nem lépi túl az átlagos elektroncsövek méreteit.

*

Az Elektronik közli 1964. évi 2. számában: Az USA-ban a Voice Systems Corporation akusztikai kapcsolóberendezést fejlesztett ki, amely szóban adott parancsokra reagál, és elektromos üzemű készülékeket automatikusan kikapcsol.

A gyártó cég véleménye szerint a készülék a veszély esetén szükséges gyors kikapcsolásra különösen alkalmas. Az akusztikus kapcsoló akkor is engedelmeskedik a „stop” szónak, ha a munkából adódó zajok a környezetben hangosabbak, mint a parancs.

A mikrofonnal felszerelt készülék elfér egy 23 × 17 cm nagyságú dobozban.

*

Az Internationale Elektronische Rundschau 1964. évi 4. számában beszületésgnormáliának használható higanyos telepről számol be.

A P. R. Mallory & Co. cég (USA) által gyártott higanyos telep nyolc különböző feszültséget szolgáltat, amelyek három éven keresztül legfeljebb 0,5%-ra térnek el a névleges értéktől.

Rövid ideig tartó túlterhelés nem jár káros utóhatásokkal. Az előírt terhelési határokon belül történő tartós üzemeltetés sem befolyásolja az elem feszültségértékeinek pontosságát.

A levehető értékek 1,35 V és 10,8 V közé esnek, 1,35 V-os lépcsőkben. A belső ellenállás 0,5...1 ohm cellánként.

Az előfizetői távbeszélő rendszer minőségének meghatározása nemzetközi paraméterekkel

ETO 621.391.83:654.152

Bevezetés

Egy távbeszélő összeköttetés, vagy egy egész hálózat tervezésénél döntő szempont annak biztosítása, hogy a beszélő felek egymást nehézségek, ismételtetések nélkül megértsék. Ennek elérésére a nemzetközi egyesületek elektroakusztikai határértékeket adtak meg, amelyek betartása mellett a fenti cél elérhető. Nemrég ezt a határértéket csak a hangosságához kötötték, függetlenül attól, hogy a távbeszélő összeköttetésben szereplő elemek (mikrofon, vonal, hallgató stb.) a beszédsvot mennyire torzítják el. Újabban a CCITT érthetőségre vonatkozó előírásokat is adott.

A távbeszélő rendszerek fenti értékeinek meghatározásához az összeköttetést két részre kell bontani. Az egyik rész magában foglalja a vonalakat és központokat, melyek viszonyított egyenértékét (hangosságát) és AEN (érthetőségi) egyenértékét beiktatási csillapítás méréssel lehet meghatározni. A többi résznek, vagyis az előfizetői távbeszélő rendszereknek a hangossága és érthetősége igen sok tényezőtől függ, igen sokféleképpen határozható meg. A meghatározás módjától függően különböző értékeket nyerhetünk. Mivel az összeköttetésnek a nemzetközi előírásokat kell teljesítenie, nem közömbös, hogy esetleg nem megfelelő mérési mód miatt drágább vonalkiépítés válik szükségessé, nagyobb érátmérőjű kábel kerül felhasználásra, ami nagyobb alépítményt és nagyobb beruházási költséget igényel. Ezért fontos a mérésekre vonatkozó nemzetközi előírások betartása.

A következőkben a CCITT laboratóriumában szerzett tapasztalatok alapján foglaljuk össze az előfizetői távbeszélő rendszerek ezen főbb méréseinek körülményeit.

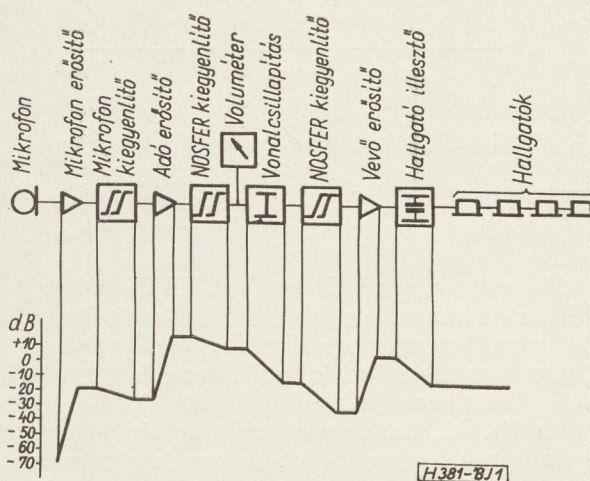
Viszonyított egyenérték (hangosság) mérés

Egy távbeszélő előfizetői rendszer hangosságát, viszonyított egyenértékét, mint ahogyan elnevezése is mutatja, összehasonlítás alapján kell meghatározni. Az összehasonlításra etalon rendszerek szolgálnak. Megkülönböztetünk olyan rendszert, mely csak a CCITT laboratóriumában található, ez az elsődleges etalon rendszer, és olyant, mely a különböző posta igazgatásoknak is rendelkezésére áll.

Elsődleges etalon rendszer

A CCITT laboratóriumában a viszonyított egyenérték meghatározásához jelenleg az ún. NOSFER rendszert használják. (Nouveau system fundamental pour la determination des equivalent de reference.)

A rendszer 1961 óta használatos. Eddig az új rendszer minden adatával megegyező — ún. SFERT rendszert használtak, ez a berendezés azonban elavult, és amikor a laboratórium jelenlegi helyére, új épületbe költözött már nem állították fel, hanem modernizált kivitelben NOSFER név alatt került üzembe. A rendszer bizonyos módosításokkal érthetőségi egyenérték meghatározására is alkalmas.

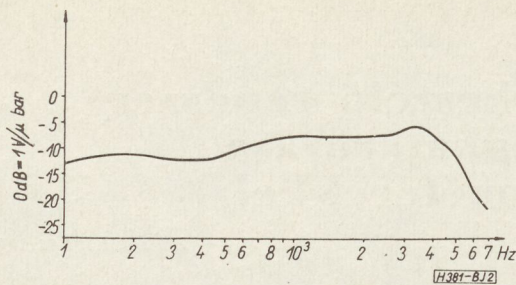


1. ábra. NOSFER rendszer elvi kapcsolása és szintdiagramja

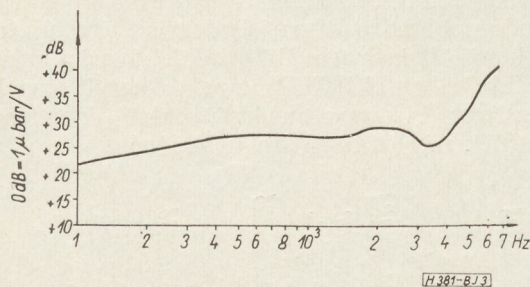
A berendezés elvi kapcsolása az 1. ábrán látható és három részből áll, úm. adó-, vevő- és vonalrész-ből. Az adórész dinamikus mikrofont, erősítőt és kiegyenlítőt foglal magában. Az erősítővel és kiegyenlítővel be lehet állítani a CCITT által rögzített kimenő szintet és karakterisztikát. A vevőrendszer hasonlóan erősítőt, kiegyenlítőt és dinamikus hallgatót tartalmaz. Ezek segítségével lehet beállítani a specifikált vevőszintet és a karakterisztikát. Az adó- és vevőrészt karakterisztikáját a 2. és 3. ábra tünteti fel. A vonalrész egy változtatható csillapítású 600 ohmos, 0° fázisszögű tagból áll.

Másodlagos etalon rendszer

Ezt a rendszert az egyes posta igazgatások a saját területükön használják. Eddig nálunk az ún. SETAC berendezéssel mértünk, amely saját Solid Back típusú mikrofonnal és Bell hallgatóval rendelkezik. Ez már elavult, további használata nem ajánlatos, mivel a rendszer etalonjainak — mikrofonok és hallgatók — karakterisztikája és érzékenysége nagymértékben eltér a modern távbeszélőkészülékek adataitól. Nagy hangszínbeli differencia keletkezik a mérendő és etalon rendszer között, ami mérési nehézségeket és nagy mérési hibát okoz. Ezenkívül a még működő



2. ábra. NOSFER adórész frekvencia karakterisztikája



3. ábra. NOSFER vételi rész frekvencia karakterisztikája

Solid Back típusú SETAC mikrofon etalonok az idő függvényében nagy érzékenység ingadozást is mutatnak.

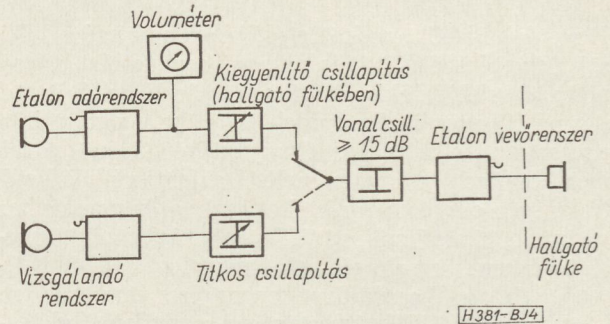
E helyett a rendszer helyett a CCITT egy kereskedelmi etalon rendszer SETAB felállítását javasolja. (Systemes étalons de travail avec appareils d'abonné.) Ebben a rendszerben levő távbeszélőkészüléket az illető államban jelenleg gyártott készülékekből választják ki. Az összeköttetés és táphíd szintén olyan típusú, amelyet a hálózatban is alkalmaznak.

Vizsgálható rendszer és a mérés módszere

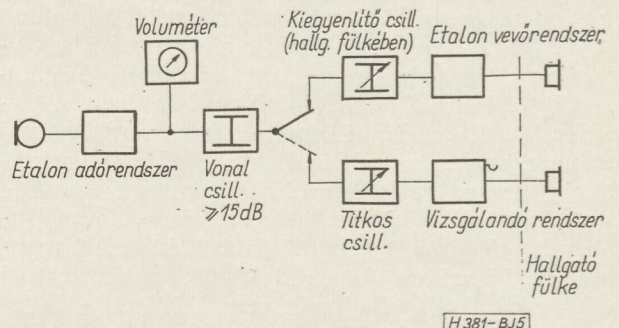
A viszonyított egyenérték nemzetközi mérőszámot jelent, tehát nemzetközi összeköttetés szempontjából jelentős. A mérésnek ezért olyan üzemi körülmények között kell történnie, amilyen a nemzetközi összeköttetésekben is előfordulhat. Leglényegesebb a teljes előfizetői rendszer viszonyított egyenértéke. Az előfizetői rendszer távbeszélő készülékből, előfizetői vonalból és táphídból áll. Az előfizetői vonal hosszának és minőségének kiválasztásánál döntő szempont az illető ország hálózata, amelyben a készülék alkalmazásra kerül. Célszerű ha az előforduló leghosszabb és átlag hosszúságú előfizetői vonallal is elvégzik a mérést. Ezenkívül ajánlatos a készülék tápáramtól függő viszonyított egyenértékének megállapítása is. Nemzetközi táphíd központ felőli oldala mindig 600 ohm impedanciájú 0° fáziszögű erősítővel van lezárva. A viszonyított egyenértéket is ilyen körülmények között kell meghatározni. Sem adás, sem vétel, vagy önhang viszonyított egyenérték meghatározásánál nem ajánlatos az ún. végtelen hosszú vonalnak megfelelő impedanciájú lezárás alkalmazása. Az adási és vételi viszonyított egyenérték mérés elvi kapcsolása a 4. és 5. ábrán van feltüntetve.

A CCITT ajánlása szerint a mérésben öt operátornak kell résztvenni. Ciklikus sorrend folyamán min-

denki-mindenkinek beszél és mindenkitől hallgat. Egy teljes periódus alkalmával 20 elemi adatot nyernek. Egy elemi kiegyenlítésben három operátor vesz részt. Az egyik a közös ágban és a vizsgálati ágban levő csillapítás szekrénnel a vizsgált rendszert meghatározott hangosságra állítja be, a másik egyén mondja a vizsgáló szöveget és a harmadik a vizsgált összeköttetésben beiktatott csillapítás szekrénnel a két rendszert fülle kiértékelve azonos hangosságra állítja. Egy ilyen elemi kiegyenlítés után a mérők helyet cserélnek. A CCITT laboratóriumában min-



4. ábra. Adási viszonyított egyenérték mérés



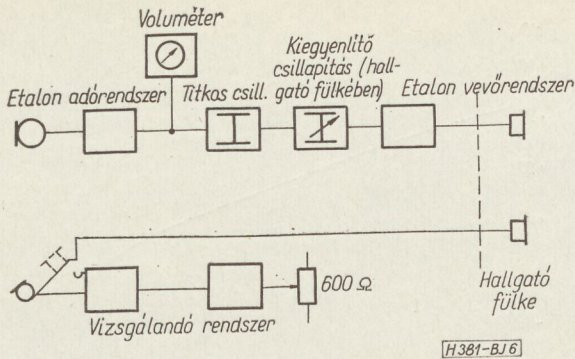
5. ábra. Vételi viszonyított egyenérték mérés

den rendszert kétszer mérnek, tehát az eredményt 40 adat alapján számítják.

Lehetőség van arra is, hogy távbeszélőkészülék (előfizetői vonal nélküli előfizetői rendszer) viszonyított egyenértékét is meghatározzuk, azonban ekkor is üzemszerű táplálásról kell gondoskodni.

A távbeszélőkészülék igen fontos jellemzője az önhangcsillapítása. Ha egy készüléknek túl nagy az önhangja, ha az előfizető hangja a saját hallgatójában túl nagy szinttel jelentkezik, kellemetlen és káros hatás lép fel. A beszélő ennek kiküszöbölésére lecsökkenti hangerejét, ami a vonalra jutó szint csökkenésével jár együtt. Az adási viszonyított egyenérték mérés az önhang szintjétől független. A CCITT előírása szerinti mérésnél a kézibeszélő hallgatóját nem szabad a fülre helyezni, vagy a hallgató nyílásokat le kell ragasztani.

Az önhang értékének meghatározására más mérési módot kell választani. A CCITT előírása szerint az önhang értékét is ki lehet fejezni viszonyított egyenértékben. A mérés elvi kapcsolását a 6. ábra tünteti fel. Ekkor szintén nemzetközi beszélgetési körülményeket kell előállítani, tehát a táphíd központ felőli oldalát 600 ohmmal kell lezárni. Az előfizetői vonal



6. ábra. Önhang viszonyított egyenérték mérés

hossza és minősége az illető ország hálózati tervétől függ. A mérést ajánlatos — mint adásnál és vételnél — a leghosszabb és átlagos hosszúságú előfizetői vonallal végezni. A leghosszabb előfizetői vonal általában 4–5 km. Abban az esetben, ha a készülék önhang csillapítása kisebb, mint az etalon rendszer adás + vétel viszonyított egyenértéke, akkor a CCIF fehér könyve szerint megfelelő módon erősítőt kell beiktatni az etalon rendszer vevőoldalába.

Egyedül csak mikrofon és hallgató viszonyított egyenérték meghatározásának nincs sok létjogosultsága. Ha valamilyen okból kifolyólag ez mégis szükségessé válnék, kétféle módon lehet meghatározni. Egyik eljárásnál a SETAC körben alkalmazott távbeszélő készülék felhasználásával nyílik lehetőség. Ekkor azonban nem valósítunk meg teljesen üzemi körülményeket, impedancia szempontjából illesztési hiba csúszhat be, mert a mikrofon, vagy hallgató nem saját készülékében kerül alkalmazásra. Ebben az esetben nagyobb mérési hibával kell számolni.

Legtöbb esetben elegendő, ha a mikrofonok egyenérték közötti differenciáját állapítjuk meg. Ekkor a már vizsgált készülékben kicseréljük a megfelelő betétet a vizsgálandóval és megmérve megkapjuk, hogy hány dB-el jobb, vagy rosszabb, mint az eredetileg benne levő betét.

Az LB készülék, illetve az előfizetői rendszer viszonyított egyenértékének jelentősége nemzetközi összeköttetések szempontjából elenyésző, ezért ennek meghatározására általában nincs szükség. Ha a mérést mégis el kell végezni, az elvben ugyanúgy lehetséges, mint egy CB előfizetői rendszerénél. A hangosság összehasonlítására szolgáló szöveg a CCITT laboratóriumában: Paris, Bordeaux, La Mans, St Leu, Leon, London. A Magyar Postánál egy szám bemondását használják: hatmillió kettőezer négy-száz negyvenöt. Megválasztásánál a következő szempontok szerepeltek: A szöveg arányosan tartalmazzon magas és mély magánhangzókat, lehetőleg ne tartalmazzon olyan részt, mely kimondáskor különösen hangsúlyos, végül megfelelő hosszú legyen.

AEN érték (érthetőségi egyenérték) meghatározásával kapcsolatos problémák

Az 1940-es években a híradástechnika sürgető követelésének hatására a távbeszélőkészülék technikájának területén is nagyarányú fejlődés indult meg.

Egyes cégek igyekeztek minél hangosabb készüléket előállítani és ebből a célból a beszéd tartomány egyes frekvencia sávjait kiemelve aránytalanul kis csillapítással átvinni. Bár ez a hangosságban javulást eredményezett, az összeköttetés minősége mégsem javult, mert a beszéd kevésbé érthető lett. Így felerősült annak a szükségessége, hogy az átvitel minőségét nem hangosság, hanem érthetőség alapján határozzák meg, és szükségessé vált egy olyan rendszer felállítása, amellyel a különböző államok készülékeit egy nemzetközi — érthetőségre vonatkozó — mérőszámmal lehet jellemezni. Az első erre vonatkozó vizsgálódásokat a CCIF dokumentumai között 1947–48-ban lehet megtalálni. Az első kísérlet-sorozat eredményeit 1950-ben publikálták. A mérési eredményeket — a nemzetközi mérések egyeztetésével foglalkozó tanulmányi bizottság elé vitték, ahol a módszert elfogadták és lehetségesnek találták, hogy az átvitel minőségét ilyen módon meghatározott AEN érthetőségi egyenérték (affaiblissement equivalent pour la netteté) alapján ítélik meg. A következő kísérleti sorozatnak a célja az volt, hogy alapot szolgáltatson az új megengedhető minőségi határok részére.

A meghatározott és jelenleg is ajánlott megengedhető max. csillapítás értékek és a mérési körülmények a következők:

Névleges adási AEN érték a nemzeti adórendszer-nél nem lépheti túl a 24 dB-t.

Névleges vételi AEN érték max. megengedett értéke 18 dB. A nemzetközi áramkör névleges AEN értéke nem haladhatja meg a 7 dB-t. A fenti értékeket 60 dB teremzaj, és 12 mV psophometrikus áramköri zaj mellett kell mérni.

A különböző igazságoknak a CCITT-hez beérkezett véleménye szerint, egyes kivételes esetektől eltekintve, teljesíthetőnek látszik a fenti értékek betartása. Nehézségek főként olyan telefonrendszerek-nél fordulnak elő, melyek rezonáns típusú elektroakusztikus átalakítókkal vannak ellátva. Ez a magyarázata annak, hogy az AEN mérés nem hódított nagyobb területet annak ellenére, hogy elismerten nagy jelentősége van a távbeszélő összeköttetés érthetőségének. Igen sok állam meglévő hálózata teljesíti ugyanis a CCITT által a viszonyított egyenértékre, hangosságra, előírt max. 4,6 N-t, azonban tekintettel arra, hogy rezonáns típusú hallgatóval, illetve mikrofonnal vannak ellátva, az érthetőségi követelmények ugyanakkor nem teljesülnek. Másik ok amiért az AEN alapján történő hálózattervezés nem terjedt el, a mérés bonyolultságában és hosszadalmasságában keresendő. A fejlődés irányából azonban az látszik, hogy modern, egyenes karakterisztikájú készülékek — vagyis nem rezonáns típusok — elterjedése esetén a jelenlegi készülékek-nél még döntő jelentőségű hangosságkritériumot mellőzni fogják és az igazgatások AEN alapon történő tervezésre fognak áttérni.

