



50.165

XVII. ÉVFOLYAM, 7. SZÁM, 193—224 OLDAL
BUDAPEST, 1966. JÚLIUS HÓ

7

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. LAJTHA GYÖRGY: Vívőfrekvenciás rendszerek automatikus mintavételes szintszabályozásának stabilitása	193
GSCHWINDT ANDRÁS: Módosított fázistoló módszer alkalmazása egyoldalsávú jelek előállítására	204
Kitüntetések	208
Könyvismertetések	208
KAREL TOMASEK: Nomogram tranzisztorok zajtényezőjének átszámításához	209
BARNA TAMÁSNÉ: Új vizsgálati módszerek elektrolitkondenzátorok gyors minősítésére	211
1967-ben induló szakmérnöki tanfolyam	214
SURGUTA LÁSZLÓ: Tranzisztor belső hőellenállás-mérő készülék	215
Elektronikus Műszer- és Méréstechnikai Konferencia	221
Tartalmi összefoglalások	222
Обобщения	222
Zusammenfassungen	223
Summaries	223
Résumé	224
IV. Budapesti Akusztikai Konferencia	224

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

A szerkesztőbizottság tagjai: 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, KÖMŰVES FRIGYES kandidátus, MAGÓ
KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, NOVÁK ISTVÁN, POGÁNY KÁROLY,
VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tudományok doktora, VIG ISTVÁN

Index: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA — Kiadja a Lapkiadó Vállalat, Budapest, VII., Lenin körút 9–11. Telefon: 221-285. Felelős kiadó:
SALA SÁNDOR. 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:
„KULTÚRA”: P. O. B. Budapest 62.

66.0774 Egyetemi Nyomda, Budapest

DR. LAJTHA GYÖRGY
Posta Kísérleti Intézet

Vivőfrekvenciás rendszerek automatikus mintavételes szintszabályozásának stabilitása

ETO 621.395.44:621.395.665

1. Bevezetés

A különböző hírsanyagok átvitelénél fontos követelmény, hogy azok mindig előírt szinttel érkezzenek meg, vagyis az átviteli út csillapítása állandó legyen. Ez a követelmény csak szabályzó rendszerek alkalmazásával elégíthető ki, mert az alkalmazott áramkörök és berendezések átviteli tulajdonságai a környezeti hőmérséklet és az üzemeltetési körülmények függvényében állandóan változnak. Emiatt nem is lehet egy áramkör csillapításáról beszélni, hanem csak annak várható értékét és az ahhoz tartozó szórást lehet megadni. Több szakasz láncba kapcsolása esetén a szórásnégyzetek összegeződnek vagyis az ingadozások megengedhetetlen mértékben megnövekszenek. Ezeket az ingadozásokat kell a szabályzó rendszernek lecsökkentenie.

A szabályzás során azonban előfordulhat, hogy a fellépő rezgési jelenségek miatt az eredetihez képest ellenkező irányú rövididejű változások keletkeznek. Több szakasz láncba kapcsolása esetén a rezgések a következő szabályzót helytelen irányba vezérlik és így esetleg hosszabb ideig tartó lengések zavarják az átvitelt. Ezek amplitúdója kedvezőtlen esetben túlhaladhatja az eredeti szintváltozás nagyságát. Ez lehet például egyik oka a nemzetközi vizsgálatok előterében álló színtingadozásoknak, melyek a jóminőségű nemzetközi áramkörökön is fellépnek és nehezítik a távválasztó hálózat kialakítását [10]. Ide vezethető vissza az adatátvitelnél fellépő hibák csomósodása, vagyis egy lengési folyamat alatt több hiba keletkezik az átvitelben [11]. Ebből következik, hogy a kielégítő átviteli minőség biztosítása érdekében az egymásután következő szabályzókat együtt kell méretezni. Sőt ezen túlmenően szükségesnek látszik, hogy a különböző nagyfrekvenciásan összekapcsolható berendezések szabályzása is össze legyen hangolva. Célunk annak megvizsgálása, lehetséges-e közös méretezési módszer segítségével csökkenteni a színtingadozásokat.

Vizsgálataink első lépéseként áttekintjük a szabályzórendszerek felépítését, beleértve különböző jellegű szabályzók összekapcsolási módjait. Ezután röviden összefoglaljuk a méretezési eljárásokat, és részletesebben kitérünk a mintavételes elven működő megoldásokra. Mindezek alapján megvizsgáljuk a különböző zavaró túlszabályzások keletkezését és ezek előfordulásának valószínű értékét. A valószínű

ingadozási sebességek és túlszabályzási értékek alapján több lehetőség kínálkozik a lengések kiküszöbölésére. Célunk lesz ezek közül egy megvalósítható megoldást kiválasztani.