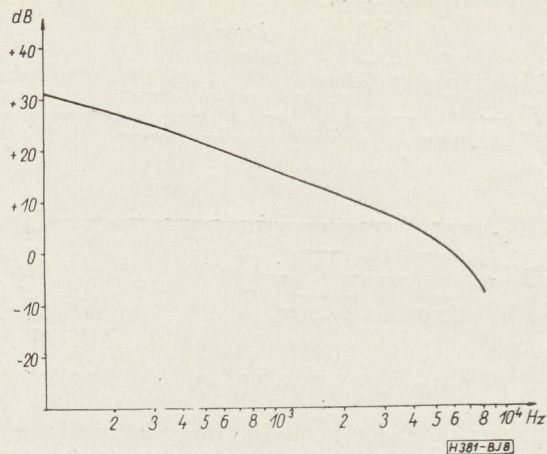
A végső cél az, hogy objektív adatokkal lehessen meghatározni a telefonkészülék érthetőségi egyenértékét. Addig azonban míg ez nem valósul meg, és egyelőre nincs is rá kilátás, szubjektív módon kell meghatározni a távbeszélő összeköttetés jószágát.

Az ARAEN vonatkoztatási rendszer

Az érthetőségi egyenérték meghatározására szolgáló összehasonlító etalonrendszer az ún. ARAEN rendszer (ARAEN = Appareil de référence pour la détermination des affaiblissements équivalents pour la netteté). Maga az etalon rendszer a CCITT laboratóriumában bizonyos áramköri változtatásokkal gyakorlatilag megegyezik a NOSFER rendszerrel. A változtatásnak olyannak kell lennie, hogy a teljes vonatkoztatási rendszer elektromos, ill. elektroakusztikai úton megvalósítsa az 1 méter hosszú szabad tér akusztikai jellemzőit, 1 füllel történő hallgatás esete. A fenti követelményt a NOSFER rendszerben levő erősítők és kiegyenlítők beállításával szabályozzák be. Felhasználják a rendszer adórészében levő dinamikus mikrofont és a vevőrészbe 4 azonos impedanciájú és érzékenységgű dinamikus hallgatót kapcsolnak be. A vizsgálat folyamán a vevőfülkében ún. Hoth spektrumú teremzajt alkalmaznak. A vételi oldalon lehetőség van arra, hogy az üzemi körülmények tökéletesebb megközelítése céljából, az áramkörbe 2 mV psophometrikus áramköri zajt indukáljanak, szintén HOTH spektrummal. Ekkor az ún. SRAEN rendszert nyerik. Az elvi kapcsolást a 7. ábra tünteti fel.

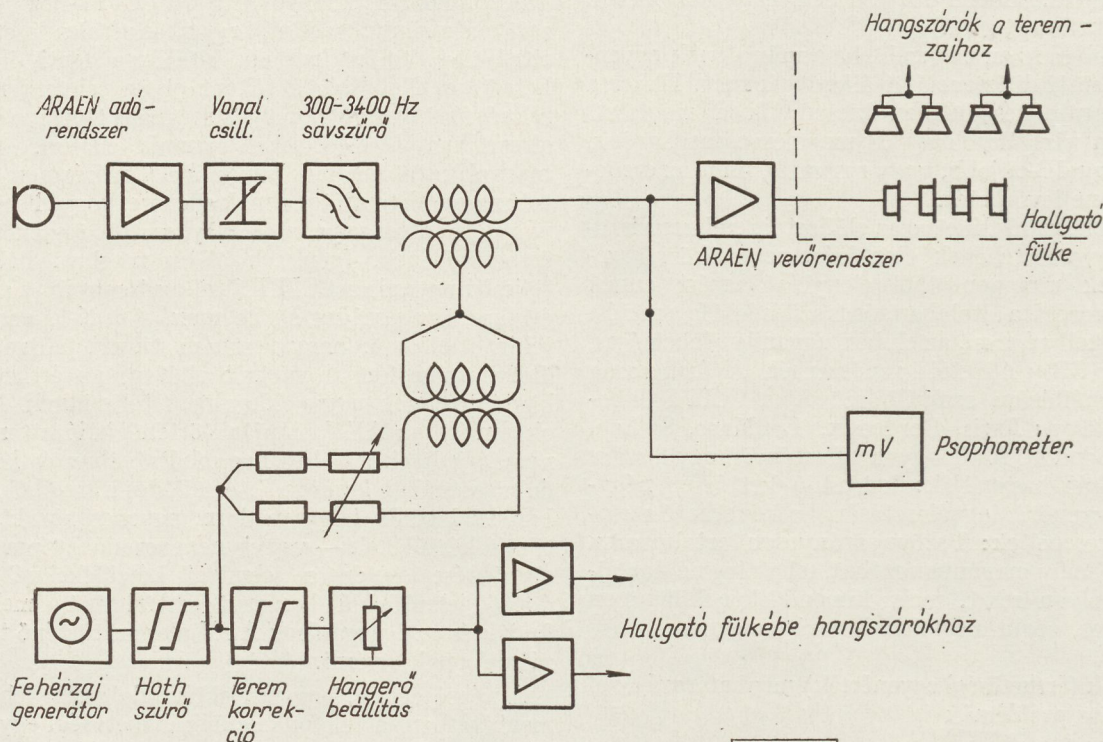
Az alkalmazott Hoth spektrum zajsínét a 8. ábra szemlélteti. Mindegyik operátor feje felett a vevőfülkében 1—1 hangszórót kell elhelyezni. A teremzaj szintjét a kezelők fejének magasságában kell mérni.

A Hoth zaj alkalmazása előtt ellenőrizni kell annak színeképét, amelyet nem lehet tetszőleges teremben



8. ábra. Hoth zaj színeképe

végezni. A CCITT laboratórium mérési eredményei szerint a vizsgáló fülke akusztikája — annak ellenére, hogy a falak hangelnyelő anyaggal vannak borítva — nagymértékben befolyásolja a színeképét. A kívánt spektrumot a laboratóriumban úgy hozták létre, hogy névleges elektromos fehérzajt állítottak elő, majd ezt akusztikus módon ellenőrizték a lehallgató helyiségben. A fehérzajtól való eltérés egyes frekvencián 8—10 dB volt, ami azt jelenti, hogy a terem akusztikája némely frekvenciát 8—10 dB-el kiemel. Különböző korrekciókkal a színeképet addig változtatták, míg tényleges fehérzajt nem kaptak. Ezután kapcsolták az áramkörbe a Hoth spektrumot előállító szűrőt.



H 381-BJ7

7. ábra. SRAEN rendszer

A vizsgálandó rendszer

Az AEN érték meghatározásánál tulajdonképpen egy csillapítás különbséget keresünk. Azt a csillapítás különbséget — amely fennáll — a vonatkoztatási rendszer és a vizsgálandó rendszer 80%-os hangzó érthetőségéhez tartozó vonalcsillapítása között. A cél tehát mindkét rendszernél annak a vonal csillapítási értéknek a meghatározása, amelyhez 80%-os hangzó érthetőség tartozik, és képezni kell a kettő különbségét.

Hasonlóan a viszonyított egyenértékhez, érthetőség szempontjából is leglényegesebb az előfizetői rendszer érthetőségi egyenértékének a meghatározása. Az előfizetői rendszerben az előfizetői vonalat az illető ország leghosszabb vagy átlagos előfizetői vonala adja, amelyben a készülék alkalmazásra kerül. A táphid szintén az illető rendszernek megfelelő. A fenti összeköttetésre kell meghatározni az adási és vételi érthetőségi egyenértéket. Az összeköttetés elvi kapcsolása megegyezik a hangosság megállapításánál használt kapcsolással. Egy ilyen rendszer AEN adatainak megállapításához, ellenében a viszonyított egyenérték meghatározással, ahol csak egy összeköttetés volt szükséges, 5 előfizetői összeköttetést kell felhasználni. Ez azért szükséges, hogy a kiértékeléshez több adat álljon rendelkezésre és így pontosabb értékekhez jussunk. A készülékeket a gyártásból szűrőpróbaszerűen választják ki.

AEN érték meghatározásának menete

A mérés megkezdése előtt mérési programot kell összeállítani. A CCITT által kidolgozott program szerint egyszerre három rendszer kerül vizsgálatra, az etalon — ARAEN — rendszer és ezenkívül még két tetszőleges rendszer. Az etalon rendszer bár nem változik, mégis az operátorok változása miatt minden alkalommal meg kell mérni. Valamennyinek adási és vételi érthetőségi egyenértékét határozzák meg. Egy rendszer meghatározása 5 előfizetői összeköttetés segítségével történik, melyben valamennyi előfizetői vonal egyforma. A mérésben 5 operátor vesz részt. A 80%-hoz tartozó csillapítást 5 csillapításérték alapján kell meghatározni. Elvileg a rendelkezésre álló előfizetői összeköttetések, operátorok és a beiktatandó vonalcsillapítások összes lehetséges kombinációjában el kellene végezni az érthetőség mérését, ami igen hosszadalmassá tenné a vizsgálatot, és ahhoz, hogy csak néhány százalékos eltéréssel közelítsük meg a valódi értéket, elegendő megfelelően kiválasztott kevesebb számú mérés is. A kiválasztás statisztikus analízis alapján, ún. latingörög néyszög elve szerint történik.

A mérés maga két részből tevődik össze:

1. Előzetes kísérlet.
2. Végző kiértékelő érthetőségi mérés.

Az előzetes mérésekkel csak közelítőleg határozzuk meg a 80%-os érthetőséghez tartozó értéket, míg a befejező érthetőségi mérés pontos adatot szolgáltat. Ezekből ki lehet értékelni a mérés hibáját külön-külön a mérést befolyásoló tényezők szempontjából mint pl. az operátorok, vagy a mért rendszerek befolyása.

A mérési program összeállítására, az eredmények feljegyzésére és kiértékelésére célszerű előre nyomtatott sémákat használni, amely meggyorsítja a mérést és áttekinthetővé teszi az eredményeket.

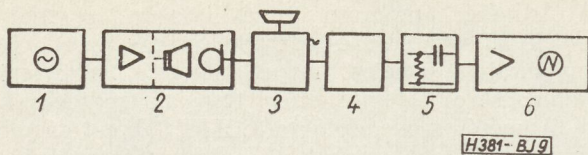
A mérés szövegeként a CCITT laboratóriumban esperantó logatomokat — esperantó nyelvépítő elemeket — használnak, melyeket, a következőképpen alakítanak ki. Az esperantó szavak közepéről kiválasztanak három hangzót, mely kezdő- és végző mássalhangzóból és egy közbeeső magánhangzóból áll. A mássalhangzó gyakran összetett hangzó, mint pl. bl, vagy gn, azonban kiértékelésnél ezek egy hangzónak számítanak. Minden hangzót külön kartonra írnak és 3 dobozba csoportosítanak. A logatomot minden dobozból húzott 1—1 hangzó alkotja. A kihúzott hangzókat egy lapra felírják és ismét visszadobják, tehát a hangzók ismétléses hármas kombinációját állítják elő. Egy lapra 25 ilyen módon kialakított logatomot helyeznek, mely alkotja egy mérési elem szövegét. A kellő hangosság betartása érdekében a logatomokat ún. hordozó hangok közé helyezik, melyek Can, con, by..... olsó szavak. A hordozó kiejtése alatt eltelt idő elegendő a logatom feljegyzésére és az előírt 11 μ bar hangnyomás beállítására. A hangosságot voluméterrel mérik. A végző kiértékelési mérésnél beállítandó csillapítás értékek megállapítása az előzetes mérések segítségével történik. A 80%-os érthetőséghez tartozó meghatározott körülbelüli csillapításértéktől 4—4 dB -el kisebb és 4—4 dB-el nagyobb csillapításértéknél végzendő a kiértékelő mérés, összesen ötféle áramköri csillapítás mellett. Valamennyi mérés befejezése után elegendő adat áll rendelkezésre ahhoz, hogy fel lehessen rajzolni az illető rendszerre vonatkozó csillapításérthetőség függvényt, amely kimetszi a pontosan 80%-hoz tartozó csillapítási értéket.

Objektív viszonyított egyenérték mérés (objektív hangosság mérés)

A fenti mérési elrendezésekből, mérési körülmények leírásából kitűnik, hogy a mérések nagy hátránya, hogy egy-egy érték megállapításához kb. 5 mérőszemély és igen sok idő szükséges. Ennek a hátrálynak a kiküszöbölésére szolgáltnak a hangosságot és érthetőséget meghatározó mérőműszerek. Azonban egyik megállapítására sincsen jelenleg olyan berendezés, mely minden esetben a szubjektív ítélettel összhangban álló eredményt szolgáltatna.

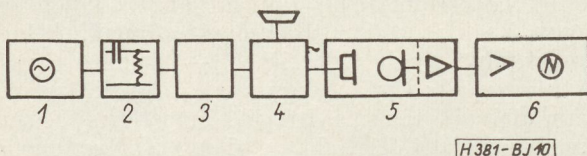
Hangosság mérésre legelterjedtebb K. Braun elmélete alapján kidolgozott műszer. Ennél az emberi beszédet 200—4000 Hz-et folyamatosan szolgáltató generátorral táplált műsraj helyettesíti, és emberi fület egy műfűl, amelynek érzékenysége a fülével arányos. A mérések elvi felépítése a 9. és 10. ábrán látható. Ez a berendezés teljesen egyező értéket ad a szubjektív ítélettel olyan távbeszélőkészülékeknél, melyek érzékenysége frekvenciafüggetlen. (Karakterisztikája egy egyenes.)

Nagyobb, és nehezen kiküszöbölhető a különbség rezonáns típusú telefonkészülékeknél. A CCITT laboratórium véleménye szerint az eltérést az okozhatja, hogy az objektív mérési módnál az 1 kHz feletti frekvenciáknak túlságosan nagy a befolyása az



9. ábra. Adási viszonyított egyenérték objektív mérési elve

1. Generátor 200—4000 Hz
2. Műsaj
3. Vizsgálandó távbeszélőkészülék
4. Előfizetői vonal
5. Táphid
6. Vevőrész



10. ábra. Vételi viszonyított egyenérték objektív mérési elve

1. Generátor 200—4000 Hz
2. Táphid
3. Előfizetői vonal
4. Vizsgálandó távbeszélőkészülék
5. Műfűl
6. Vevőrész

eredményekre. A laboratórium egybehangzó véleménye szerint, ha különböző típusokat akarunk mérni az objektív egyenérték mérővel, mindegyik típust külön be kell kalibrálni. Egy típuson belül tehát közel azonos karakterisztikájú egyedek összehasonlítására a műszer megfelelő, és nagyon jól használható. Tehát alkalmazható meglevő típusok ellenőrzésére és a Németországban már régóta bevezetett mikrofon és hallgató osztályozásra is. Ez a probléma már évek óta felmerült a Magyar Postánál is, ahol a beszélgetések minőségének javítása mellett jelentős anyagmegtakarítást lehetne vele elérni. Talán export szempontból is előnyt jelentene, ha ez az osztályozás megvalósulna.

SZEMLE

Több mint 1000 előfizető részére létesített közös TV antenna-berendezésről ír a Siemens Zeitschrift 1964. évi. 1. száma.

A Német Szövetségi Köztársaság eddigi legnagyobb közös TV antennaberendezését építette fel a Siemens & Halske cég Münchenben. Az eddigi „antennaerdő” nemcsak a városképet befolyásolta károsan, hanem vételi zavarokat is okozott.

A berendezés tervezésénél figyelembe kellett venni, hogy az ellátandó készülékek egy része régebbi típusú, és nem alkalmas az UHF sáv vételére. A fenti okból és egyéb megfontolásokból kiindulva frekvenciáttranszponáló rendszer bizonyult a legcélszerűbbnek, amely a jeleket a 35. csatornáról (IV. UHF sáv) a helyileg ki nem használt 6. csatornára (III. VHF sáv) helyezte át. Így a régi készülékek UHF előtét nélkül is vehetik a 2. TV műsort.

Az antennarendszer a jelenlegi két német TV program

A CCITT laboratórium céljából tűzte ki, hogy olyan berendezést szerkeszt, amely a viszonyított egyenértéket objektív úton teljesen kielégítő módon mérni tudja. A műszernek olyannak kell lennie, hogy nemcsak átlagban, hanem egyedi értékben is teljes biztonsággal egyezést adjon a szubjektív adatokkal.

Érthetőség mérése semmiféle műszer nem áll rendelkezésre. Az érthetőséget műszerekkel csak úgy tudjuk megközelíteni, ha a különböző érthetőséget befolyásoló tényezőt külön-külön határozzuk meg és az irodalomban található módszerek valamelyikének segítségével kiértékeljük. Ez azonban nincs összhangban a CCITT által ajánlott AEN értékkel.

IRODALOM

1. CCITT Vörös Könyv V. kötet.
2. K. Braun: Die Bezugsdämpfung und ihre Berechnung aus der Restdämpfung-Kurve eines Übertragungssystems TFT 28. 311. old.
3. K. Braun: Theoretische und experimentelle Untersuchung der Bezugsdämpfung und der Lautstärke. TFT. 29. 31. old.
4. K. Braun: Die Streuung der Sende- und Empfangsbezugsdämpfung von Fernsprechapparaten. TFT 30. 299. old.
5. K. Braun és Koschel: Der Bezugsdämpfungsmessplatz mit direkter Anzeige und seine Bedeutung für die Verbesserung des Fernsprechens FTZ 5. 447. oldal.
6. I. Collard: The Calculation of the Articulation of a Telephone Circuit from the Circuit Constants, Electrical Communication, 8. 141. old.
7. F. Marktman: Assessment of Transmission Properties of Telephone Instruments Based on Articulation Tests. Ericson technics 1953.
8. H. Fletcher és Galt: The Preception of Speech and its Relation to Telephony I. A. S. A. 1950. 89. old.
9. Matys: Mérőberendezés távbeszélőkészülékek viszonyított egyenértékének objektív mérése. Slaboproudy Obzor 1948. 10. szám.
10. I. Merhaut: Telephonometriai módszerek. Slaboproudy Obzor 1952. 11. és 12. szám.
11. P. Castagné: La chambre sourde du Laboratoire du CCITT.

mellett alkalmas a salzburgi adó, a közeljövőben megvalósításra kerülő harmadik német műsor és a környék UKW állomásainak vételére.

Az antennaberendezésen keletkező csillapításokat megfelelő antennaerősítők egyenlítik ki, így teljes előfizetői terhelés esetén is elegendő feszültség jut mindegyik csatlakozódobozra.

A főerősítő központ annak a felhőkarcolónak a padlasterében került elhelyezésre, amelynek tetején az antennarendszert felállították. A környező épületek számára újabb erősítőegységek szolgáltatják a megfelelő jelszintet.

Az antennaerősítő és a főerősítő központ két-két azonos berendezést tartalmaz; meghibásodáskor a tartalékegységre automatikusan történik az átkapcsolás.

A vezetékhálózat kiépítéséhez kb. 11 km hosszú koaxiális kábelt használtak fel.

Hangfrekvenciás generátorok

ETO 621-373.42.929.4

A híradástechnikában igen gyakran szükség van kis torzítású mérőgenerátorokra a beszédsáv frekvenciatartományában.

Rezgéskeltésre LC vagy RC generátorok használhatók. Alacsonyfrekvenciás tartományban az egyszerű LC rezgéskeltők alkalmazása nem célszerű, mivel nagyértékű induktivitás szükséges, ami kis rezgőkörjóságot jelent. Megoldható a feladat lebegtetős oszcillátorral. Ennek előnye, hogy nagy frekvencia átfogást biztosít, viszont két generátort tartalmaz, így költséges. Mivel itt csupán a beszédsáv frekvenciáinak előállítása a feladat, a lebegtetős oszcillátorok kedvező tulajdonsága nem használható ki.

A beszédsáv frekvenciatartományában legcélszerűbb a rezgéskeltéshez szelektív RC áramkörök alkalmazása, amelyek felépítése egyszerű és viszonylag nagy frekvenciastabilitást tudnak biztosítani. Különböző kapcsolású RC generátorok ismeretesek.

A következőkben megvizsgáljuk egy mérőgenerátor legfontosabb jellemzőit, először általánosan, majd konkrétan a különböző oszcillátortípusoknál. A jellemzők vizsgálata alapján összehasonlítjuk a különböző kapcsolású RC oszcillátorokat.

Az oszcillátorok jellemzői

Az oszcillátorok kimenő jelének jellemzői: a frekvencia, az amplitudó és a torzítás. Az előző két jellemző vizsgálatával a közleményben részletesen foglalkozunk. A kis torzítási tényező biztosítása a jel szempontjából lineáris működésű, vagy nagy szelektivitású áramkört kíván, az RC áramkörök viszont vagy egyáltalán nem szelektívek, vagy szelektivitásuk kicsi, így a lineáris működés biztosítása szükséges.

A rezgés frekvenciáját és amplitudóját tekintve fontos, hogy a $\frac{\Delta\omega}{\omega}$ frekvenciaváltozás, valamint a $\frac{\Delta U_{ki}}{U_{ki}}$ kimenőfeszültség-változás a kapcsolási elemek időbeli változásának hatására előírt kis érték alatt maradjanak. A $\frac{\Delta U_{ki}}{U_{ki}}$ relatív feszültségváltozás kis értéken tartásáról a stabilizálás gondoskodik.

A rezgés előállítása visszacsatolt erősítővel történik. A stabil rezgés ismert feltétele:

$$\beta A = H = 1 \quad (1)$$

ahol A az erősítés, β a visszacsatolási tényező. H a rezgés amplitudójának és frekvenciájának függvénye. A két változó elkülönítése céljából H -t úgy választjuk meg, hogy a β visszacsatolás legyen frekvenciafüggő (a frekvenciafüggetlen visszacsatolást

lást beszámítjuk az erősítőbe), az erősítés pedig a kimenő jeltől függjön. Ezenkívül mindkét tényező függ még valamilyen tetszőleges i , illetve k változótól:

$$\beta = \beta_1(\omega, i)$$

$$A = A_2(U_{ki}, k)$$

Az (1) egyenletet valós és képzetes részekre bontva:

$$H = (\beta_v + j\beta_k) \cdot \frac{A_e}{1 - j \operatorname{tg} \varphi_e} = 1 \quad (2)$$

ahol β_v a frekvenciafüggő visszacsatolás valós része β_k pedig a képzetes rész. A_e az eredő erősítés $\operatorname{tg} \varphi_e = 0$ esetén. Az egyenlőséget a tört eltávolításával egyszerűbb alakra hozzuk, valós és képzetes részekre bontjuk. Az új kifejezés valós részét jelöljük x -szel, a képzetest y -nal

$$x = x(U_{ki}, x_i) = A_e \cdot \beta_v = 1 \quad (3)$$

$$y = y(\omega, y_k) = A_e \beta_k + \operatorname{tg} \varphi_e = 0 \quad (4)$$

A működési tartományban $\operatorname{tg} \varphi_e \approx 0$, azaz $\varphi_e = 0$ vagy $n \cdot \pi$. Így $\beta_k \approx 0$ összefüggés meghatározza a rezgési frekvenciát, míg a $\beta_v \cdot A_e = 1$ az amplitudót. A β_v és A_e frekvenciafüggősége az amplitudó frekvenciafüggőségét okozza, míg a $\operatorname{tg} \varphi_e$ változása a frekvenciával a berezgést befolyásolja.

A H kifejezés értéke változhat az idő függvényében különböző okok miatt, mint pl. az alkatrészek öregedése, hőfokingadozás stb. Ezek a változások amplitudó és frekvencia instabilitást okoznak. Az amplitudó és frekvenciastabilitás vizsgálatához képezzük a (3) és (4) összefüggések teljes differenciálját

$$\frac{\partial x}{\partial U_{ki}} \Delta U_{ki} + \sum \frac{\partial x}{\partial x_i} \Delta x_i = 0 \quad (5)$$

$$\frac{\partial y}{\partial \omega} \Delta \omega + \sum \frac{\partial y}{\partial y_k} \Delta y_k = 0 \quad (6)$$

Az amplitúdóstabilitás

$$\frac{\Delta U_{ki}}{U_{ki}} = \frac{-\sum \frac{\partial y}{\partial x_i} \Delta x_i}{U_{ki} \frac{\partial x}{\partial U_{ki}}} \quad (7)$$

A frekvenciastabilitás az ω_0 működési frekvencián:

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{-\sum \frac{\partial y}{\partial y_k} \Delta y_k}{\omega_0 \frac{\partial y}{\partial \omega}} \quad (8)$$

Ahhoz, hogy a stabil berezgés kis amplitudóknál is létrejöjjön, szükséges, hogy az alábbi feltételek teljesüljenek:

$$\frac{\partial H}{\partial U_{ki}} < 0 \quad (9)$$

$$\frac{\partial (\arccos H)}{\partial \omega} < 0 \quad (10)$$

Különböző RC generátorok összehasonlítása

Az RC oszcillátorok egy aktív négy-pólusra és egy RC elemeket tartalmazó frekvenciafüggő átviteli passzív négy-pólusra bonthatók. A visszacsatoló passzív négy-pólus többféleképpen építhető fel. Cél-szerű meghatározni ezen frekvenciafüggő négy-pólusok átviteli függvényét, és a generátor jellemzőinek alakulását ezek vizsgálata alapján összehasonlítani.

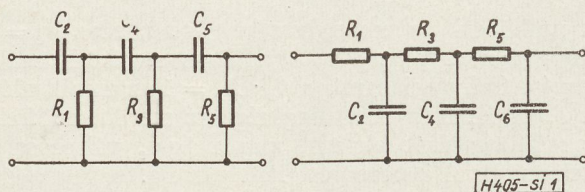
Az erősítők eredő fázisforgatása $n\pi$, ahol $n = 0, 1, 2, \dots$ az erősítő fokozatok számától függően.

$$\arccos \beta A = \arccos \beta + \arccos A = \arccos \beta + n\pi = m2\pi$$

$$\arccos \beta = (2m - n)\pi$$

Figyelembe véve a 2π szerinti periodicitást $\arccos \beta = 0$ vagy $\pm \pi$.

Ennek alapján a négy-pólusok az f_0 rezgési frekvencia kis környezetében létrehozott fázistolás szerint két fő csoportra oszthatók:



1. ábra

1. $\varphi_0 = \pm \pi$ fázistolású RC láncok,
2. $\varphi_0 = 0$ fázistolású láncok.

Az első csoportba tartoznak az ún. fázistolós láncok. Ezek L tagok összekapcsolásából nyerhetők (1. ábra). Felépíthetők CR vagy RC elemekből, aszerint, hogy a frekvencia függvényében növekvő (felüláteresztő) vagy csökkenő (aluláteresztő) amplitudót kívánunk kapni.

Egy L tag véges frekvenciákon $\varphi < \frac{\pi}{2}$ fázistolású, ezért π fázistoláshoz legalább 3 tag szükséges. A feszültségátviteli függvény általános alakja a 3 tagú láncra:

$$\beta_3 = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 - B_2\Omega^2 \pm jB_1\Omega(1 - \Omega^2)} \quad (11)$$

Itt U_1 a visszacsatoló négy-pólus bemenő, U_2 pedig a kimenő feszültsége.

B_1 és B_2 pozitív valós együtthatók. Az RC típusú négy-pólus esetén $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ míg CR típus esetén

$\Omega = \frac{\omega_0}{\omega}$. Itt ω_0 azt a frekvenciát jelenti, ahol a négy-pólus fázisforgatása $\varphi_3 = \pi$.

A fázistolás

$$\operatorname{tg} \varphi_3 = \pm \frac{B_1\Omega(1 - \Omega^2)}{1 - B_2\Omega^2} \quad (12)$$

A fáziskarakterisztika menete az RC típusnál: $\omega = 0$ -nál $\operatorname{tg} \varphi_3 = 0$, $\varphi_3 = 0$. A frekvencia növekedésével a fázisszög értéke csökken $\omega = \omega_0$ -nál $-\pi$ értéket vesz fel.

A CR típus fáziskarakterisztika menete: $\omega = 0$ -nál

$$\operatorname{tg} \varphi = +\infty, \varphi = \frac{3\pi}{2}. \omega \text{ növelésével } \varphi \text{ csökken } 0\text{-ig.}$$

Az $\omega = \omega_0$ frekvencián $+\pi$ értéket vesz fel.

A stabilitás vizsgálatához elő kell állítanunk az x és y összefüggéseket, a β helyébe behelyettesítve a visszacsatoló négy-pólusra meghatározott átviteli függvényt.

$$H = \beta A_e = 1 = \frac{A_e}{[1 - B_2\Omega^2 \pm jB_1\Omega(1 - \Omega^2)][1 - j\operatorname{tg} \varphi_e]} \quad (13)$$

meghatározva az x és y kifejezéseit

$$x = A_e + B_2\Omega^2 \mp B_1\Omega(1 - \Omega^2) \operatorname{tg} \varphi_e = 1 \quad (14)$$

$$y = \mp B_1\Omega(1 - \Omega^2) + \operatorname{tg} \varphi_e(1 - B_2\Omega^2) = 0 \quad (15)$$

A (15) összefüggésből a $\mp B_1\Omega(1 - \Omega^2)$ -et kifejezve és a (14)-be téve és átrendezve x -re kapjuk

$$x = A_e + B_2\Omega^2(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_e) - \operatorname{tg}^2 \varphi_e = 1 \quad (16)$$

Az amplitúdó- és a frekvenciastabilitás meghatározásához elő kell állítanunk a (7) és (8) kifejezésekben szereplő differenciálokat, illetve parciális deriváltakat. Mind a (7), mind a (8) összefüggés számlálóját az x , illetve az y mennyiségek teljes differenciálját jelentik.

Képezve a Δx_i -t

$$\Delta x_i = \Delta A_e + \Omega^2(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_e) \Delta B_2 + 2\Omega B_2(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_e) \Delta \Omega - 2 \operatorname{tg} \varphi_e(1 - B_2\Omega^2) \Delta \operatorname{tg} \varphi_e \quad (17)$$

A $\Delta \Omega$ megváltozás a Δy -ből behelyettesíthető oly módon, hogy a kapcsolási elemeket tartalmazó B_1 , B_2 , a $\operatorname{tg} \varphi_e$, valamint ezek megváltozásának függvénye legyen.

$$\Delta y_i = (1 - B_2\Omega^2) \Delta \operatorname{tg} \varphi_e - \operatorname{tg} \varphi_e \Omega^2 B_2 \Delta B_2 \mp \Omega(1 - \Omega^2) \Delta B_1 - 2B_2\Omega \operatorname{tg} \varphi_e \Delta \Omega \pm [B_1(1 - \Omega^2) - 2B_1\Omega^2] \Delta \Omega \quad (18)$$

Rendezve és kifejezve a $\Delta \Omega$ -t

$$\Delta \Omega = \frac{(1 - B_2\Omega^2) \Delta \operatorname{tg} \varphi_e - \operatorname{tg} \varphi_e \Omega^2 \Delta B_2 + \frac{\operatorname{tg} \varphi_e}{B_1} (B_2\Omega^2 - 1) \Delta B_1}{2B_2\Omega \operatorname{tg} \varphi_e \pm B_1(1 - 3\Omega^2)} \quad (19)$$

Behelyettesítve a Δx_i kifejezésébe és elemi megváltozások szerint rendezve:

$$\begin{aligned} \Delta x_i = \Delta A_e + \frac{2B_2\Omega(B_2\Omega^2 - 1)(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_e) \operatorname{tg} \varphi_e}{B_1[2B_2\Omega \operatorname{tg} \varphi_e \pm B_1(1 - 3\Omega^2)]} \Delta B_1 + \\ \pm \Omega^2(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_e) - \frac{B_1(1 - 3\Omega^2)}{2B_2\Omega \operatorname{tg} \varphi_e + B_1(1 - 3\Omega^2)} \Delta B_2 + \\ + 2(B_2\Omega^2 - 1) \left[\operatorname{tg} \varphi_e - \frac{B_2\Omega(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_e)}{2B_2\Omega \operatorname{tg} \varphi_e \pm B_1(1 - 3\Omega^2)} \right] \Delta \operatorname{tg} \varphi_e \end{aligned} \quad (20)$$

ΔA_e itt az erősítés megváltozását jelenti különböző okok miatt, pl. csőöregedés, tápfeszültség-változás stb.

Szükséges még a $\frac{\partial x}{\partial U_{ki}}$ differenciál hányados a (7) összefüggés szerint. Mivel a kimenő feszültség

$$\frac{\Delta U_{ki}}{U_{ki}} = \frac{A_e \frac{\Delta A_e}{A_e} + B_2 \frac{\Delta B_2}{B_2} \pm \frac{(B_2 - 1)}{B_1} B_2 (\operatorname{tg} \varphi_e \frac{\Delta B_1}{B_1} + \Delta \operatorname{tg} \varphi_e)}{U_{ki} \frac{\partial A_e}{\partial U_{ki}}} \quad (22)$$

A frekvenciastabilitás a (8) összefüggés alapján a Δy_i teljes differenciál, valamint a $\frac{\partial y}{\partial \omega}$ parciális derivált ismeretében határozható meg.

A Δy_i teljes deriváltban a $\frac{\partial y}{\partial \Omega}$ helyett a $\frac{\partial x}{\partial \Omega} \frac{\partial \Omega}{\partial \omega_0}$ parciális differenciálhányadost számítjuk ki, mivel ez mutatja közvetlenül az ω_0 -t meghatározó alkatrészek megváltozása és a frekvenciamegváltozás közti összefüggést. Ugyanígy határozzuk meg a $\frac{\partial x}{\partial \omega}$ parciális deriváltat. Mindkét esetben behelyet-

tesítjük az $\omega = \omega_0$ -t. Így:

$$\frac{\partial x}{\partial U_{ki}} = \frac{\partial x}{\partial A_e} \frac{\partial A_e}{\partial U_{ki}} = \frac{\partial A_e}{\partial U_{ki}} \quad (21)$$

$\frac{\partial A_e}{\partial U_{ki}}$ az $A_e = f(U_{ki})$ ismeretében számítható. Így a (20) és (21) kifejezéseket a (7)-be helyettesítve megkapjuk az amplitúdóstabilitást.

A stabilitás a működési frekvencián bír jelentőséggel. Feltételezve, hogy a működési frekvencia csak kismértékben tér el a visszacsatoló négy-pólus kapcsolási elemei által meghatározott ω_0 -tól, az $\Omega \approx 1$ közelítéssel élhetünk. A kifejezés további egyszerűsítése céljából felvehetjük, hogy $\operatorname{tg} \varphi_e$ kicsi, így ahol additív tagként szerepel, nagyobb mennyiség mellett, ott elhanyagoljuk.

tesítjük az $\omega = \omega_0$ -t. Így:

$$\frac{\partial \Omega}{\partial \omega_0} = \frac{-1}{\omega_0} \quad \frac{\partial \Omega}{\partial \omega} = \frac{1}{\omega_0}$$

$$\begin{aligned} \Sigma \Delta y_i = (1 - B_2\Omega^2) \Delta \operatorname{tg} \varphi_e - \operatorname{tg} \varphi_e \Omega^2 \Delta B_2 + \\ + (B_2\Omega^2 - 1) \frac{\operatorname{tg} \varphi_e}{B_1} \Delta B_1 - \\ - \{ B_2\Omega \operatorname{tg} \varphi_e \pm B_1(1 - 3\Omega^2) \} \frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} \end{aligned} \quad (23)$$

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{(1 - B_2\Omega^2) \Delta \operatorname{tg} \varphi_e - \operatorname{tg} \varphi_e \Omega^2 \Delta B_2 + (B_2\Omega^2 - 1) \frac{\operatorname{tg} \varphi_e}{B_1} \Delta B_1 - \{ 2B_2\Omega \operatorname{tg} \varphi_e \pm [B_1(1 - 3\Omega^2)] \} \frac{\Delta \omega}{\omega_0}}{-2B_2\Omega \operatorname{tg} \varphi_e \mp [B_1(1 - 3\Omega^2)]} \quad (24)$$

Az amplitúdóstabilitásnál már említett egyszerűsítéseket bevezetve:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \approx \frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} - \frac{B_2 - 1}{2[B_1 \pm B_2 \operatorname{tg} \varphi_e]} \\ \left\{ \operatorname{tg} \varphi_e \left(\frac{\Delta B_2}{B_2 - 1} + \frac{\Delta B_1}{B_1} \right) + \operatorname{tg} \varphi_e \right\} \end{aligned} \quad (25)$$

A stabilitási tényezők konkrét kiértékelhetősége céljából megadjuk az ω_0 , B_1 és B_2 értékeit 3 L tagból

$$B_2 = \frac{[R_1(C_2 + C_4 + C_6) + R_3(C_4 + C_6) + R_5C_6][R_1R_3C_2(C_4 + C_6) + R_1R_5C_6(C_2 + C_4) + R_3R_5C_4C_6]}{R_1R_3R_5C_2C_4C_6} \quad (28)$$

Az általános kifejezések ismeretében vizsgáljunk meg két speciális esetet.

a) elemértékek azonosak:

$$R_1 = R_3 = R_5 = R \quad \omega_0 = \frac{\sqrt{6}}{RC} \quad B_1 = 6\sqrt{6} \quad B_2 = 30$$

felépített RC típusú visszacsatoló lánc esetén, a kapcsolási elemek függvényében.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_1(C_2 + C_4 + C_6) + R_3(C_4 + C_6) + R_5C_6}{R_1R_3R_5C_2C_4C_6}} \quad (26)$$

$$B_1 = \sqrt{\frac{[R_1(C_2 + C_4 + C_6) + R_3(C_4 + C_6) + R_5C_6]^3}{R_1R_3R_5C_2C_4C_6}} \quad (27)$$

$$C_2 = C_4 = C_6 = C$$

$$x_{\Omega=1} = A_e + B_2 = 1 \quad -A > B_2 - 1 = 29$$

Az amplitúdóstabilitás ezek behelyettesítésével, valamint az erősítésszabályozás ismeretében, meghatározható a (22) közelítő kifejezés alapján.