2. Szabályzó rendszerek felépítése

A szabályzó vagy pilotrendszerek felépítése az átviteltechnikai hálózathoz igazodik. Ezért első lépésben magát a hálózatot vizsgáljuk meg, majd rátérünk a hálózaton belül egy-egy szabályzó működésére.

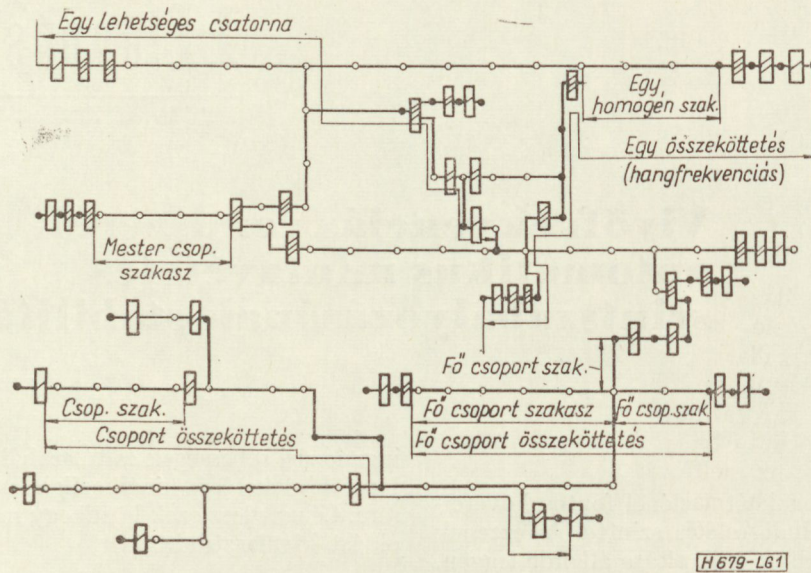
2.1 Átviteltechnikai hálózatok

Szabályzás szempontjából az 1. ábrán rajzoltunk fel egy feltételezett hálózatot [12]. Itt a vonalak egymástól távolhaladó alapáramköröket jelentenek, a kis körök felügyeletes erősítő állomások, a pontok pedig csatlakozási helyeket jelképeznek. Az ábrán látható feltételezett hálózatban egy csatorna több modulációs fokozaton és több alapáramköri szakaszon keresztül érkezik el a céljához. Ugyanakkor egy-egy vonalszakasz vagy modulátor különböző végpontú összeköttetések részét képezheti. Az ábrán megfigyelhető sok átkapcsolási és leágazási rendszer megmutatja, hogy egy összeköttetés több egymástól függetlenül szabályzott vonalon keresztül jöhet létre, így az eltérések összegeződnek. A vonalak szintjének szabályzása tehát nem elegendő, hanem a csoport és főcsoport összefogási és szétosztási pontok között, további, — a vonalpilotoktól független — szabályzókra van szükség.

A csoportpilotot a csoport képzési ponton táplálják be és együtt halad a csoporttal, amíg azt szét nem bontják. A csoportpilotot csak a végponton a csoport-demodulációnál és a csoport-átkapcsolási pontokon használják szabályzásra, mert itt a csoportok a többitől függetlenül elérhetők.

A pilotjel az egymásután következő szakaszokon végigfut és az átkapcsolási pontokon párhuzamosan rákapcsolt pilotvevő végzi a szabályzást, vagyis szintben szabályozunk. Így a szabályzási hibák nem összegeződnek és minimális számú berendezéssel oldjuk meg a feladatot.

A rendszer hátránya, hogy az egymásután következő szabályzási hatások egymást befolyásolják. Az első szakaszon fellépő szintugrást valamennyi szabályzó érzékeli és túlszabályzás, majd ezt követő-



1. ábra

leg lengés jöhet létre. Ez elkerülhető ha a láncba-kötött szabályzókat egy rendszerként méretezik. Figyelembe kell azonban venni, hogy két csoport-szabályzó között több főcsoport és vonalszabályzó helyezkedik el. Mivel ezek más csoportok átvitelében is szerepelnek, tehát még a csoportpilot szabályzó együttes méretezése sem elegendő az átviteli út szintstabilitásának biztosításához, hanem a számítás során valamennyi közbenső szabályzó hatására tekintettel kell lenni. Ez a méretezési eljárás során elérendő, a szokásos szabályzó rendszereken túlmenő célkitűzés.

A főcsoport-pilot a főcsoportok szintjét állítja be, ahol a főcsoport a többitől függetlenül elérhető. Tervezése nagyon hasonlít a csoportpilothoz és ezzel egyező jellegű a mestercsoport szabályzás is.