A frekvenciastabilitás, feltételezve, hogy $\operatorname{tg} \varphi_e$ igen kicsi közelítőleg csak $\Delta\omega_0$ megváltozásától függ, ez pedig az RC elemek időbeli változásának függvénye.

$$\Delta\omega_0 = \frac{\partial\omega_0}{\partial R} \Delta R + \frac{\partial\omega_0}{\partial C} \Delta C \quad (29)$$

ahol

$$\begin{aligned} \omega_0 &= \frac{\sqrt{6}}{RC} \\ \Delta\omega_0 &= -\omega_0 \left(\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C} \right) \\ \frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} &= - \left(\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C} \right) \end{aligned} \quad (30)$$

b) A lánc tagjai egymást nem terhelik, a kaszkád kapcsolt L tagok mindegyikének impedanciája nagyobb az előtte levő L tagénál.

$$\begin{aligned} R_1 &= R & R_3 &= n \cdot R & R_5 &= n^2 \cdot R \\ C_2 &= C & C_4 &= \frac{C}{n} & C_6 &= \frac{C}{n^2} \end{aligned}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \sqrt{3 + \frac{2}{n} + \frac{1}{n^2}} \quad (31)$$

$$B_1 = \sqrt{\left(3 + \frac{2}{n} + \frac{1}{n^2}\right)^3} \quad (32)$$

$$B_2 = \left(3 + \frac{2}{n} + \frac{1}{n^2}\right) \left(3 + \frac{2}{n}\right) \quad (33)$$

Az amplitudó- és frekvenciastabilitás az előbbiekhöz hasonló módon meghatározható.

Zérus fázisforgatású szelektív visszacsatoló láncok

Ezen négyfókusok csoportjába azok a visszacsatoló láncok tartoznak, melyek fázisforgatása az oszcillátor működési frekvenciáján zérus. A működési frekvencián vagy a rezonancia-frekvencia kis környezetében mutatott feszültségátvitelük szerint további felosztást végezhetünk.

a) *Sáváteresztő jellegű négyfókusok.* A rezonancia-frekvencián $\omega = \omega_0$ -nál $\beta = \beta_0 = \beta_{\max}$.

b) *Sávzáró jellegű négyfókusok.* Az átvitel az $\omega = \omega_0$ rezonancia-frekvencián minimális. Ez ismét kétféleképpen valósítható meg lánckapcsolással, amikor $\beta = \beta_0 = \beta_{\min} > 0$, hídkapcsolással, amikor $\beta = \beta_0 = \beta_{\min} \approx 0$.

Ezen négyfókusok feszültségátvitelét általánosan; a bemenő feszültséget U_1 -gyel, a kimenőfeszültséget U_2 -vel jelölve:

$$\beta = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\beta_0 + jk\eta Q}{1 + j\eta Q} \quad (34)$$

Sáváteresztő négyfókusoknál $k = 0$, míg sávzáró négyfókusoknál $k = 1$.

β_0 és Q az átvitel jellemzői, β_0 a rezonancia-frekvencián adódó feszültségátviteli tényező, Q a szelektivitásra jellemző konstans.

Az egyes típusok kapcsolástechnikailag többféleképpen valósíthatók meg. Mielőtt azonban bemutatnánk a szokásos kapcsolásokat, itt is vizsgáljuk meg

a $H = \beta A$ kifejezésből kiindulva az amplitudó és frekvenciastabilitást az előbbiekhöz hasonló módon:

$$H = \frac{\beta_0 + jk\eta Q}{1 + j\eta \cdot Q} \frac{A_e}{1 - j\operatorname{tg} \varphi_e} \quad (35)$$

A valós és képzetes rész:

$$X = \beta_0 A_e - \eta Q \operatorname{tg} \varphi_e = 1 \quad (36)$$

$$y = (k A_e - 1) \eta Q + \operatorname{tg} \varphi_e = 0 \quad (37)$$

Képezve ezek teljes differenciálját

$$\begin{aligned} \Delta x_i &= \beta_0 \Delta A_e + A_e \Delta \beta_0 - \eta Q \Delta \operatorname{tg} \varphi_e - \\ &- \operatorname{tg} \varphi_e (\eta \Delta Q + Q \Delta \beta) = 0 \end{aligned} \quad (38)$$

$$\begin{aligned} \Delta y_i &= (k A_e - 1) (\eta \Delta Q + Q \Delta \eta) + \eta Q k \Delta A_e + \\ &+ \Delta \operatorname{tg} \varphi = 0 \end{aligned} \quad (39)$$

Ha az erősítő β_b belső visszacsatolást tartalmaz

$$A_e = \frac{A_0}{1 - \beta_b A_0} \quad (40)$$

A_0 visszacsatolás nélküli erősítés, φ_0 a hozzá tartozó fázisszög

$$\operatorname{tg} \varphi_e = \frac{\operatorname{tg} \varphi_0}{1 - \beta_b A_0} \quad (41)$$

(41)-ben β_b -t előjelhelyesen kell beírunk. Negatív visszacsatolás esetén a (40) és (41) egyenlőségek nevezője $1 + \beta_b A_0$ lesz.

Képezzük a (38) és a (39) kifejezésekben szereplő differenciálokat.

$$\Delta A_e = \frac{\Delta A_0 + A_0^2 \Delta \beta_b}{(1 - \beta_b A_0)^2} \quad (42)$$

$$\Delta \operatorname{tg} \varphi_e = \frac{\Delta \operatorname{tg} \varphi_0}{1 - \beta_b A_0} + \frac{\operatorname{tg} \varphi_0}{(1 - \beta_b A_0)^2} (A_0 \Delta \beta_b + \beta_b \Delta A_0) \quad (43)$$

A (40) és (41) kifejezéseket behelyettesítve a (37)-be

$$\eta Q = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) Q = - \frac{\operatorname{tg} \varphi_0}{(k + \beta_b) A_0 - 1} \quad (44)$$

Képezve mindkét oldal teljes differenciálját és az ηQ kifejezést behelyettesítve:

$$\begin{aligned} \Delta(\eta Q) &= (\eta \Delta Q + Q \Delta \eta) = - \frac{\operatorname{tg} \varphi_0}{(k + \beta_b) A_0 - 1} \frac{\Delta Q}{Q} + \\ &+ 2Q \left(\frac{\Delta \omega}{\omega_0} - \frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} \right) = - \frac{\Delta \operatorname{tg} \varphi_0}{(k + \beta_b) A_0 - 1} + \\ &+ \frac{\operatorname{tg} \varphi_0}{[(k + \beta_b) A_0 - 1]^2} [A_0 \Delta \beta_b + (k + \beta_b) \Delta A_0] \end{aligned} \quad (45)$$

A (36) egyenletből a (40), (41) és (44) összefüggésekkel a β_0 kifejezhető az erősítő négyfókus jellemzőinek függvényeként

$$\beta_0 = \left[\frac{1}{A_0} - \beta_b - \frac{\operatorname{tg}^2 \varphi_0}{(k + \beta_b) A_0 - 1} \right] \quad (46)$$

Nagy erősítés esetén

$$\beta_0 \approx -\beta_b \text{ vagy } 0. \quad (47)$$

Rendezés után:

$$\begin{aligned} \Delta x_i &= A_0 \Delta \beta_0 + \left[1 - \frac{\operatorname{tg}^2 \varphi_0}{[(k + \beta_b) A_0 - 1]^2} \right] \beta_b A_0 \frac{\Delta \beta_b}{\beta_b} + \\ &+ \left[1 - \operatorname{tg}^2 \varphi_0 \frac{2(k + \beta_b) A_0 - 1}{[(k + \beta_b) A_0 - 1]^2} \right] \frac{\Delta A_0}{A_0} + \\ &+ \frac{2 \operatorname{tg} \varphi_0}{(k + \beta_b) A_0 - 1} \Delta \operatorname{tg} \varphi_0 = 0 \end{aligned} \quad (48)$$

Nagy erősítés esetén:

$$\begin{aligned} \Delta x_i &= \sum_i \frac{\partial x}{\partial x_i} \Delta x_i \approx A_0 \Delta \beta_b + \beta_b A_0 \frac{\Delta \beta_b}{\beta_b} + \\ &+ \frac{\Delta A_0}{A_0} \frac{2 \operatorname{tg}^2 \varphi_0}{(k + \beta_b) A_0} \frac{\Delta \operatorname{tg} \varphi_0}{\operatorname{tg} \varphi_0} = 0 \end{aligned} \quad (49)$$

$$\begin{aligned} \Delta y_i &= 2Q [(k + \beta_b) A_0 - 1] \left(\frac{\Delta \omega}{\omega_0} - \frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} \right) - \\ &- \operatorname{tg} \varphi_0 \left[\frac{\Delta Q}{Q} + \frac{(k + \beta_b) A_0}{(k + \beta_b) A_0 - 1} \left(\frac{\Delta \beta_b}{\beta_b} + \frac{\Delta A_0}{A_0} \right) \right] + \\ &+ \Delta \operatorname{tg} \varphi_0 \end{aligned} \quad (50)$$

Ebből a (47) figyelembevételével

$$\begin{aligned} \frac{\partial y}{\partial \omega} &= 2Q [(k + \beta_b) A_0 - 1] \frac{1}{\omega_0} \approx 2Q (k - \beta_0) A_0 \frac{1}{\omega_0} \\ \sum_k \frac{\partial y}{\partial y_k} \Delta y_k &\approx -2Q (k - \beta_0) A_0 \frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} - \\ &- \operatorname{tg} \varphi_0 \left[\frac{\Delta Q}{Q} + \frac{\Delta \beta_b}{k - \beta_0} + \frac{\Delta A_0}{A_0} - \frac{\Delta \operatorname{tg} \varphi_0}{\operatorname{tg} \varphi_0} \right] \end{aligned} \quad (51)$$

Az amplitúdóstabilitás meghatározásához (7) szerint szükség van a $\frac{\partial x}{\partial U_{ki}}$ parciális deriváltra, ami a szabályozás jellemzője. Változtathatóvá tehetjük az A_e erősítést és a β_b visszacsatolást. Elegendő azonban, ha csupán az egyik változik a kimenő feszültség függvényében. A (49) kifejezésből láthatóan a $\frac{\Delta \beta_b}{\beta_b}$ százalékos megváltozás $\beta_b A_0$ -szor hatásosabb a $\frac{\Delta A_0}{A_0}$ százalékos megváltozásnál, így megfelelőbb, ha β_b -t tesszük a kimenő feszültség függvényévé. Így a (49)-ből:

$$\frac{\partial x}{\partial U_{ki}} = \frac{\partial x}{\partial \beta_b} \cdot \frac{\partial \beta_b}{\partial U_{ki}} = \left\{ 1 - \frac{\operatorname{tg}^2 \varphi_0}{[(k + \beta_b) A_0 - 1]^2} \right\} A_0 \frac{\partial \beta_b}{\partial U_{ki}} \quad (52)$$

A $\frac{\partial \beta_b}{\partial U_{ki}}$ differenciálhányados adott kapcsolási stabilizálás esetén számítható. A (48) és (52) kifejezéseket a (7)-be helyettesítve, megkapjuk a százalékos amplitúdóstabilitást.

A frekvenciastabilitás meghatározásához szükség van a $\frac{\partial y}{\partial \omega}$ előállítására. Δy_i teljes differenciálban

$\Delta \eta$ szerinti megváltozás szerepel, ezért célszerű ezt az ω_0 működési frekvencia megváltozására visszavezetni a fázistolás típusnál már tárgyalt módon. Mivel a stabilitást a működési frekvencián vizsgáljuk, mindkét esetben $\omega = \omega_0$.

$$\frac{\partial y}{\partial \omega} = \frac{\partial y}{\partial \eta} \cdot \frac{\partial \eta}{\partial \omega} \quad (52a)$$

ahol

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}. \quad (53)$$

(53) deriválva, az $\omega = \omega_0$ helyen

$$\frac{\partial \eta}{\partial \omega} = \frac{2}{\omega_0} \quad (54)$$

Hasonló módon:

$$\frac{\partial \eta}{\partial \omega_0} = -\frac{2}{\omega_0} \quad (55)$$

Behelyettesítve ezeket a (8) összefüggésbe, megkapjuk a százalékos frekvenciastabilitást

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \omega}{\omega_0} &= \frac{\operatorname{tg} \varphi_0}{2Q [1 - (k + \beta_b) A_0]} \\ &+ \left[\frac{(k + \beta_b) A_0}{((k + \beta_b) A_0 - 1) A_0} + \frac{\beta_b A_0}{(k + \beta_b) A_0 - 1} \frac{\Delta \beta_b}{\beta_b} + \frac{\Delta Q}{Q} \right] + \\ &+ \frac{\omega_0 \operatorname{tg} \varphi_0}{2Q (k + \beta_b) A_0 - 1} \frac{\Delta \operatorname{tg} \varphi_0}{\operatorname{tg} \varphi_0} - \frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} \end{aligned} \quad (56)$$

Figyelembe véve, hogy A_0 értéke nagy, közelítőleg:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \omega}{\omega_0} &\approx -\frac{\operatorname{tg} \varphi_0}{2Q (k + \beta_b) A_e} \left[\frac{\Delta Q}{Q} + \frac{\beta_b}{k + \beta_b} + \frac{\Delta \beta_b}{\beta_b} + \right. \\ &+ \left. \frac{\Delta A_0}{A_0} \right] - \frac{\operatorname{tg} \varphi_0}{2Q (k + \beta_b) A_0} \frac{\Delta \operatorname{tg} \varphi_0}{\operatorname{tg} \varphi_0} - \frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} \end{aligned} \quad (57)$$

Az amplitúdó stabilitással kapcsolatban csupán a szabályozás megválasztása után tudunk következtetést levonni.

A frekvenciastabilitás növekedése egyenesen arányos a $(k + \beta_b) 2Q A_e$ növekedésével. β_b a (46) összefüggés alapján kifejezhető β_0 -val. A (47) közelítő formula alapján:

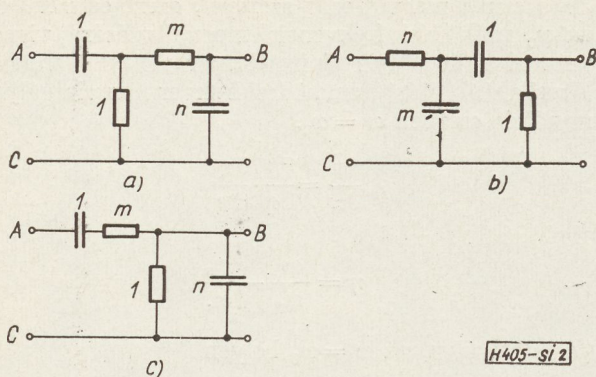
$$\beta_0 \approx -\beta_b$$

$$2Q A_e (k + \beta_b) \approx 2Q A_e (k - \beta_0) \quad (58)$$

A $2Q (k - \beta_0)$ -ban szereplő mennyiségek értékeit a visszacsatoló passzív négypólus elemei határozzák meg. A továbbiakban megadjuk az egyes típusok kapcsolásait, alkalmazási módját, az átviteli függvényben szereplő állandók kifejezését a kapcsolási elemek függvényében, valamint a megvalósítható elemértékeket.

Sáváteresztő jellegű visszacsatoló négypólusok

Egy felül- és egy aluláteresztő RC négypólus kaszkádkapcsolásából állíthatók elő a sáváteresztő jellegű visszacsatoló láncok a 2a, 2b és 2c ábrák szerint.



2. ábra

A számítás egyszerűsítése céljából ellenállás- és kapacitásegységeket vezetünk be, $R_0 = 1$ és $C_0 = 1$.

Meghatározzuk a 2a és 2b ábra szerinti kapcsolásoknál a frekvenciastabilitást befolyásoló jellemzőket:

$$\beta_0 = \frac{1}{1 + n(1 + m)} \quad (59)$$

$$Q = \beta_0 \cdot \sqrt{m \cdot n} = \frac{\sqrt{m \cdot n}}{1 + n(1 + m)} \quad (60)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R_0 C_0 \sqrt{m \cdot n}} \quad (61)$$

$$k = 0$$

$$(k - \beta_0) Q = \beta_0 \cdot Q \quad (62)$$

A frekvenciastabilitás, mint már láttuk, legkedvezőbb, ha $(k - \beta_0)Q$ maximális. Keressük meg ezen kifejezés maximumát:

$$n_{\text{opt}} = \frac{1}{3(1 + m)} \quad (63)$$

$$(\beta_0 \cdot Q)_{\text{opt}} = \frac{\sqrt{3}}{4} \sqrt{\frac{m}{1 + m}} \quad (64)$$

A kifejezés maximális, ha $m \rightarrow \infty$ és a (63) szerint $n \rightarrow 0$.

Ekkor

$$\beta_{\text{opt}} = \frac{3}{4}$$

$$A_0 > \frac{1}{\beta_0} = \frac{4}{3} \quad (\text{a berezgéshez szükséges erősítés})$$

$m = n = 1$ esetén

$$\beta_0 = \frac{1}{3}$$

$$\beta_0 \cdot Q = \frac{1}{9}$$

$$A_0 > 3$$

A számítást elvégezve a 2a ábra szerinti visszacsatoló láncra

$$\beta_0 = \frac{1}{1 + m + n} \quad (65)$$

$$Q = \frac{\sqrt{mn}}{1 + m + n} \quad (66)$$

$$\beta_0 Q = \frac{\sqrt{mn}}{1 + m + n} \quad (67)$$

A Q függvénynek az $m = n = \frac{1}{2}$ értékek mellett van maximuma

$$Q_{\text{opt}} = \frac{1}{4}$$

$$\beta_{\text{opt}} = \frac{1}{2}$$

$$(\beta_0 Q) = \frac{1}{8}$$

$$A_0 > 2$$

Ha $m = n = 1$

$$\beta_0 = \frac{1}{3}$$

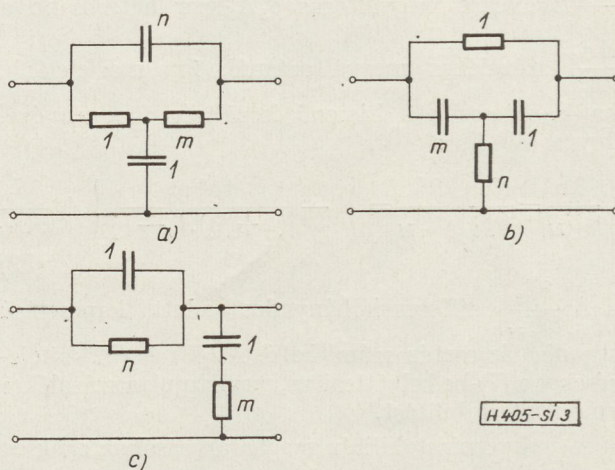
$$Q = \frac{1}{3}$$

$$\beta_0 Q = \frac{1}{9}$$

$$A_0 > 3$$

Sávzáró jellegű visszacsatoló négyfázisok

Ezek a sáváteresztő jellegű négyfázisokból származtathatók, ha a 2. ábrán bemutatott négyfázisok $A - C$ kapcsait tekintjük bemeneti, az $A - B$ kapcsait pedig kimeneti pontoknak. A 2a és 2b ábrák szerinti kapcsolásból ilyen módon áthidalt T tagot kapunk, a 2c ábra szerintiből pedig ismét L tagot. A három származtatott kapcsolást a 3a, 3b és 3c ábrák mutatják.



3. ábra

Határozzuk meg a sávzáro feszültségátvitelét, a β_{sz} -t, valamint β kifejezésében szereplő konstansokat a kapcsolási elemek függvényében. Mivel ezen négy-pólusokat a sáváteresztő jellegű négy-pólusokból származtattuk, feszültségátvitelük egyszerűen megadható a sáváteresztő négy-pólusoknál szereplő β segítségével, melyet megkülönböztetésül itt β_{SA} -val jelölünk.

$$\beta_{sz} = 1 - \beta_{SA} = 1 - \frac{\beta_{0SA}}{1 + j\eta Q} = \frac{\beta_{0sz} + j\eta Q}{1 + j\eta Q} \quad (68)$$

A 3a és 3b ábra szerinti kapcsolásra az alkalmazott jelöléseket felhasználva (68)-ból

$$\beta_{0sz} = 1 - \frac{1}{1 + n(1 + m)} = \frac{n(1 + m)}{1 + n(1 + m)} \quad (69)$$

$$Q = \frac{m \cdot n}{1 + n(1 + m)} \quad (70)$$

A 3c ábra szerinti kapcsolásnál

$$\beta_{0sz} = \frac{m + n}{1 + m + n} \quad (71)$$

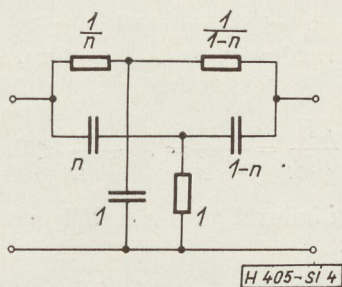
$$Q = \frac{\sqrt{m \cdot n}}{1 + m + n} \quad (72)$$

Mindhárom kapcsolásnál:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_0 C_0 \sqrt{m \cdot n}} \quad (73)$$

Képezve a $(k - \beta_{0sz}) = \{1 - (1 - \beta_{0SA})\} Q = \beta_{0SA} Q$ kifejezést, látható, hogy a frekvenciastabilitást befolyásoló $(k - \beta_0)Q$ megegyezik a sáváteresztőnél bemutatott összefüggéssel, így az m és n optimális értékei is megegyeznek az ott számítottakkal.

A sávzáro jellegű négy-pólusok egy speciális csoportját képezik a hídkapcsolású visszacsatoló áramkörök. Előállíthatók, ha egy sáváteresztő négy-pólust egy sávzáro négy-pólussal, vagy pedig ezek bármelyikét egy frekvenciafüggetlen osztóval hídbackapcsoljuk. Hárompólusú megvalósítás kettős T -vel történhet, a 4. ábra szerint.



4. ábra

A kapcsolás elemértékeit a kiegyenlíthetőség feltételének figyelembevételével adtuk meg normálalakban, itt $\beta_0 = 0$ és $k = 1$.

$$A \quad (k - \beta_0) Q = k \cdot Q = Q \quad (74)$$

maximuma $Q = \frac{n}{2}$ értéknél van.

Pozitív elemeket csak $n < 1$ esetén kapunk, és így:

$$Q_{opt} < \frac{1}{2}$$

A kapcsolás $n = \frac{1}{2}$ esetén szimmetrikus. Ekkor

$Q = \frac{1}{4}$. A rezonanciafrekvencia minden esetben:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_0 C_0} \quad (75)$$

A berezgés feltétele: $\beta_b A_0 > 1$.

Az egyes típusok összehasonlítása

A visszacsatoló RC lánc a generátor jellemzői közül a frekvenciastabilitást befolyásolja döntő mértékben. Ezért az összehasonlítás során megnézzük, melyik lánc jellemzői biztosítják a legjobb frekvenciastabilitást. A visszacsatoló láncokra közölt számszerű jellemzők alapján eldönthető, hogy legkedvezőtlenebb a fázistolós lánc.

A szelektív visszacsatoló láncoknál, ha növeljük az erősítést, az egyes kapcsolási elemek változásának hatására (kivéve a frekvenciát meghatározó visszacsatoló lánc elemeit) kevésbé változik a rezgési frekvencia. A frekvenciastabilitást befolyásoló $(k - \beta_0)Q$ értékek az egyes típusoknál csak kevésbé különböznek. Legkedvezőbb értéket a kettős T -nél kapunk, nem szimmetrikus esetben. Kisebb lesz a $(k - \beta_0)Q$ függvény maximuma a 2a, 2b, 3a és 3b ábra szerinti kapcsolásoknál, szintén nem szimmetrikus elemmegválasztás esetén. Kedvezőtlenebb a 2c és 3c ábrákon megadott L kapcsolásokkal elérhető $(k - \beta_0)Q$ függvényérték a $\beta_0 = \frac{1}{2}$ esetén. Azonos elemek esetén legjobb a kettős T , míg a többi egymással megegyező a frekvenciastabilitás szempontjából.

Végül a visszacsatoló elemeket hozzájuk csatlakozó impedanciák befolyása szerint osztályozva, azt a következtetést vonhatjuk le, hogy előnyös, ha a visszacsatoló négy-pólus meghajtása feszültséggenerátorról történik és a kimenetén nagy impedanciájú a terhelés. E szempontból igen kedvező a 2c ábra szerinti sáváteresztő jellegű L tag, mivel kimeneti RC tagjába a hozzá csatlakozó erősítőelem bemenőimpedanciája (mely szintén RC jellegű) bevonható. Főleg tranzisztoros kapcsolásoknál ez a legalkalmasabb típus. Csöves erősítőnél az erősítő bemenőellenállása végtelen, így a 2a és 2b ábrák szerinti kapcsolások is megfelelőek.

Figyelembe véve az esetleges hangolhatósági követelményt, amit a jó frekvenciastabilitás miatt csak

forgókondenzátorral célszerű megoldani, szintén a két típus részesítendő előnyben, főleg a 2c ábra szerinti, mert a 2a és 2b ábrák szerinti két függetlenített hangolóforgót kíván, míg az előbbinél a forgórészek közös kivezetésük lehetnek.

A hangolható kivitelben csaknem kizárólag a 2c ábra szerinti visszacsatoló négyfólyust alkalmazzák azonos elemekkel, ahol $m = n = 1$. E generátortípust Wien-hidas generátornak is nevezik, mivel a frekvenciafüggő β pozitív és negatív β_b hidkapcsolást ad. A többi típust főleg fix frekvenciájú generátoroknál alkalmazzák, amelyekkel jobb frekvenciastabilitás érhető el.

Torzítás

Az oszcillátor áramkör torzítása az n -edik felhangra az $n\omega_0$ frekvenciájú jel amplitudójának viszonya az ω_0 frekvenciájú alapjel amplitudójához. A torzítási tényező függ a β -tól, a visszacsatoló négyfólyus átvitelétől. A teljes visszacsatolt hurok torzítása:

$$k_{ne} = \frac{k_{n0}}{(k_b + \beta_{n\omega_0}) A_0}, \quad (76)$$

ahol k_{ne} a visszacsatolt erősítő eredő torzítása az n -edik harmonikusra, k_{n0} a visszacsatolatlan erősítő torzítása az $\omega = n\omega_0$ frekvenciára, $\beta_{n\omega_0}$ a frekvenciafüggő visszacsatoló négyfólyus átvitele az $\omega = n\omega_0$ frekvencián.

A kis torzítási tényező biztosításához a frekvencia növekedésével kell, hogy a $(\beta_b + \beta) \cdot A_0$ növekedjék. Szelektív visszacsatoló láncoknál ez teljesíthető. Az ω_0 működési frekvencián $(\beta_b + \beta) \cdot A_0 = (\beta_b + \beta_0) \cdot A_0 \approx 1$, növelve a frekvenciát a βA_0 is nő. Felhasználva pl. a sáváteresztő négyfólyusnál megadott átviteli tényezőket

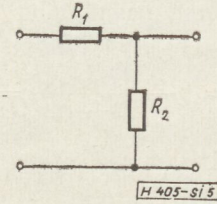
$$\begin{aligned} (\beta_b + \beta) A_0 &= \frac{(\beta_b + \beta_0) A_0 + j(k + \beta_b) A_0 \eta}{1 + jQ\eta} \approx \\ &\approx \frac{1 + j(k - \beta_0) A_0 Q \eta}{1 + jQ\eta} \end{aligned} \quad (77)$$

A (77) és (76) összefüggésekből látható, hogy a torzítási tényező a $(k - \beta_0) Q A_0$ -val fordítottan arányos. Hasonló eredményre jutottunk a frekvenciastabilitás vizsgálatánál. Így a visszacsatoló négyfólyusok jósaági sorrendje a jeltorzítás szempontjából megegyezik az ott elmondottakkal. Fázistolós visszacsatoló láncoknál β_b rendszerint zérus. Ezeknél a felüláteresztő típus az előnyösebb, mivel βA_0 nő a frekvencia növekedésével.

Amplitúdóstabilizálás

Az amplitúdóstabilizálás, mint az eddigiekben láttuk, igen kis mértékben függ az RC négyfólyus jellemzőitől, ezért a választott visszacsatoló áramkörtől függetlenül vizsgálható. Az amplitúdóstabilizálás az erősítés szabályozásával oldható meg. A szelektív

RC generátorokban alkalmazott frekvenciafüggetlen negatív visszacsatolás, amit β_b -vel jelöltünk, mindenütt felhasználható az erősítés szabályozására. A β_b visszacsatolást frekvenciafüggetlen osztó adja (5. ábra).



5. ábra

$$\beta_b = \frac{U_v}{U_{ki}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (78)$$

ahol U_v az U_{ki} kimenőfeszültségből nyert szabályozó feszültség. Az amplitúdóstabilitás a (72) és (52)

kifejezések szerint a $\frac{\partial \beta_b}{\partial U_{ki}}$ -vel fordítottan arányos.

Határozzuk meg a parciális derivált értékét a (78) kifejezés felhasználásával.

$$\begin{aligned} \frac{\partial \beta_b}{\partial U_{ki}} &= \frac{R_2 R_1}{(R_1 + R_2)^2} \left[\frac{\partial R_2}{\partial U_{ki}} \frac{1}{R_2} - \frac{\partial R_1}{\partial U_{ki}} \frac{1}{R_1} \right] = \\ &= \beta_{b0} (1 - \beta_{b0}) \left[\frac{\partial R_2}{\partial U_{ki}} \frac{1}{R_2} - \frac{\partial R_1}{\partial U_{ki}} \frac{1}{R_1} \right] \end{aligned} \quad (79)$$

Az ellenállások értéke a feszültség effektív értékének függvénye. Változási időállandójuk a leghosszabb periódusidőnél is jóval nagyobb kell hogy legyen, mert különben torzítás és fázistolás lép fel. Ilyen ellenállások csak közvetve feszültségfüggőek, legtöbbször hőfokfüggő ellenállások, amelyeket a kimenőjellel arányosan fűtünk (pl. termisztor vagy izzólámpa). A fűtést részben a kimenőjel, részben külső fűtés adhatja. Az ilyen ellenállások hátránya, hogy értékük függ a környezeti hőfoktól is.

Határozzuk meg az amplitúdóstabilitás kifejezésének nevezőjében szereplő $\frac{\partial x}{\partial U_{ki}}$ parciális deriváltat.

$$\frac{\partial x}{\partial U_{ki}} = \frac{1}{A_0} \frac{\partial A_0}{\partial U_{ki}} + A_0 \frac{\partial \beta_b}{\partial U_{ki}} \quad (80)$$

Ha csak a β_b visszacsatolást tesszük a kimenőfeszültség függvényévé és A_0 konstans, a (9) szerint szükséges, hogy a következő feltétel teljesüljön:

$$\frac{\partial H}{\partial U_{ki}} = \frac{\partial x}{\partial U_{ki}} = A_0 \frac{\partial \beta_b}{\partial U_{ki}} < 0.$$

Általánosan i indexet adva a szabályozott ellenállásnak, írható:

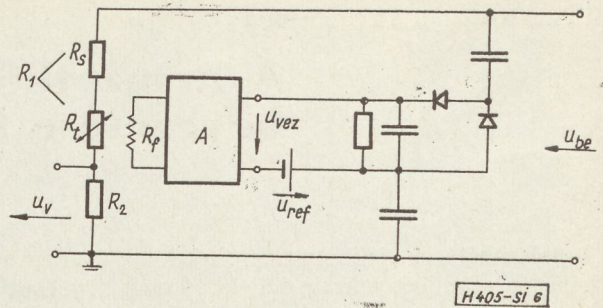
$$\frac{\partial x}{\partial U_{ki}} = A_0 \beta_b (1 - |\beta_b|) \frac{1}{R_i} \frac{\partial R_i}{\partial U_{ki}} (-1)^i < 0, \quad (81)$$

ahol $i = 1$, vagy 2 az 5. ábra jelöléseinek megfelelően, aszerint, hogy melyik ellenállást választjuk a szabályozásra.

A hőfokfüggő ellenállás közvetve függ a kimenőfeszültségtől. Általában ismert az $R_i = R_i(T)$ ellenállás-hőfok, vagy az $R_i = R_i(P)$ ellenállás-fűtőtéljesítmény karakterisztika. Ezekből:

$$\frac{\partial R_i}{\partial U_{ki}} = \frac{\partial R_i}{\partial P} \cdot \frac{\partial P}{\partial U_{ki}} = \frac{\partial R_i}{\partial T} \frac{\partial T}{\partial P} \frac{\partial P}{\partial U_{ki}} \quad (82)$$

A $\frac{\partial R_i}{\partial P_i}$ függvény, vagy a $\frac{\partial R_i}{\partial T}$ függvény karakterisztikából megszerkeszthető, sőt termisztoroknál az ismert ellenállás-hőfok függvény alapján a számítás elvégezhető. A termisztorral működő szabályozó áramkör, egyik megvalósítását sematikus vázlat formájában a 6. ábra mutatja. A szabályozó áramkör U_{be} bemenőfeszültsége az oszcillátor U_{ki} kimenőfeszültségével arányos. A szabályozás meredekségének növelésére az A jelű egyenáramú erősítő szolgál. Az erősítő az egyenirányított U_{ki} jel és a stabil U_{ref} feszültség



6. ábra

különbségét erősíti. A felerősített hibajel fűti a termisztor R_f fűtőellenállását. A fűtés változásának megfelelően változik a termisztor ellenállása, ezzel pedig az oszcillátor áramkör erősítése, tehát az oszcillátor kimenő jele.

SZABADALMI SZEMLE

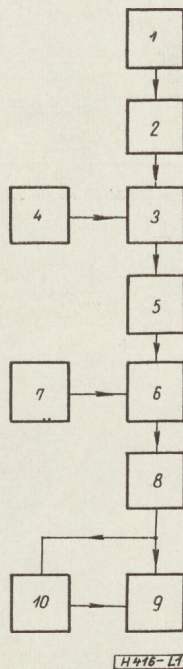
Összeállította: L É N Á R D L Á S Z L Ó

Eljárás és mérőberendezés rezgőkörök sávzélességének meghatározására

Bejelentette a Távközlési Kutató Intézet, Budapest, 1962. február 7-én (151 347; 21 a⁴ 64–77).

Feltalálók: Déri Sándor és Kása István okl. villamosmérnökök.

Mikrohullámú üregrezonátorok sávzélességének mérésére eddig nem ismeretesek közvetlenül mutató módszerek. Az ismert mérési módszerek általában lassúak és nehézkesek. A találmány tárgya olyan közvetlenül mutató mérési eljárás és berendezés, amellyel a mikrohullámú üregrezonátor sávzélessége gyorsan és egyszerű kezelési feltételek mellett meghatározható. A találmány szerint négypólusnak tekintett rezgőkört, üregrezonátort (2) olyan generátorral (1) táplálják, amellyel a rezgőkör rezonáns frekvenciájának a környékén egyenletes sűrűségű és azonos amplitúdójának tekinthető spektrumvonalakból álló jelet kapnak. Így a rezgőkör kimenetén, rezonanciagörbéjének megfelelően, ezzel arányos burkoló görbéjű frekvenciaspektrum keletkezik. A 3 dB szintesökkenéssel jellemzett pontok közötti spektrumvonalak száma arányos a sávzélességgel. A mérendő négypólus (2) kimenetén kapott jelet a keverőben (3) keverik a helyi oszcillátor (4) jelével, hogy kisebb frekvenciára transzponálják. A szélessávú középfrekvenciás erősítő (5) után a keverőben (6) a vobbulált helyi oszcillátor (7) jellel keverik. A keskenysávú erősítő (8) kimenetén az időfüggvénné alakított spektrum jelenik meg. A számlálót (9) a kapuzó áramkör (10) vezérli, amely az impulzussorozat burkológörbéjét és ennek csúcsertékét állítja elő és a számlálóra ezzel arányos, a 3 dB-es pontokhoz tartozó kapu-jel ad, így a számláló csak az ennél nagyobb impulzusokat számlálja. A számláló közvetlenül sávzélességben kalibrálható (1. ábra).



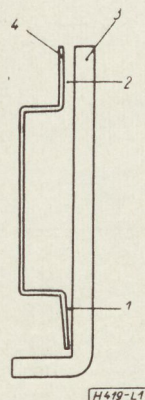
1. ábra

Nagyérzékenyséű, gyengeáramú törpejelfogó

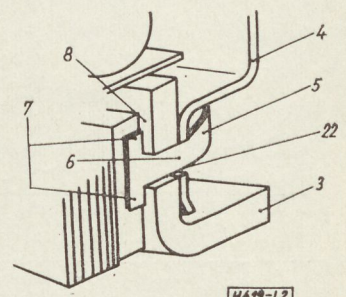
Bejelentette az Elektromechanikai Vállalat, Budapest, 1961 április 28-án (151 268; 21 a³ 16–80).

Feltaláló: Simon Ferenc okl. gépészmérnök.

Jelfogók méretesökkentésének akadálya a gerjesztés, mert ennek csökkenése a húzóerő rovására megy. Azonos gerjesztés esetén a melegedés lesz meg nem engedhető. Ez a nehézség a mágneses tér minél jobb kihasználásával, vagyis a szórás csökkentésével ellensúlyozható. Ezért a mágneses teret úgy alakítják ki, hogy a horgony és vasmag szembenéző felületei nagyok legyenek. Az ilyen megoldásban a horgonyrögzítés módja okoz nehézséget, ugyanis a horgony hossza közel akkora, mint a vasmagé, felülete pedig széles és ezért viszonylag nagy tömeget kell egyik végén rögzíteni. A találmány a



2. ábra



3. ábra

horgonyrögzítés módjának eddigi számos hiányosságát küszöböli ki, és biztosítja a mágneses tér nagyfokú kihasználását a szórt erővonalakat hasznosító, viszonylag nagy tömegű horgony alkalmazásával. A találmány lényege, hogy a vasmagnak (3) és a tengely körül mozgó horgonnak (4) egymáshoz való helyzetét meghatározó olyan hornyai (22, 23) vannak, amelyekben a horgonyt és a vasmagot összeszorító rugó (5) fekszik fel száraival (6). A horgony (4) az alsó légrés (1) körül fordul el, míg a felső légrés (2) hasznos légrés. Mind a két légrésben a horgony szélesítve van a mágneses árnyékolás növelésére (2. és 3. ábra).

A nemzetközi előfizetői távválasztás bevezetése a magyar telex-hálózatban

ETO 62.394.74(439) : 621.394.341

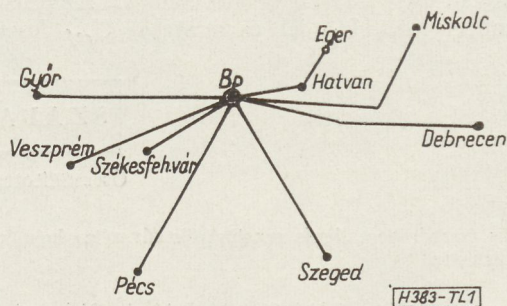
A telex-hálózat jellegzetesen helyközi és nemzetközi forgalmi igényeket elégít ki. Ennek következtében az egyes országok telex-hálózata a fejlődés mai állapotában, egyre inkább egy közös „világ-telex-hálózatban” egyesülnek.