Az alapáramkörök szabályzására használt vonal-pilotok tárgyalásánál most eltekintünk a frekvencia függéstől és főként a szabályzási sebességet tartjuk szem előtt. A sebességgel szemben támasztott követelmény, hogy a pilot a csillapítás változásokat lehetőleg az észlelési időn belül kompenzálja és minden szabályzott erősítő kimenetén a szintet állandó értéken tartsa. [9,13]

Légvezetékek csillapítása igen széles határok között meglehetősen gyorsan változik. A leggyorsabb változást a vezetékről leolvadó zuzmara okozza. Ilyenkor a kimenő szint növekedés pl. egy 140 km hosszúságú erősítő mezőre vonatkoztatva, 12 csatornás üzemben:

$\left. \frac{da}{dt} \right|_{\max} = q \cong 3,2 \text{ N/óra} = 0,9 \text{ mN/sec}$. Ebből következik, hogy a szabályzó rendszernek legalább 1 mN/sec sebességgel kell tudnia az erősítést csökkenteni. Az erősítés növelési sebessége ennél esetleg kisebb lehet.

A kábelek csillapítása lassabban változik, mert a kábel felett elhelyezkedő földréteg az időjárás változásait csak késleltetve és jelentősen lecsillapítva engedi hatni. Egy 20 km hosszú erősítőmezőnél 60 csatornás üzemben maximum $q = 0,2 \text{ mN/óra}$ változással kell számolni. 200 km hosszú szabályzási szakaszokat véve alapul 2 mN/óra a változás maximális sebessége, tehát $3 \cdot 10^{-2} \text{ mN/sec}$ sebességű szabályzó alkalmazása kielégítő. Ez a számítás feltételezi, hogy a kábelek 80 cm mélységben vannak a föld felszíne alatt, ahol legfeljebb $0,8^\circ\text{C}/24 \text{ óra}$ hőfokváltozás léphet fel.

Összefoglalva a különböző pilotoknál szükséges szabályzási sebességek az 1. táblázatban láthatók. A továbbiak szempontjából jelentős, hogy egy helyen általában hány szabályzó helyezkedik el ezért ezt is beírtuk a táblázatba.

2.2 Egy szabályzó fokozat

Egy tetszőleges helyen alkalmazható átviteltechnikai szabályzó fokozat felépítése a 2. ábrán látható vázlattal általában jól megközelíthető. A bemenetre adott U_0 pilotjel a vonal és berendezések változó

1. táblázat

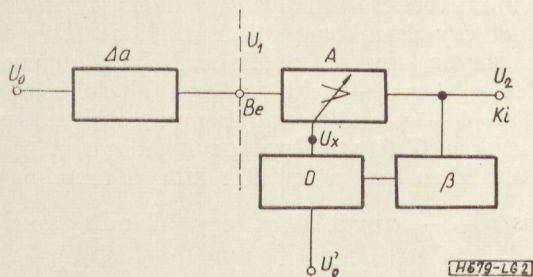
	Szabályzási sebesség	5 cN változás ideje	Egy helyen várható szabályzó
Léges vonalpilot	1 mN/sec	50 sec	4
Kábeles vonalpilot	$3 \cdot 10^{-2} \text{ mN/sec}$	3000 sec $\cong$ 50 perc	14
Csoportpilot	10^{-2} mN/sec	5000 sec $\cong$ 80 perc	24
Főcsoport-pilot	$0,2 \cdot 10^{-2} \text{ mN/sec}$	25 000 sec $\cong$ 400 perc	12
Mestercsoport-pilot	10^{-3} mN/sec	50 000 sec $\cong$ 10 óra	6

csillapítása miatt időben változó $U_1(t)$ értékkel érkezik meg. Mivel a hasznos jel is változik, és ezt kompenzálni kell, tehát az $A(t)$ erősítést úgy kell szabályozni, hogy

$$\frac{U_2(t)}{U_0} = \text{const.}$$

feltétel közelítőleg kielégüljön. De mert U_0 nem áll rendelkezésre, ezért helyben előállított U'_0 referencia feszültséghez kell hasonlítani. Erre vonatkoztatva a szabályzási egyenlet [3, 4]

$$U_2 = A \cdot U_1 = A \cdot D \cdot (U'_0 - \beta U_2)$$



2. ábra

Ennek megoldása $D = 1$ esetre a visszacsatolt rendszereknél szokásos alakra hozható [8]:

$$\Delta U_2 = \frac{A_2}{1 - \beta A_2} \cdot \Delta U_1,$$

ahol A_2 a nyugalmi erősítés.