A magyar posta mind országosan, mind nemzetközi viszonylatban elsőnek telex-hálózatában valósította meg a teljes távválasztást, és ezen a területen elérte a világszínvonalat. Így a magyar hálózat alkalmas arra, hogy a nagyjából már egységes európai telex-hálózat részévé váljék.

A magyar telex-hálózat jelenleg kiépült rendszerét az 1. ábra tünteti fel. Egyetlen főközpont-hoz csatlakozó mellékközpontokból áll, ezenkívül az igények alapján, és némileg tapasztalatszerzés céljából egy alközpontot is üzembe helyeztünk.

A hálózat központjai teljesen automatikus rendszerűek. A központok berendezései Siemens TW 39 rendszerűek, illetve az ennek megfelelő RFT TW 55 típusúak.

A TW 55 rendszer számtárca választású és közvetlen vezérlésű rendszer, így regiszttert nem alkalmaz. Az előfizetők egyéni előválasztó szerelvénnel



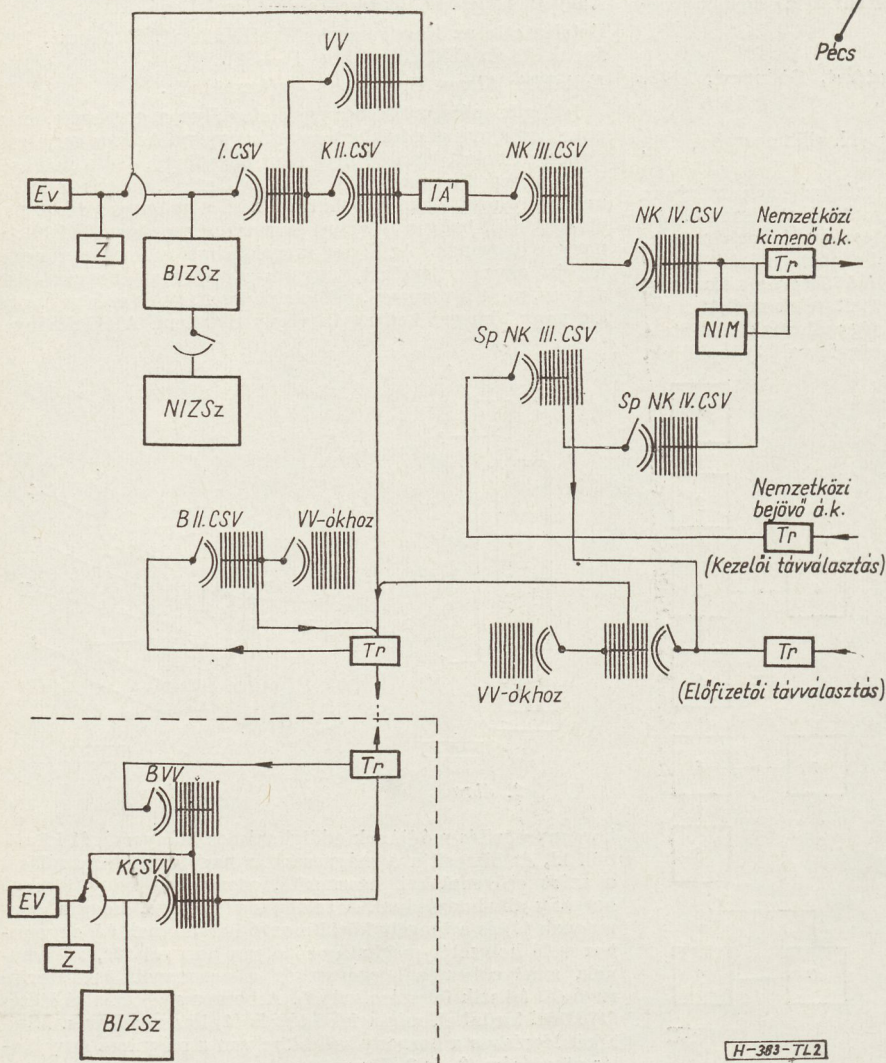
1. ábra

rendelkeznek. Ebben a fokozatban forgó választógépet, a többi fokozatban — csoport-, illetve vonalválasztásra — emelőválasztógépet (Strowger-rendszer) alkalmaz.

A TW 55 típusú berendezésekkel felépített csillaghálózat főközpontjának és egyik mellékközpontjának felépítését mutatja a 2. ábra.

Belföldi hívások lebonyolítása

A főközponti előfizetők 3 számjegy tárcsázásával hívhatják egymást. Például a 253 hívószámú előfizető hívásakor a kettes számjegy tárcsázásával az első csoportválasztót (ICsV) vezéreljük a 2. emeletre, ahol kereséssel ér el egy szabad kétszáz-as számmezejű vonalválasztót, amely



2. ábra. Ev — előválasztó szerelvény; Tr — trunk szerelvény; Z — előfizetői számláló jelfogó; VV — vonalválasztó; IA — impulzus áthidaló; CsV — csoportválasztó; NKIII.CSV — nemzetközi kimenő csoportválasztó; SpNKIII.CSV — speciális nemzetközi kimenő csoportválasztó

az ötös számjegy felhasználásával fellép az 5. emeletre, majd vezérelt mozgással a 3-as számjegy hatására a 3. ívponton megáll.

A főközponti előfizetők a mellékközpontokba kapcsolt előfizetőket távválasztással, négy számjegy tárcsázásával közvetlenül hívják. A négy számjegy közül az első 0, minden esetben forgalomkijelölő szám. A következő számjeggyel, amely az „irányszám”, a kimenő második csoportválasztó emeletereire beültetett mellékközponti trunkok közül választunk. A következő hívószámok már a hívott központra belül, az előfizető kiválasztására szolgálnak.

A mellékközponti előfizetők egymást és a főközpontba kapcsolt előfizetőket szintén közvetlenül, távválasztással hívhatják.

A levelezések díját a távolság és a levelezés időtartama határozza meg. A fizetendő díjat az egyéni előfizetői szerelvényhez tartozó számláló jellegű számlálása alapján határozzák meg. A számláló jellegű lépéseit a központ úgynevezett időzónaszámlálója (*IZSZ*) irányítja.

Az időzónaszámláló berendezések minden választásban résztvesznek, figyelemmel kísérik a tárcsázást, és ennek alapján eldöntik, hogy a hívás helyi vagy távolsági jellegű. Ha az időzónaszámláló eldöntötte, a hívás jellegét — ezt az első három számjegyből meg tudja állapítani —, a további számjegyeket nem vételezi be, hanem várakozik a választási folyamat befejeződésére. Ha a hívott előfizető szabad, ezt a jelzést az *IZSZ* érzékeli, és 15 mp-es türelmi idő eltelte után megkezdí a levelezés távolságainak megfelelő időimpulzusokkal a hívó előfizető számláló jellegűjét léptetni. A türelmi idő alatt a hívó előfizető az önműködő névadó kioldásával meggyőződhet arról, hogy tényleg a kívánt állomással kapcsolódott össze.

Ha a hívott előfizető foglalt, az összeköttetés elbomlik, az időzónaszámláló is — anélkül, hogy számolna — normál állásba tér vissza.

Az eddigiekből látható, hogy az időzónaszámlálónak az első választó gépfokozat előtt kell elhelyezkednie, mert már az első tárcsázott számjegy meghatározhatja a hívás jellegét.

Például a magyar telex-hálózatban 1-es számjeggyel kezdődő hívószámok díjmentesen hívható szolgálati állomások, ezt az *IZSZ* már az első számjegyből megállapítja, és a hívó előfizető egyéni számláló jellegűjéhez vezető ágat megszakítja.

A TW 55 rendszer megoldása szerint az időzónaszámláló az *I.CSV* fokozat gépeihez egyénileg hozzá van rendelve.

Nemzetközi forgalom lebonyolítása

A telex előfizetők nemzetközi levelezéseiket eddig induló irányban félautomatikus, érkező irányban részint félautomatikus, részint teljesen automatikus kezelési rendszerrel bonyolították le.

Ez azt jelenti, hogy ha egy magyar telex előfizető külföldi ügyfelét kívánta hívni, a kapcsolást a Központi Táviróhivatalban levő nemzetközi kicserélő központtól kellett kérnie. A kicserélő központ a kívánt ország irányában üzemelő kézi kezelésű trunkáramkörön keresztül a hívott előfizetőt be-

hívta, majd a hívó előfizetővel összekapcsolta. A hívás lebonyolításában csak a magyar kicserélő központ kezelője vesz részt, a hívott ország hálózatában nincs szükség kezelő közreműködésére; a magyar kezelő teljesen automatikusan, tárcsázással tudja hívni a legtöbb külföldi hálózathoz csatlakozó bármelyik előfizetőt.

A külföldről érkező hívások magyar részről teljesen automatikusan bonyolódnak le, a hívás kezdeményezése akár kezelői, akár előfizetői távválasztással történt, a bejövő nemzetközi trunkokról bármelyik magyar előfizető közvetlenül választható.

Feltétlenül meg kell említenünk még az átmenő nemzetközi forgalmunkat. Magyarország földrajzi helyzeténél fogva alkalmas arra, hogy Észak- és Nyugat-Európa országainak Románia, Bulgária, Jugoszlávia, majd a továbbiakban Görög- és Törökország felé és viszont irányuló telex forgalmát tranzitálja.

Elsőrendű népgazdasági érdek, hogy ezen forgalmat — amely jelentős valutabevételt jelent — minél zavartalanabbul és a lehető legjobb minőséggel bonyolítsuk le.

Az átmenőforgalom lebonyolítására egy 400-as trunkkapacitású teljesen automatikus tranzit központ szolgál. A külföldi kezelők az ebbe a központba csatlakozó tizenhatsz nemzetközi irányt két számjegy tárcsázásával érik el.

Például a frankfurti nemzetközi kicserélő központ kezelője a budapesti tranzit központban — amely jelenleg az egyetlen ilyen jellegű központ Európában — a 28-as szám tárcsázásával már a szófiai telex központba jutott el, ahol a bolgár hálózatban szükséges további előfizetői hívószámmal a kívánt bolgár előfizetőt kiválaszthatja.

A nemzetközi előfizetői távválasztás bevezetésének előnyei

A nemzetközi előfizetői távválasztás mielőbbi bevezetését gazdasági, műszaki és forgalmi szempontok indokolják.

Gazdasági oldalról vizsgálva a kérdést, a következők igen lényeges szempontokat kell figyelembe venni: Az egyes országok postaigazgatásainak egymás közötti elszámolása a forgalom lebonyolítására alkalmazott kezelési rendtől függ. Ha a kiinduló ország kézi kezeléssel bonyolítja le forgalmát, az ennek megfelelő rosszabb áramkör-kihasználás, alacsonyabb rendű forgalmi kiszolgálás stb. miatt jóval magasabb átmenő- és végdíjat fizet a hívott országnak, mintha előfizetői teljesen automatikusan nemzetközi távválasztással bonyolítanák le hívásaikat.

Ezenkívül a kézi kezelést alkalmazó országnak alkalmaznia kell a díjminimum szabályát is. Ez azt jelenti, hogy a nemzetközi telex levelezés díját legkevesebb három perc után kell fizetni, függetlenül attól, hogy a levelezés három percnél kevesebb ideig tartott. Három percnél hosszabb levelezéseknél a fizetendő díj percenként kerül elszámolásra.

Nemzetközi előfizetői távválasztás esetén viszont a fizetendő díjat a tényleges levelezési idő alapján állapítjuk meg, sem díjminimum, sem teljes díjpercek alkalmazására nem kerül sor. A magyar posta-

igazgatás ennek megfelelően hátrányos helyzetbe került azon igazgatásokkal szemben, amelyek már korábban bevezették felénk az előfizetői táv-választást.

Itt kell még megemlíteni a berendezés- és kezelőigényt is. Addig, amíg a nemzetközi kimenő forgalom viszonylag kismértékű volt, a kézi kezelés kevesebb berendezés-, illetve kezelői költség igényt jelentett. Viszont amint a forgalom nagyobb mértékben megnövekszik, egyrészt a kapcsolószekrények száma, másrészt az alkalmazott kezelők száma már nem mérhető össze gazdaságosság szempontjából egy ugyanolyan forgalmat lebonyolító automatikus központ költségeivel.

Műszaki szempontból nézve jóval magasabbrendű kiszolgálást, kevesebb berendezésigényt, hibalehetőséget jelentő rendszert jelent a teljesen automatikus választás bevezetése.

Forgalomtechnikai szempontból a teljesen automatikus választási mód a várakozási idő majdnem teljes kiküszöbölését teszi lehetővé, mert a kézi kezeléssel az előfizetők rendszertelen hívásigénye miatt egyre több várakozás, illetve nagyobb forgalmas órai koncentráció lépett fel.

A nemzetközi előfizetői távválasztás műszaki megoldása

A nemzetközi előfizetői távválasztás bevezetéséhez a következő legfontosabb kérdéseket kellett megoldani:

A levelezési díjak számlálása a hívó előfizetők felé.

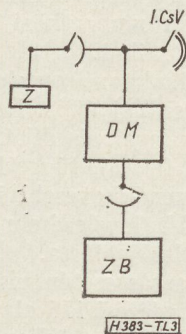
A hívott külföldi országnak fizetendő díjpercek számlálása. (Ez képezi az átmenő- és végdíjak meghatározásának alapját.)

A választott műszaki megoldás lehetőleg biztosítsa a nemzetközi áramkörök közös használatát az átmenő és kimenő forgalom számára.

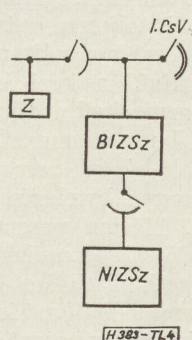
A levelezési díjak megállapítása a hívó előfizető felé

Az előfizetők felé történő számlálásra többféle megoldás ismert. Ezek közül elsősorban vagy díjmegállapító berendezés, vagy nemzetközi időzónaszámláló alkalmazása jöhetett számításba.

A díjmegállapító alkalmazásának elve látható a 3. ábrán. A díjmegállapító az I.CSV fokozattal egy egységet alkot. A díjmegállapító mind a belföldi, mind a nemzetközi hívások esetén számlálóimpulzusokat továbbít az előfizető számláló jelfogója



3. ábra



4. ábra

felé. A zónabeállító (ZB) áramkör a tarifa beállításához szükséges. Ez addig kapcsolódik csak a díjmegállapító áramkörre, amíg a kapott számtárcsaimpulzusokat feldolgozza, és a megfelelő tarifa-impulzusokra a DM-et beállítja. Ezután lekapcsolódik, és új DM számára szabaddá válik.

A nemzetközi időzónaszámlálás elve a 4. ábrán látható. Az I.CSV fokozattal szerves egységet alkot az úgynevezett belföldi időzónaszámláló. A belföldi időzónaszámláló a hívószámokból megállapítja, hogy a hívás belföldön marad vagy nemzetközi. Amennyiben a hívás nemzetközi — amit a nemzetközi kijelölő számból lehet megállapítani —, a belföldi időzónaszámláló egy keresőválasztó fokozat segítségével magára hív egy nemzetközi időzónaszámlálót. Az ezután tárcsázásra kerülő nemzetközi irányszámot, amely a kívánt ország kiválasztására szolgál, a nemzetközi időzónaszámláló érzékeli, és ennek alapján az összeköttetés létrejötte után a meghatározott időimpulzusokat továbbítja az előfizető számláló jelfogója felé. A kapcsolás teljes időtartama alatt a NIZSz foglalt marad, csak a levelezés befejezése után válik szabaddá.

A nemzetközi előfizetői távválasztás bevezetése előtt a magyar postának választania kellett, melyik rendszert kívánja bevezetni.

Magyarországon egyik rendszert sem gyártották eddig. A szocialista országokban sem rendelkeztek a követelményeknek megfelelő tarifaberendezéssel.

A nyugatnémet Siemens gyár a TW 39-es rendszerhez kifejlesztette a nemzetközi előfizetői távválasztás bevezetéséhez szükséges berendezéseket. A Siemens cég által gyártott berendezés nemzetközi időzónaszámlálót alkalmaz. Ezen berendezés, illetve a TW 39-es központrendszer elvi kapcsolása a szakirodalomból közismertek.

A Siemens cég által gyártott belföldi időzónaszámlálót és nemzetközi időzónaszámlálót azonban változtatás nélkül nem lehetett a magyar telexhálózathoz használni. Ezt a belföldi időzónaszámlálót a Német Szövetségi Posta által létesített telex-hálózat rendszeréhez fejlesztették ki. Ez a hálózat egy több főközpontos hurokhálózat, a főközpontokhoz csillagrendszerrel csatlakozó mellék és végközpontokkal. A hálózaton belül a hívás távolságától függően 3 tarifa alakítható ki, de egy főközpont gyűjtőterületén belül maradó hívásnál azonos díjöv kialakítása szükséges.

A magyar telex-hálózat viszont egyetlen főközpont-hoz csillagrendszerrel csatlakozó mellékközpontokból, illetve végközpontokból áll, amelyek hívása esetén más tarifális követelmények lépnek fel.

A zónabeállító díjmegállapítóra is (amely jellegzetesen inkább regiszteres rendszerekben kerül alkalmazásra) felmerült egy magyar javaslat.

Az eddig felsorolt lehetőségek közül — a népgazdasági érdekek szem előtt tartásával — lehetőleg el kellett vetni a szükséges berendezések import útján történő beszerzését, meg kellett oldani ezen berendezések hazai előállítását. Az időzónaszámláló és a zónabeállító díjmegállapító összehasonlításának vizsgálata alapján a nemzetközi időzónaszámláló gyártása mellett döntött a magyar Posta.

A döntés alapjául a kétféle rendszer gazdaságosságának vizsgálata szolgált. Az 1961. I. negyedévének forgalmi adatai alapján megállapított berendezésmennyiséghez zónabeállítók alkalmazása esetén mintegy 40%-kal több jelfogó felhasználása vált volna szükségessé. A bevezetés ellen szólt az a körülmény is, hogy a telex központok eddigi rendszeréhez közvetlenül nem lehetett volna illeszteni, a központokon üzem közben átalakítási munkákat kellett volna végezni.

Ezen szempontok alapján a magyar Posta az időzónaszámlálók rendszerének bevezetését látta célszerűnek. A berendezések kifejlesztését a Központi Táviróhivatal, gyártását a Posta Központi Javítóüzeme végezte. A belföldi időzónaszámlálók a központoknál megszokott elektromechanikus kapcsolóelemeken kívül félvezető-elemeket is tartalmaznak, ezek alkalmazásával nagy helyfoglalású kapcsoló jelfogók felhasználását lehetett elkerülni.

Az új belföldi időzónaszámláló a tényleges levelezési időt méri, a türelmi idő 800 ms-ra csökkent. A 800 ms-ra feltétlenül szükség van, hogy a hívott előfizető foglaltsága esetén ne történhessen számlálás.

Helyi levelezés esetén az időzónaszámláló 3 percenként egyet lépteti az előfizető számláló jelfogóját. A 3 perces időtartamok mérését az időzónaszámlálók önállóan végzik.

Távolsági hívásra az időzónaszámláló 36 mp-ként lépteti az előfizető számláló jelfogóját. A 36 mp-es impulzusokat egy központi impulzus-egység állítja elő, ez esetben csak összekapcsolja a számlálóágot az impulzus-egységgel 36 mp-es impulzusvezetékével.