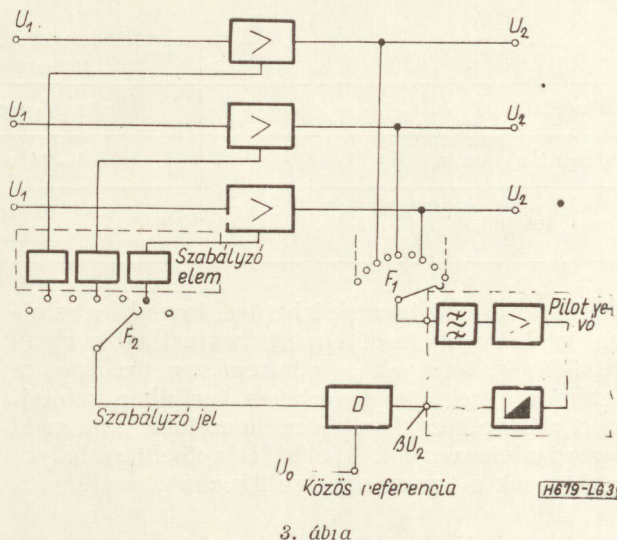
Egy szabályzó fokozat ennek alapján méretezhető, és a jelenleg ismert rendszerek szabályzóit is így tervezték [3, 4, 5, 9, 14].

2.3 Állomás-felépítés

Egy állomáson általában több áramkört (vonalat, csoportot) kell szabályozni. Célszerű ezért olyan megoldást kidolgozni, amelynél egy szabályzó elegendő valamennyi azonos jellegű feladat megoldására, vagy legalább azt kell elérni, hogy a bonyolult egységekből (pilot-szűrő, referencia, differencia-képző) egy darab elegendő legyen.

A megoldás alapja, hogy bizonyíthatóan elég az adott szabályzási sebességeknél az időben és szintben kvantált szabályzás. Ez azt jelenti, hogy csak T időközönként vizsgáljuk meg a szinteket, és akkor Δ lépésekben állítjuk. Ez utóbbi feltétel szerint a beállítás pillanatában $\Delta/2$ hiba maradhat. A beállítás τ időt vesz igénybe, ennyi ideig áll a szabályzó a vizsgált áramkörön, és a szabályzó egységek időállandója $\tau_0 < \tau$. A 3. ábrán példaképpen felrajzolunk egy lehetséges kapcsolást.

A letapogató gép F_1 kefeje sorra vizsgálja a kimenő feszültségeket. Minden ponton τ ideig áll a gép és a teljes körülmény ideje T . Minden áramkörnél kiválasztja a pilotjelet, felerősíti és egyenirányítja. Az így kapott feszültséget összehasonlítja a bemenő pilotjelet jelképező U_0 referencia feszültséggel. A különbséggel vezérli az ahhoz az áramkörhöz tartozó szabályzó elemet. A különbségi jelet a szabályzó



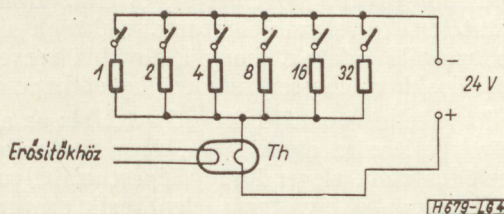
elemmel az előbb említett letapogató gép F_2 kefeje köti össze.

A pilotvevő és különbség-képző kör időállandóit úgy kell megszabni, hogy a τ idő végére minden tranzienst lecsengjen. Ez a szűrőkkel szemben igen szigorú követelményt jelent, mert a keskenysávú szűrőkre rákapcsolt jelben bekapcsolási jelenségek keletkeznek. Ugyanakkor τ értékét célszerű ezen belül lehető kicsire választani, hogy a letapogatósi idő alatt a szint ne változzék.

A szabályzó elem, akár motoros akár termisztoros, csak akkor változtathatja értékét, ha arra vezérlést kap. A motoros szabályzó, ha az csillapító tagot vagy forgó kondenzátort állít, megoldása egyszerű, mert a motor bármelyik irányba csak a megfelelő utasításra kezd működni.

Thermisztoros szabályozású erősítőknél a mintavételezést csak akkor lehet alkalmazni, ha a termisztor fűtéséről folyamatosan gondoskodunk. Erre példaképpen bemutatjuk a 4. ábra kapcsolását. A termisztor fűtését a megfelelő kapcsolókkal lehet beállítani. A különbség-képző kapcsolás jele tehát nem közvetlenül a termisztorot fűti, hanem a kapcsolókat vezérli, és a kapcsolók a következő vezérlésig állapotukat megtartják. Hosszabb üzemszavar esetén is alkalmas az utolsó beállított állapot fenntartására. A kapcsolókat félvezetős áramkörökkel lehet megvalósítani. Jó szolgálatot tehet például erre a célra egy tranzisztoros multivibrátor.