Nemzetközi hívásnál a magyar hálózatban először 000 tárcsázásra van szükség. Erre az időzónaszámláló egy szabad nemzetközi IZSZ-t keres, amely az ezután tárcsázásra kerülő iránykijelölő számokat bevételezi. A nemzetközi időzónaszámláló a tarifa kiválasztását egy emelőválasztógép segítségével végzi. A gép ívpontjaira a hívott országok részére megállapított impulzusokat kell kötni. Az emelőválasztó az irányszám vezérlésére a meghatározott impulzussal rendelkező ívponton áll meg, majd az írásállapot létrejötte után ezeket az impulzusokat a belföldi időzónaszámlálón keresztül az előfizetői számláló jelfogóra továbbítja. A számláló impulzusokat a központi időadó gép állítja elő.

A postaigazgatóságok egymás közötti elszámolásának alapjául szolgáló levelezési idő mérése

A postaigazgatóságok egymás közötti elszámolásához szükséges, hogy mérni tudják országonként csoportosítva az induló levelezések idejét. Ezt az időt az előfizetők számláló jelfogójáról nem lehet leolvasni, mert egy levelezés befejezése után nem lehet többé megállapítani, hogy a számláló jelfogó adott lépésszáma helyi, távolsági, illetve nemzetközi levelezéstől ered-e. Például ha egy számláló jelfogó 5-öt lépett, ez a jelenlegi tarifák szerint jelenthet 15 percig tartó helyi, 3 percig tartó belföldi távolsági, 50 másodpercig tartó wieni, stb levelezést.

A levelezési idők mérését legcélszerűbben a nemzetközi kimenő áramkörök mellé rendelt egyéni időmérő berendezésekkel lehet elvégezni. Olyan berendezést, amely a speciális magyar viszonyoknak meg-

felelt volna a szakirodalom nem ismertetett. Az időmérőt a Központi Táviróhivatal fejlesztette ki, és a Helyközi Távbeszélő Igazgatóság gyártó üzeme készítette.

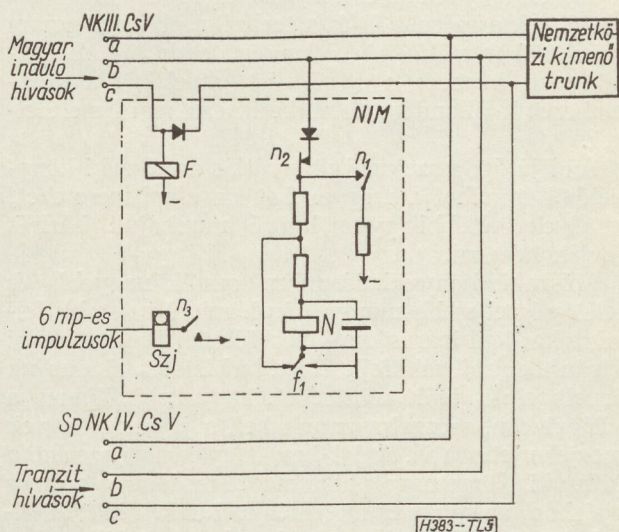
Az időmérő berendezés kialakításánál figyelembe kellett venni azt, hogy a nemzetközi kimenő trunkok gazdaságos kihasználását csak úgy lehet biztosítani, ha azokat a tranzit hívások, illetve a magyar előfizetők induló hívásai egyaránt elérhetik.

Kis áramkör-szám esetén (8–10 áramkörnél kisebb) közös nyaláb kialakítása jóval nagyobb forgalom lebonyolítását eredményezi ugyanolyan veszteséggel. Például 3 áramkör napi 236 perc forgalmat tud lebonyolítani 2% megengedett veszteséggel. Eszerint 2 egyenként 3 áramkörből álló nyaláb összesen 472 perc forgalmat tud levinni. Ha van rá lehetőség, hogy ezt a 6 áramkört egy közös nyalábban egyesítsük, akkor ugyanez a 6 áramkör a megengedett 2% veszteséggel 895 perc forgalmat tud levinni.

Ennek az elvnek az alkalmazásával jelentős áramkör-megtakarítást lehet elérni, amely különösen nemzetközi áramkörök esetén nemcsak gazdaságos, hanem egyes esetekben egyetlen lehetséges megoldását jelenti az adott ország felé kezdeményezett levelezéseknek. (Pl. Románia felé rendkívül kevés alapáramkörrel rendelkezünk. Ha nem lenne lehetőség az áramkörök közös használatára, külön kis nyalábok képzésére ebben az irányban nem is lenne mód. Ez azt jelentené, hogy a magyar posta ez irányú nagyon jelentős tranzit forgalmát elveszítené.)

A nemzetközi időmérő berendezésnek csak akkor szabad az adott trunkon folyó levelezés idejét mérni, ha azt a magyar előfizetők kezdeményezték. Átmenő hívás esetén a berendezésnek nem szabad működnie. A berendezés elve az 5. ábrán látható.

Az időmérő a foglalási „c” ágba helyezett dióda segítségével meg tudja különböztetni a trunkszerelvény foglalásának „eredetét”. A nagy ellenállású figyelő jelfogó fogyasztása olyan kicsi, hogy a „c” ágot egyáltalán nem zavarja. A levelezési vagy a foglaltsági állapotot a „b” ágról érzékeli, és a helyzet-



5. ábra

nek megfelelően elkezdje a levelezés idejét számlálni (6 mp-es egységekben), vagy foglaltság esetén bont.

A fentiekben ismertetett rendszer, illetve berendezések segítségével a magyar posta 1963. november 7-én, a budapesti főközpontba kapcsolt legnagyobb forgalmú előfizetők részére, kísérleti jelleggel bevezette a nemzetközi előfizetői távválasztást, majd 1964. február 1-én a budapesti főközpont valamennyi előfizetője részére üzemszerűen biztosította ezt a szolgáltatást.

Magyarország jelenleg 18 ország felé rendelkezik közvetlen telex összeköttetéssel. Ezen országok kétharmada hozzájárult a távválasztás bevezetéséhez. Így a magyar előfizetők Anglia, Ausztria, Belgium, Bulgária, Csehszlovákia, Dánia, Finnország, NDK, NSZK, Svájc, Svédország és a Szovjetunió felé távválasztással hívhatják ügyfeleiket.

A nemzetközi előfizetői távválasztás biztosítása a vidéki előfizetők részére egyelőre — az igények felmérése alapján — nem gazdaságos. (A nemzetközi levelezések 0,4%-át kezdeményezik a vidéki előfizetők.)

További tervek: egyrészt bővíteni kell a választható irányok számát, másrészt a vidéki előfizetők részére is biztosítani kell a nemzetközi előfizetői távválasztás bevezetését.

A vidéki mellékközpontok jelenleg csak névleges 100-as kapacitással rendelkeznek. Az előfizetők számának emelkedésével kb. 1965—1966-ban várható a vidéki központok névleges 1000-es kapacitásra történő bővítése, amellyel párhuzamosan — jóval kisebb költséggel — a vidéki előfizetők nemzetközi távválasztása részére szükséges átalakítások is elvégezhetők lesznek.

Műszaki Könyvnapok, 1964. X. 19—XI. 6.

Az MSZMP Központi Bizottságának a műszaki propagandáról 1960-ban hozott határozata alapján kezdeményezett, és azóta évente megrendezett Műszaki Könyvnapok jelentősége évről-évre növekszik. Az ipari és a műszaki fejlesztés aktuális problémáit elképzelhetetlen maradéktalanul megvalósítani jó szakkönyvek nélkül, ehhez pedig helyes könyvkiadási tervekre és könyvterjesztésre van szükség. Ezek kialakításához a Műszaki Könyvnapok is hozzájárulnak amikor az Olvasó közvetlen kapcsolatba kerül a szakírókkal, könyvkiadókkal és könyvterjesztőkkel, és elmondja észrevételeit javaslatait a szakkönyvekkel kapcsolatban.

A Műszaki Könyvnapok alkalmával a szakkönyvek is könnyebben kerülnek a szakemberekhez. A „helyszíni” könyvterjesztés gazdához jutatja azokat a műveket, amelyek esetleg a könyvesboltok polcain észrevétlenül maradnának. Ez káros lenne az egyén és a népgazdaság szempontjából is; az anyagi támogatás, amellyel államunk segíti a szakkönyvkiadást, nem érné el célját.

A kézikönyvek, zsebkönyvek és egyéb adatgyűjtemények a mérnökök és a technikusok mindennapi munkájában nélkülözhetetlen segédeszközük. A szakkönyvek képezik a fő forrást, amelyből a szakembereink állandóan bővíthetik szakmai ismereteiket.

Az ifjúság, a szakmai utánpótlás a műszaki könyvekből tanulhatja meg azokat az alapismereteket, amelyek későbbi gyümölcsöző munkájuk bázisát fogják képezni.

Műszaki könyvkiadásunkra annál nagyobb és felelősségteljesebb munka hárul, minél nagyobb feladatokat kell iparunknak megoldania. Ha gyorsítani kívánjuk a műszaki fejlesztést, ha biztosítani akarjuk árucikkeink kiváló minőségét, hogy helytálljanak a világpiacon, szorgalmaznunk kell a jó szakkönyvek megjelentetését is. A jól bevált gyakorlat szerint a Műszaki Könyvnapok alkalmából az idén is számos gyárban, üzemben és intézménynél ankétokat, alkalmi könyvkiállításokat és író-olvasó találkozókat rendeznek. A tapasztalat azt mutatja, hogy az ilyen

könyvankétokon a szakkönyvkiadók igen értékes anyagot gyűjthetnek össze a további munkájuk javításához, a szakkönyvigények helyesebb felméréséhez.

Az utóbbi három év átlagát számítva, egyedül a Műszaki Könyvkiadó évente mintegy 240 új szakkönyvet jelentetett meg 4400 ív terjedelemben és 1 350 000-es összpéldányszámban. Ennek ellenére sok még a „fehér folt”, amelyek kitöltéséhez az iparban és a tudományos intézetekben dolgozó mérnökök, technikusok és szakmunkások segítségére is szükség van. A kiadási terveket csak így lehet helyesen összeállítani és az ipar szakirodalmi igényét jól kielégíteni.

Az alkalmi könyvkiállításokon bemutatásra kerülnek az egyes szakterületeket érintő könyvek. És lehetővé teszi, hogy az érdekeltek ellenőrizzék saját magukat, nem kerülte-e el figyelmüket valamely már korábban megjelent kiadvány, mely munkájukhoz szükséges. A könyvkiállítások megrendezésére fokozott gondot kell fordítani, különösen vidéken, ahol sajnos sokszor a könyvterjesztés még kifogásolható.

A Műszaki Könyvnapok alkalmából sorra kerülő író-olvasó találkozónak is nagy a jelentősége. A szakírók itt ismerhetik meg legjobban eddigi tevékenységük hasznosságát, és szempontokat gyűjthetnek az újabb kiadások javításához, ötleteket meríthetnek az újabb könyvek megírásához.

Az idei Műszaki Könyvnapokat október 19-e és november 5-e között rendezik meg. A Műszaki Könyvkiadó, az Akadémia Kiadó és a Táncsics Könyvkiadó ez alkalomból mintegy 40 új szakkönyvet jelentet meg. Az új könyvek mellett természetesen árusítják majd a korábban megjelent műveket is, és az érdeklődő bizonyára talál itt olyan kiadványokat, amelyekkel hasznosan egészítheti ki saját könyvtárát.

A népgazdasági terveinkkel összhangban, a Műszaki Könyvkiadó eddig is igyekezett kellő mértékben kielégíteni, és a jövőben remélhetően még fokozottabban elégíti ki a híradástechnikai iparág szakkönyvigényét. 1963-ban több mint 20 híradástechnikai szakkönyvet adott ki majdnem 400 ív terjedelemben.

és több mint 140 ezres összpéldányszámban. Az 1964-ben megjelent híradástechnikai könyvek közül érdemes megemlítenünk *Bencze*: TV vevő műszerei és mérései, *Geraszimov—Migulin*: Félvezetős erősítők és oszcillátorok számítása, *Kenderesy*: URH és mikrohullámú iránycsatlók, *Langmuir*: a jövő elektronikája, *Rodionov*: Rádiótechnikai nomogramok gyűjteménye, *Fenyő—Frey*: Matematika villamosmérnököknek, *Keszthelyi*: Szcintillációs számlálók, *Kádár*: Rádió és televízió vevőkészülékek 1960—63, *Magyari*: Oszcilloszkópia, stb. műveket.

És itt nem árt egy pillantást vetnünk a jövő terveibe sem, ahol olyan könyvek szerepelnek, mint *Gilbert*: Miniaturizáció, *Beraneck*: Zajcsökkentés, *Mariner*: Bevezetés a mikrohullámú technikába, *Gentile*: Tunnel-diódák, *Petit—McWhorter*: Erősítő áramkörök, *Walston—Miller*: Tranzisztoros áramkörök tervezése, *Almássy*: Mikrohullámú tápvonal-elemek és üregrezonátorok szerkesztése, *Izsák*: Táv-

közléstechnikai zsebkönyv, stb. Az alaptudományok könyvei közül bizonyára érdeklődést kelt majd *Resa*: Bevezetés az információelméletbe, *Fodor*: A Laplace transzformáció műszaki alkalmazása és *Kittel*: Bevezetés a kristályok fizikájába c. művek.

A Műszaki Könyvnapok alkalmából tehát lesz miből válogatni és lesz mihez hozzászólni az olvasónak a szakkönyvkiadásunkkal kapcsolatban. Ezt, a szakkönyvek éves seregszemléjét ki kell használnia mindenkinek, aki az ipar, kutatás és a tudomány valamelyik területén dolgozik. Feladat vár az ipar vezetőire is, akik felismerve a műszaki irodalom fontosságát, kötelesek a szakkönyvek használatára illetve hasznosítására serkenteni beosztottaikat. Minannyiunk közös célja a szocializmus építésével együtt állandóan növelni népünk életszínvonalát, amit elsősorban iparunk fejlesztésével, a termelékenység növelésével érhetünk el. Ehhez pedig szükséges, hogy szaktudásunkat állandóan gyarapítsuk.

KÜLFÖLDI ESEMÉNYEK

Nemzetközi Elektronikai Konferencia — New York

Az IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers) szokásos évi nemzetközi konferenciáját New Yorkban, a Hilton szálló és a Coliseum-felhőkarcoló termeiben tartották meg március hó 23-tól 26-ig. A konferencián egyidejűleg 8 teremben párhuzamosan hangzottak el az előadások. Összesen 320 előadást tartottak, ebből 27 volt külföldi (12 japán, 3—3 indiai és kanadai, és 1—2 angol, nyugat-nemet, belga, ír, jugoszláv és magyar). A szocialista államok közül csak Magyarország küldött tartott előadást.

A magas színvonalú előadások nagyszámú hallgatóság előtt hangzottak el, annak ellenére, hogy a párhuzamosan megtekinthető hatalmas kiállítás igen sok embert vont el. A konferenciát példásan szervezték, minden előadás a kb. 1 hónappal előbb kinyomtatott programszerinti helyen és időben folyt le. A konferencia óriási tematikát fogott át az IRE és az AIEE (gyenge- és erősáramú) egyesületek fúziója következtében. A 64 különböző szekció felsorolása helyett néhány jellegzetes előadástémát említünk meg:

Hibajavító adatátviteli rendszer

Energiaátvitel mikrohullámon (8 m-re többszáz W-ot 25% hatásfokkal vittek át)

Gyors kapcsolású 6 GHz-es cirkulátor (200 W-ot kapcsol 20 nsec alatt)

Egytranzisztoros multivibrátor

Mikroelektromos integrált áramkörök

Syncom II műhold (az oda-vissza 50 000 mérföldnek megfelelő kb. negyed másodperces késleltetés telefonbeszélgetésnél elfogadható)

„West Ford” kísérlet (mesterséges fémtest-ötvözet a föld körül, időtartama 3—5 év)

Akusztikus wave-guide

Elektret mikrofon

RCA Victor Dynagrooverendszer (lemez-felvételhez)

Aktív RC-erősítő hangoldható szűrő stb.

Magyarország részéről dr. Sárkány Tamás (TKI) tartott előadást a „Rádiókommunikációs rendszerek” szekcióban „Automatikus csoportfutási idő-szabályozás mikrohullámú rendszerben” címmel. Valamennyi előadás az „1964 IEEE International Convention Record” kiadványban júniusban jelent meg.

A konferenciával párhuzamosan kiállítást rendeztek a Coliseum-felhőkarcoló első négy emeletén. A kiállítás az amerikai elektronikai és elektromos ipar hatalmas seregszemléje volt; több mint ezer kiállító 20 millió dollár értékű kiállított tárgyat mutatott be, melyek között alkatrészek, műszerek, komplett berendezések, szerszámok és erősáramú gépek szerepeltek. Híradástechnikai szempontból a műszer- és berendezéskiállítás volt a legjelentősebb, melynek keretében kommunikációs és mikrohullámú berendezések is szerepeltek. Néhány érdekesebb elektronikus mérőműszert a következőkben sorolunk fel:

2700 beszédsatornás tranzisztorizált intermodulációs zajmérő (Marconi)

Sampling (sztriboszkopikus) elven működő, 3—4 GHz-ig átvivő oszcilloszkópok (Tektronix)

Mikrohullámú wobulátorok, impulzus-elven működő tápvonal-reflexió mérők (Hewlett Packard)

Integrált és miniaturizált, több alkatrész-elemet tartalmazó blokkok (Centralab)

0,1 Hz-es lépésekben szabályozható, kristályvezérelt frekvencia-szintetizáló (General Radio)

Automatikus zajtényező-mérő 26 GHz-ig (Kay Electric Corp.) stb.

A kiállítást igen nagy érdeklődés kísérte, és állandóan nagy tömegek látogatták. A kiállítók mindent elkövettek a piac-szerzésre és a figyelem felkeltésére, villogó fényreklámokkal, nagyméretű oszcillogramokkal, forgó és alternáló mozgást végző tárgyakal stb. Katalógusokat korlátlan mennyiségben lehetett kapni.

Dr. Sárkány Tamás

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.395.344.6

Molnár P.:

BHG gyártmányú 400 vonalas crossbar alközpont. Méretezési alapelvek

HÍRADÁSTECHNIKA XV. (1964) 9. sz.

A cikk a BHG 400 vonalas crossbar alközpontja közös vezérlésű kapcsolómezőjének méretezését ismerteti. A többfokozatos linkkapcsolású mező és a vezérlő áramkör forgalom áteresztő képességeinek számítási módszerén kívül rövid ismertetést ad a méretezés ellenőrzéséről és az e célra tervezett mesterséges forgalomkeltő berendezésről.

ETO 621.318.134.029.4:621.317.411

Szabó E.:

Hangfrekvenciás ferritek dezakkomodációjának vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA XV. (1964.) 9. sz.

A szerző rámutat a permeabilitás időbeli csökkenésének relaxációs jellegére. Összefoglalja az irodalomban leginkább elterjedt összefüggéseket a dezakkomodáció szám szerű kifejezésére. Példán keresztül rávilágít az instabilitás csökkenésének lehetőségeire. A ferritek dezakkomodációjának mérésére alkalmas berendezést ismertet, melynek során rámutat, hogy milyen módszerrel érhető el a megbízható mérés. Részletesen foglalkozik az ún. „hosszan tartó stabilitás vizsgálata” módszerével. Ezenkívül más alkalmas mérési módszereket is megemlíti.