Látható, hogy bármilyen szabályzó erősítő alkalmazása esetén alkalmazható az időben és szintben kvantált automatikus szintszabályozás. A kvantált szabályzók a legtöbb esetben egyszerűsítéseket és



4. ábra

	Határok	Gyors rendsz.	Lassú rendsz.
τ vizsgálati idő	min 0,5 sec	1,5 sec	10 sec
r vizsgált ák. szám	4—24	8	24
T periódus idő	max 40 sec (légvezetéken)	12 sec	240 sec = 4 perc

megtakarításokat tesznek lehetővé, továbbá a szintben való kvantálással együtt bevezethetők olyan megoldások, amelyek a pilotrendszer üzemzavara esetén is közel állandó értéken tartják a szintet. Ezért a következőkben kizárólag ezeknek a műszaki és gazdasági szempontokból legelőnyösebb szabályzó rendszernek a tervezésére szorítkozunk.

2.4 Mintavételi állandók meghatározása

Először a Δ szintlépcső értékét vizsgáljuk meg. A végpontokon általában 0,05 N szintingadozás engedhető meg, vagyis $\eta \leq \frac{\Delta}{2} \leq 0,05$ N lehet a

hiba értéke. Tartalékot kell azonban hagyni a frekvencia-függő hibákra, továbbá az ε referencia hibára. Ezért a lépcső tovább csökkentendő és $\Delta \leq 0,05$ N felső korlátot kell megszabni. Tovább csökkenteni a lépcsőt már nem gazdaságos és nem is eredményez lényeges előnyöket. A szintlépcső tájékoztató értéke $\Delta = 50$ mN.

A letapogatási periódus meghatározása több szempont alapján lehetséges. Az első az áramkör csillapítás változásából indul ki. Nem engedhető meg, hogy két letapogatás között egy szintlépcsőnél nagyobb legyen a csillapításváltozás:

$$\left| \frac{da}{dt} \right|_{\max} \cdot T \leq \Delta$$

Ez a feltétel csak légvezetékes vonalszabályzóknál jelent megkötést. A $T \leq \Delta \left| \frac{da}{dt} \right|_{\max}^{-1} = \frac{\Delta}{q} = 50 \text{ mN} \cdot \frac{1 \text{ sec}}{1 \text{ mN}} = 50 \text{ sec}$. Légvezetékes vonalpilotoknál a periódus időt 50 sec alá, például 40 sec értékre kell választani.

A másik megkötés a pilotvevő sávszűrőjéből indul ki. Általában nem lehet ± 20 Hz-nél kisebb sávzélességgel számolni. A berezgési idő 50 msec, a biztos beállítás érdekében $\tau \geq 500$ msec biztosítandó. Egy szabályzónak maximum 24 áramkört kell szabályozni, ebből a letapogatási periódus 12 sec, sokkal kisebb, mint a légvezetékeknél szükséges 40 sec. Tehát a biztonságot tovább növelhetjük és a 2. táblázat tájékoztató értékeivel számolhatunk. Ezek csak példaképpen szolgáló adatok, hogy a további tervezési megfontolásokhoz lehessen számértékeket kapcsolni.

Már itt le lehet vonni a következtetést: az alapáramkörök változása olyan lassú, hogy egy szabályzó periódus alatt elegendő egy lépést szabályozni. Ha ennél meredekebb változás jelentkezik, az a rendszer lengéséből származik, azt követni nem szabad.

3. Méretezés

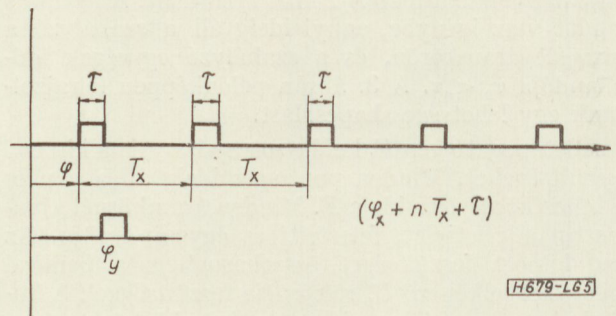
3.1 A jelenségek leírása

A mintavételes szabályzó rendszer T_x időként végzi el egy áramkör beállítását. A beállítás időt vesz igénybe, így az x -edik szabályzó kimenetén minden $\varphi_x + nT_x + \tau$ időpontban teljesül a $G_x(t) \cdot A_x(t) = 1 + \eta$ feltétel, vagyis η pontossággal kompenzáltuk a $G_x(t)$ vonalszakasz ingadozásait. Az η hiba általában csak a beállítás hibáját tartalmazza, vagyis $\eta \leq \frac{\Delta}{2}$, továbbá φ_x egy állandó, amelyik

megadja a szabályzási periódus fázisát a felvett $t = 0$ időhöz képest. $G_x(t)$ az x -edik erősítőig valamennyi erősítő és vonalszakasz együttes átvitele. (5. ábra.)

Ha a kiszabályozandó δ szintingadozás az y -edik szakaszon keletkezik, akkor elvileg elegendő lenne ha az y szabályzó működne, azonban ez a szabályzó a jelenség bekövetkezése után φ_y idővel kezd szabályozni. Ha eközben van olyan j szabályzó amelyiknél $\varphi_j < \varphi_y$, akkor ez előbb kompenzálja a változást. (A vonal mentén levő erősítők számozása szerint $y < j < x$.) Legyen a változás helye (y szakasz) és a vizsgálat helye (x szakasz végén levő erősítők) között N szabályzó. A szabályzók nincsenek összehangolva, ezért φ_j bármilyen értékét felveheti 0 és T között és a szabályzók működési sorrendje mind az $N!$ lehetséges sorrendet követheti. Egy lehetséges eset például, ha mindegyik szabályzó $\frac{T}{N} = \Delta\varphi$ idővel

később szabályoz, mint az utána következő. Ekkor az x szabályzó kompenzálja a δ változást, ezután az $(x-1)$, majd az $(x-2) \dots$ is lép egész $(x-N)$ -ig. Ennek következtében az x kimeneten $-(N-1)\delta$ ugrás jelenik meg. A következő periódusban ezt kell kiszabályozni. Ugyanakkor az $(x-2)$ kimeneten $-(N-2)\delta$ ugrás látszik és így tovább. Ezek a belengésből származó változások a 2. periódus végére:



5. ábra

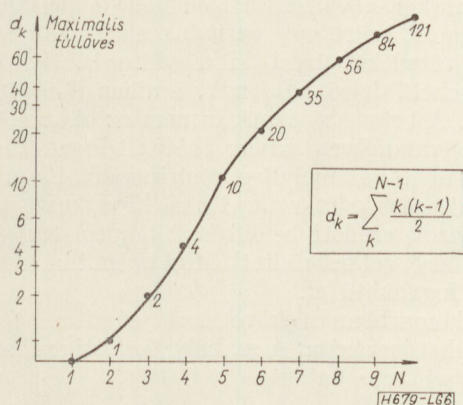
$$\sum_{i=2}^{N-1} (N-i)\delta = \sum_{i=2}^{N-1} N\delta - \sum_{i=2}^{N-1} i\delta = (N-3) \cdot N\delta - \frac{N \cdot (N-3)}{2} \delta = \frac{N(N-2)}{2} \delta$$

túlszabályzást eredményeznek az utolsó kimeneten. Az

előtte levő kimenet $\frac{(N-1)(N-3)}{2} \delta$ túlszabályzást

észlel és ezt kompenzálja. A túlszabályzások összege a 3. periódus végére $\sum_{i=3}^{N-1} \frac{(N-i)(N-i-2)}{2} \delta$.

Ez az érték már alig vagy egyáltalán nem nagyobb, mint a második periódus végén fellépő maximum. A 2. periódus végén felvett túllövés értékét a legkedvezőtlenebb sorrend esetére a 6. ábra mutatja. Ez így folytatható tovább, míg a változások az $(N-1)$ periódus végére lecsengenek.



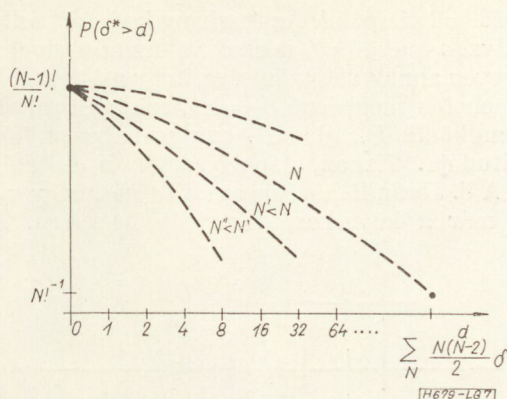
6. ábra

Természetesen ez a legkedvezőtlenebb eset csak igen kis valószínűséggel $\left(P_N = \frac{1}{N!}\right)$ tehát ritkán fordul elő. A lehetséges $N!$ sorrendből $(N-1)!$ esetben, — amikor a változást követő y szabályzó működik elsőnek — nincs túlszabályzás. E két határérték között valamennyi szintérték előfordulhat, ezért a túllövés egy valószínűségi eloszlással jellemezhető. Annak a valószínűsége, hogy a δ^* túllövés nem nagyobb mint d

$$P(\delta^* < d)$$

Ez különböző N érték esetére a fenti gondolatmenet alapján megszerkeszthető, és deriválásával a 7. ábrán látható jellegű sűrűség-függvényt kapjuk. Végül még érdekes annak valószínűsége, hogy túllövés fellép. Mivel $(N-1)!$ esetben nincs túlszabályzás, $N! - (N-1)!$ ezeknek az eseteknek száma, a keresett valószínűségi érték:

$$p(\delta^*) = \frac{N! - (N-1)!}{N!} = 1 - \frac{(N-1)!}{N!} = 1 - \frac{1}{N} = \frac{N-1}{N}$$