ETO 621.391.83:654.152

Brebovszky J.:

Az előfizetői távbeszélőrendszer minőségének meghatározása nemzetközi paraméterekkel

HÍRADÁSTECHNIKA XV. (1964.) 9. sz.

A szerző cikkében ismerteti az előfizetői távbeszélő összeköttetések hangosságának és érthetőségének meghatározására szolgáló mérési módszereket. A mérési eredmények nemzetközi mérőszámot adnak, melyet a CCITT laboratóriuma által rögzített etalon rendszerhez viszonyítva állapítanak meg. A szerző tájékoztatást ad a CCITT laboratóriumában felszerelt etalon — NOSFER — rendszerről és ismerteti az egyes postaigazgatások részére a hangosság mérésekhez ajánlott úgynevezett másodlagos etalon rendszert, majd áttér a vizsgálható összeköttetés jellemzőinek meghatározására. A cikk ezután az érthetőség mérés jelentőségét és mérési körülményeit írja le, végül a hangosság és az érthetőség objektív adatokkal történő meghatározásának lehetőségeit tárgyalja.

ETO 621.373.42.029.4

Szabó I.:

Hangfrekvenciás generátorok

HÍRADÁSTECHNIKA XV. 1964. 9. sz.

A közleményben a gyakorlatban alkalmazott RC generátortípusok összefoglaló tárgyalásával foglalkozik. A szelektív RC generátor stabilitásának számítására és a különböző típusú kapcsolások frekvencia-meghatározó elemeinek optimális megválasztására lehetőségeket közöl. Összehasonlítja a különböző típusokat. Végül bemutatja egy hatásos amplitúdóstabilizálás méretezését.

ETO 62.394.74(439):621.394.341

Tillesch L.-né:

A nemzetközi előfizetői távválasztás bevezetése a magyar telex-hálózatba

HÍRADÁSTECHNIKA XV. (1964) 9. sz.

A cikk tájékoztatást ad a jelenlegi magyar telex-hálózatról, és a nemzetközi előfizetői távválasztás bevezetésének lehetőségeiről. Ismerteti a magyar posta által alkalmazott műszaki megoldásokat, különös tekintettel a levelezési díjak elszámolására szolgáló berendezésekre.

Zusammenfassungen

DK 621.395.344.6

P. Molnár:

Koordinatenschalter-Vermittlungstelle der BHG für 400 Teilnehmer. Grundprinzipien der Dimensionierung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) Nr. 9.

Der Artikel erörtert die Dimensionierung des gemeinsam gesteuerten Schaltfeldes der Koordinatenschalter-Vermittlungsstelle für 400 Anschlussleitungen. Ferner werden die Berechnungsmethoden der Verkehrsdurchlasskapazitäten der mehrstufigen Kopplungsfelder und der Steuerstromkreise beschrieben. Zum Schluss wird ein kurzer Überblick über die Kontrolle der Dimensionierung und die zu diesem Zweck geplante, künstlichen Verkehr erzeugende Einrichtung gegeben.

Обобщения

ДК 621.395.344.6

П. Мольнар:

Координатная АТС с 400 линиями производства BHG.**Основные принципы проектирования.**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XV. (1964) № 9

Излагается проектирование поля соединения с совместным управлением координатной АТС с 400 линиями производства BHG. Кроме метода расчета способности пропускания нагрузки многоступенчатого поля соединения и управляющей цепи дано краткое описание о контроле проектирования и устройстве для генерирования искусственной нагрузки, разработанной для этой цели.

621.318.134.029.4:621.317.411

Э. Сабо:

Испитания дезаккомодации ферритов низких частот

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XV. (1964) № 9

Автор показывает релаксационный характер уменьшения проницаемости по времени. Обобщены соотношения наиболее известные в литературе по цифровым выражениям дезаккомодации. С помощью примера показаны способы уменьшения неустойчивости. Описана установка для измерения дезаккомодации ферритов, а также изложен метод получения надежных результатов измерений. Подробно трактуется метод «длительного испытания стабильности». Другие пригодные способы измерения тоже упомянуты.

621.391.83:654.152

Й. Бребовски:

Определение качества абонентской телефонной системы международными параметрами

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XV. (1964) № 9

Описаны методы для определения громкости и внятности абонентских телефонных соединений. Результаты измерений дают величины международного значения определенные по сравнению к системе эталонов лаборатории МККТТ. Дана информация по системе эталонов — НОСФЭР — в лаборатории МККТТ и изложена вторичная система эталонов для административной связи, потом определены параметры испытываемого соединения. Дальше трактованы важность и условия измерений, а наконец возможности определения громкости и внятности объективными параметрами.

ДК 621.373.42.029.4

И. Сабо:

Генераторы низких частот

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XV. (1964) № 9

Дано обобщенное изложение генераторов типа RC, применяемых в практике. Даны формулы по расчету стабильности избирательных генераторов RC и по оптимальному выбору элементов, определяющих частоту отдельных схем. После сравнения различных типов показано проектирование схемы для эффективной стабилизации амплитуд.

ДК 62.394.74(439):621.394.341

Л. Тилеш:

Введение международного дистанционного набора абонентов в венгерскую сеть „телекс”

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XV. (1964) № 9

Статья описывает настоящую сеть „телекс” во Венгрии и возможности введения международного дистанционного набора абонентов. Излагаются технические решения примененные венгерской администрацией связи, имея в виду устройства для учёта тарифов корреспонденций.

Summaries

UDC 621.395.344.6

P. Molnár:

BHG-Made 400 Line Crossbar Sub-Exchange. Basic Principles for Dimensioning

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) No. 9.

The paper deals with the designing of the common-controlled contact field of the BHG-made 400 line crossbar sub-exchange. Calculating of the traffic handling capacity of the multistage contact field and the control circuit are described. A short review of the checking of design and that of the artificial traffic generator equipment designed for that purpose are presented.

DK 621.318.134.029.4:621.317.411

E. Szabó:

Untersuchung der Desakkommodation der Tonfrequenzferriten

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 9.

Der Verfasser weist auf den Relaxationscharakter des zeitlichen Verlaufes der Permeabilität hin. Er fasst die in der Literatur am meisten verbreiteten Zusammenhänge bezüglich des numerischen Ausdrucks der Desakkommodation zusammen. Mit Beispielen illustriert er die Verminderung der Instabilität, beschreibt eine Einrichtung die zu der Desakkommutationsmessung der Ferriten geeignet ist und weist darauf hin, mit welcher Methode die betriebssichere Messung erreichbar ist. Er beschäftigt sich eingehend mit der Methode der „Stabilitätslangzeitmessung und“ ausserdem erwähnt er auch andere Messmethoden.

DK 621.391.83:654.152

Brebovsky:

Qualitätsbestimmung des Teilnehmerfernsprechsystems mit internationalen Parametern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 9.

Die Verfasserin erörtert die Messmethoden der Bestimmung der Lautheit und Verständigungsgüte der Fernsprechverbindungen. Die Messergebnisse geben internationale Messwerte, die im Vergleich mit dem von dem CCITT Laboratorium festgesetzten Etalonsystem festgestellt werden. Sie gibt einen Bericht über das Etalonsystem NOSFER des CCITT-Laboratoriums und macht den sogenannten sekundären Etalonsystem bekannt, das für einzelne Postdirektionen zur Messung der Lautheit empfohlen wurde und wendet sich an die Bestimmung der Kennwerte der zu prüfenden Verbindungen. Sie beschreibt die Bedeutung der Messung der Verständigungsgüte und deren Messverhältnisse. Zuletzt behandelt sie die Möglichkeiten der Bestimmung der Lautheit und Verständigungsgüte mit objektiven Angaben.

DK 621.373.42.029.4

I. Szabó:

Tonfrequenzgeneratoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 9.

Der Artikel befasst sich mit der syntetischen Behandlung der in der Praxis angewandten RC-Generatortypen. Es werden Formeln für die Berechnung der Stabilität selektiver RC-Generatoren und für die optimale Wahl der Frequenzbestimmungselementen verschiedener Schaltungstypen erörtert. Die verschiedenen Typen werden miteinander verglichen und zum Schluss wird die Dimensionierung einer wirkungsvollen Amplitudenstabilisation beschrieben.

DK 62.394.74(439) : 621.394.341

Frau L. Tilesch:

Einführung der internationalen Teilnehmerfernwahl in dem ungarischen Fernschreibnetz

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 9.

Der Artikel informiert uns über dem jetzigen ungarischen Fernschreibnetz und den Möglichkeiten der Einführung des Teilnehmerfernwahl. Er erörtert die bei der Ungarischen Postverwaltung angewandten technischen Lösungen, die zur Verrechnung der Schreibgebühren dienen.

CDU 621.395.344.6

P. Molnár:

Central téléphonique Crossbar à 400 lignes produit par la fabrique BHG. Principes fondamentals de projet

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 9.

L'article présente le projet du panneau de connexion à contrôle commun du central téléphonique à 400 lignes de BHG. En plus de la méthode de calcul de la capacité de passage du trafic du panneau de connexion et du circuit de contrôle, une description brève du contrôle du projet et de l'appareillage pour générer un trafic artificiel envisagé pour ce but est aussi donnée.

UDC 621.318.134.029.4:621.317.411

E. Szabó:

Test of Disaccommodation for Audio Frequency Ferrites

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 9.

The author draws attention to the relaxation character of the time decrease of permeability. He gives a summary of the relations referring to the numerical expressions of disaccommodation mostly propagated in literature. Illustrates by examples the reduction of effect of instability. Presents a suitable equipment to the measurement of the disaccommodation of ferrites and shows the method by which a reliable measurement can be achieved. Deals with the method of „long term stability test“ and mentions some other suitable measuring methods, too.

UDC 621.391.83:654.152

Brebovsky:

Quality Determination of Subscriber's Telephone System with International Parameters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 9.

The article deals with the measuring methods used to the determination of loudness and articulation of the subscriber's communication. The measurement results give international measuring values which were determined in relation to the standard system fixed by the CCITT Laboratory. The authoress gives an information of the NOSFER standard system which is in the CCITT Laboratory, presents the secondary standard system recommended to the measurement of articulation for certain post-office administrations and the determinations of the characteristics of the communications to be tested. She describes the importance and conditions of the measurement of articulation and finally discusses the possibilities of the determination of loudness and articulation with objective data.

UDC 621.373.42.029.4

I. Szabó:

Audio Frequency Generators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 9.

The paper deals with the synthetic discussion of RC generator types applied in practice. It presents formulae for the calculation of the stability of selective RC generators and for the optimal choice of frequency determining elements. Finally makes a comparison between the different types and presents the dimensioning of an effective amplitude stabilisation.

UDC 62.394.74(439) : 621.394.341

Mrs. L. Tilesch:

Putting into Operation the International Subscriber's Dealling in the Hungarian Telex Network

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 9.

The paper gives an information of the present situation of the Hungarian telex network and of the possibilities of putting into operation the international subscriber's dialling. It describes the technical solutions used by the Hungarian Post with special regard to the accounting equipment.

Résumés

CDU 621.318.134.029.4:621.317.411

E. Szabó:

Examen de la désaccommodation des ferrites b. f.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 9.

L'auteur montre le caractère de relaxation de la diminution temporelle de la perméabilité. Il donne un résumé sur les corrélations les plus propagées dans la littérature concernant les expressions numériques de la désaccommodation. Les possibilités de la diminution de l'instabilité sont expliqués par un exemple. Un appareillage pour mesurer la désaccommodation des ferrites est décrit, montrant aussi une méthode de mesure fiable. La méthode de „l'examen de

stabilité à longue durée" est exposé en détail. Ensuite, quelques autres méthodes convenables sont aussi mentionnées.

CDU 621.391.83:654.152

J. Brebovsky:

Détermination de la qualité du système d'abonné avec les paramètres internationaux

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 9.

L'auteur fait connaître les méthodes de la mesure pour déterminer la sonorité et l'intelligibilité des systèmes d'abonné. Les résultats des mesures donnent des valeurs internationales, qui sont constatées comparées avec le système d'étalon fixé par le laboratoire de CCITT. Elle donne une information sur le système d'étalon NOSFER du Laboratoire CCITT et fait connaître pour certaines directions des postes le système d'étalon secondaire recommandé pour la mesure de la sonorité et présente la détermination des caractéristiques des communications à examiner. Elle décrit l'importance de la mesure de l'intelligibilité et les circonstances de la-mêmes, enfin elle traite les possibilités de la détermination de la sonorité et de l'intelligibilité avec des données objectives.

CDU 621.373.42.029.4

I. Szabó:

Générateurs basse fréquence

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 9.

L'article traite les types de générateur RC appliqué en pratique. Formules pour le calcul de la stabilité des générateurs RC sélectifs et de la sélection optimale des éléments déterminant la fréquence des schémas différenciels sont données. Après la comparaison des types différenciels le projet d'un limiteur d'amplitude efficace est présenté.

CDU 62.394.74(439) : 621.394.341

L. Tilesch:

Introduction de l'appel à distance international des abonnés dans le réseau „telex” hongrois

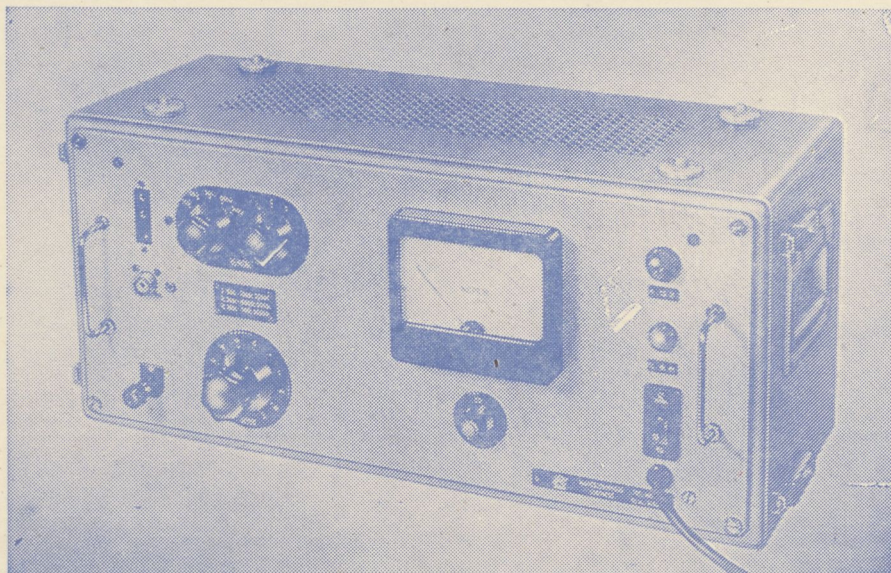
HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 9.

L'article donne des informations sur le réseau „telex” présent hongrois et les possibilités de l'introduction de l'appel à distance international des abonnés. Les solutions techniques appliquées par l'administration de P. T. T. hongroise sont exposées, envisageant particulièrement l'appareillage pour compter les tarifs de correspondance.

TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

A korszerű távbeszélőtechnika minden területén előnyösen használható. Vívőfrekvenciás berendezések, sokcsatornás láncok fejlesztésénél, üzembehelyezésénél, karbantartásánál nélkülözhetetlen eszköz.

Széles frekvenciasávban (30 Hz—1 MHz) nagy érzékenységgel rendelkezik (-10 N). Jól használható hídmeréseknél, mint indikátor. Szimmetrikus illesztett és aszimmetrikus nagy impedanciájú bemenetei a műszer sokoldalú felhasználását teszik lehetővé



Műszaki adatok:

FREKVENCIA TARTOMÁNY:	30 Hz — 1 MHz
SZINTMÉRÉSI TARTOMÁNY:	-10 N — $+2,1$ N
BEMENŐ IMPEDANCIÁK:	
I. Szimmetrikus	30 Hz — 20 kHz > 20 k Ω
II. Szimmetrikus	3 kHz — 600 kHz $> 3,5$ k Ω
III. Aszimmetrikus	30 Hz — 1 MHz > 500 k Ω $\parallel < 50$ pF
SZIMMETRIKUS ILLESZTÉSEK:	
Kapcsolható lezárások	75 — 135 — 150 — 600 Ω
ALKALMAZOTT CSÖVEK:	5 db 18042, E83F. PL 81, 85A2.

GYÁRTJA:

ELEKTRONIKA

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





TRANSZFORMÁTOR KTSZ.

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

Nagyfeszültségű készülékek:

anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyors szabályozók:

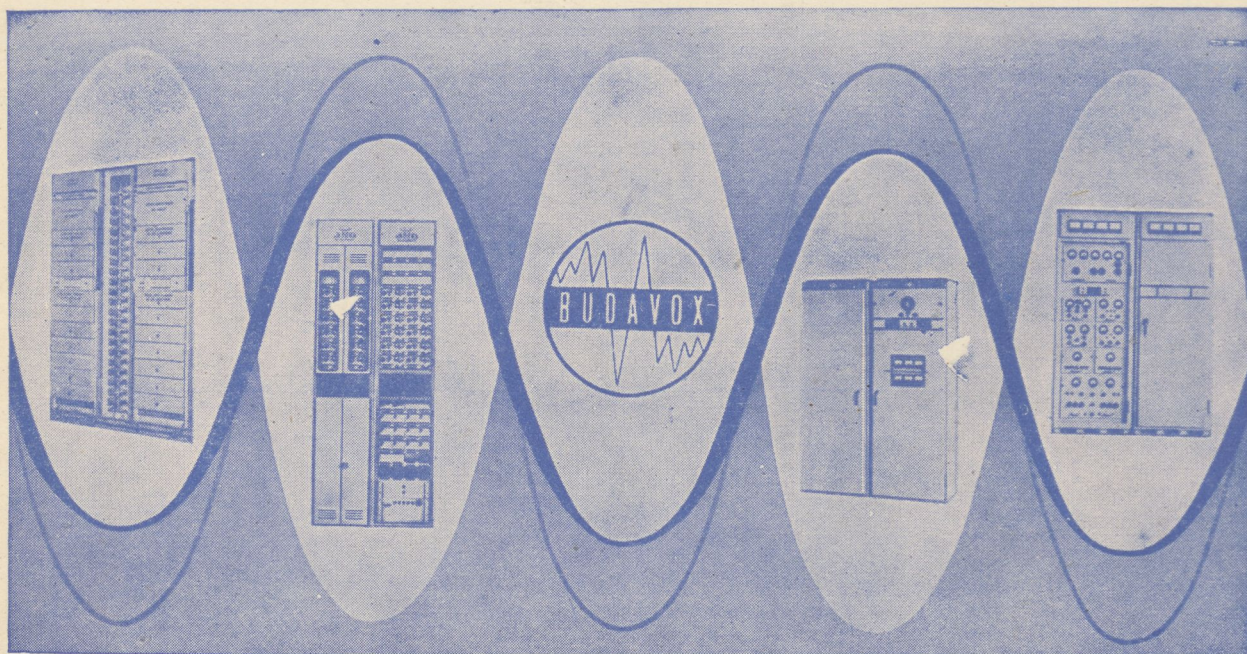
váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyors szabályozók

Feszültségszabályozók:

kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekerces
vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

Transzformátorok:

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



CB és LB készülékek.
Automata telefonközpontok. Átviteltechnikai berendezések.
Ismétlő állomások

Átviteltechnikai mérőműszerek. Nagyfrekvenciájú generátorok
Hordozható adó-vevő berendezések.
Többcsatornás mikrohullámú berendezések

BUDAVOX

BUDAPESTI HÍRADÁSTECHNIKAI VÁLLALAT

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