7. ábra

Vagyis hosszú vonalaknál $(N \gg 1)$ $p \approx 1$ tehát túllövés és belengés lép fel, ami zavart okoz. A zavaró túllövés maximális amplitúdója pedig abból az erősítő számból határozható meg, amelyeknél a szabályzási sorrend ellentétes a jel terjedési irányával.

3.2 A belengés elkerülésére használatos módszerek

Az összeköttetések mérésénél világszerte észlelték a lengéseket és igyekeztek a szabályzó rendszert úgy kialakítani, hogy ezek minimális amplitúdóval jelentkezzenek. A régebben alkalmazott folytonos szabályzású (termisztoros) rendszereknél ezt az időállandók megválasztásával érték el. Így pl. az angol posta a vonal mentén levő szabályzóknak $\tau_1 = 2$ perc időállandót írt elő, míg a végállomások időállandója $\tau_2 = 5$ mp. A vonal mentén keletkező lassú tranzienseket a végállomásokon ki tudják szabályozni. Ez a rendszer hosszú ideig eredményesen használható volt. Újabb két nehézség jelentkezik: 1. A csoportok leágaztatása és átkapcsolása maga után vonja, hogy nem lehet egyértelműen végállomásról vagy középállomásról beszélni. Ami a vonalon haladó egyik csoportnak már végerősítő, a másiknak csak közben-ső erősítő. 2. A hálózatban együttműködést kell biztosítani a különböző szabályzók között. A 3. táblázat mutatja a lehetséges szabályzási módszereket. Ezek nagy része az alapáramkör lassú folytonos változását szintugrásokra alakítja át, melyek tranziensei a fenti módszerrel nem csökkenthetők.

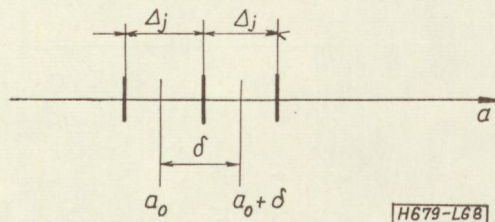
3. táblázat

A szintállítás	Polytonos $\Delta d = 0$	Kvantált $\Delta d = \Delta$
A vizsgálat		
Polytonos $\Delta t = 0$	Termisztoros	Minden ák, saját lépésenként működő szabályzóval
Szakaszos $\Delta t = T$	Több rendszer polytonos szabályzása közös vezérléssel	Több ák. egy közös lépésenként működő szabályzóval

3.3 Mintavételes szabályzók statisztikus tárgyalása

A 3.1 pontban a jelenségek leírásánál már láttuk, hogy a belengési folyamat valószínűségi változóval jellemezhető, mert független folyamatok együttes

hatását kell vizsgálni. Az összhang kedvéért az egyes szabályzók működését is azok valószínűségével írjuk le. Legyen annak valószínűsége, hogy a j -ik szabályzó a bemeneten megjelenő $\delta = k\Delta_j$ szintváltozás hatására működik P_j , ahol Δ_j egy szabályzási fokozat amplitudója. Ez az alaphelyzettől és k értékétől függ. A 8. ábrán láthatóan az szükséges, hogy $a_0 + \delta$ szint már a következő tartományba essen. A P_j



8. ábra

valószínűség trinomiális eloszlással jellemezhető mert a_+ , a_- lépés és a helyben maradás lehetősége egyaránt megvan.

A szabályzó működését befolyásoló másik tényező a működés relatív ideje a többi szabályzóhoz képest. Annak valószínűsége, hogy a j -ik szabályzó előbb vesz mintát mint valamennyi előtte levő p_j . Eszerint az $x - y$ szakaszon a maximális lengésre jellemző valószínűség:

$$P_N = \sum_{j=x}^y P_j \cdot p_j$$

p_j valószínűség a jelenségek leírásánál tárgyalt működési sorrendre vonatkozó sűrűség-függvénnyel adható meg. Ha a túlszabályzások amplitudóit és az amplitudók előfordulásának valószínűségét összerendeljük, akkor a teljes N szabályzóból álló szakaszból kiemelhetünk egy rövidebb N' szabályzót tartalmazó részt, melyre nézve $p_j = 1$, vagyis minden szabályzó előbb működik, mint a jel haladási irányából vett, előtte levő szabályzó. Ez az ekvivalens N' szakasz csak a megengedett túllépési valószínűségtől és a szakasz hosszától függ.

Az így meghatározott N' szakaszon $p_j = 1$, a teljes szakaszra ebből számítva

$$p_j = \frac{N'}{N}$$

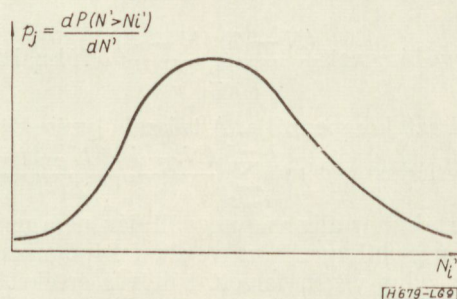
és ez a szabályozási sebességgel nem befolyásolható.

A túlszabályzás csökkentése érdekében p_j csökkentendő lenne. Ez a szabályzók működési sorrendjének rögzítését követelné meg. A hálózat bonyolultsága következtében azonban olyan sorrendet meghatározni, amely minden összeköttetésre optimális, nem lehet. Egy homogén szakaszon belül is nehéz és költséges lenne a szabályzók szinkronizálása. De még ez sem vezetne tökéletes eredményre, mert a szintugrás idejével és helyével is szinkronizálni kellene, ami már nem megvalósítható.

Végtelen hosszú szakaszok feltételezésével a 3.1 pontban bevezetett $P(\delta^* > d)$ valószínűséghez tartozó sűrűség-függvény tehát egyértelműen megadja

az N' értéket. A különböző megengedett túllépési valószínűségek esetére, $N \rightarrow \infty$ feltétellel N' értékére a 9. ábra ad tájékoztatást.

A működést befolyásoló P_j észlelési valószínűség a másik vizsgált tényező. A változás észlelési való-



9. ábra

színűsége annak nagyságától függ (8. ábra). Az alapáramkörök változása igen lassú a periódus időhöz képest, ezért egy periódus alatt csak a szintlépcső töredékét teszi ki a változás. Közelítőleg $\Delta/10$ vehető felső határnak, amihez $P_j = 0,1$ tartoznék. A belengést azonban nem ez okozza, hanem az, ha valamilyen zavar (hálózat-ingadozás, zajbeütés) miatt valamelyik ponton indokolatlanul $0,05 N$ szintváltozás keletkezik. Ez a következő szabályzókat azok eredeti beállítási hibájától függően $0,5$ valószínűséggel működteti. Mint számítási alap $p_j = 0,5$ fogadható el.

Általánosabban a következő számítás végezhető P_A meghatározására. A szabályzó előtti szakaszokról érkező változás hatására

- ζ_+ esetben működik a szabályzó + irányban
- ζ_0 esetben nem működik
- ζ_- esetben működik a szabályzó - irányban.

Ebből az eloszlás-függvény:

$$P_A = \frac{R!}{\zeta_+! \zeta_-! \zeta_0!} \cdot p_+^{\zeta_+} \cdot p_0^{\zeta_0} \cdot p_-^{\zeta_-}$$

ahol $R = \zeta_+ + \zeta_- + \zeta_0$, az összes működés száma. Legyen $p_+ = p_- = p$ és $p_0 = k_A^{-1} p$, vagyis bevezetjük a működési készségre jellemző k tényezőt. Ez megmutatja, hogy mennyivel nagyobb a nyugalmi helyzet valószínűsége a változásnál, ha a bemeneten megjelenő Δ szintugrások Gauss-eloszlást mutatnak. Ezzel

$$P_A = \frac{R!}{\zeta_+! \zeta_-! \zeta_0!} \cdot p^{(\zeta_+ + \zeta_-)} \cdot (k_A^{-1} p)^{\zeta_0}$$

A túlszabályzás meghatározásához felhasználjuk a folyamat ergodicitását. A szakasz mentén levő N szabályzó közül k_+ , k_- és k_0 különböző irányban működő, illetve nem működő szabályzók száma.

$$p_j = \frac{N!}{k_+! k_-! k_0!} p^{(k_+ + k_-)} \cdot (k_A^{-1} p)^{k_0}$$

Tételezzük fel, hogy egy lengési periódus során $k_- = 0$, tehát a bejövő zavar csak + irányban indít

hatja meg a szabályzókat, vagy nem vezérli azokat. Ebben az esetben

$$p_j = \frac{N!}{k_0! (N - k_0)!} \cdot p^{(N - k_0)} (k_{\Delta}^{-1} p)^{k_0}$$

Ezzel összeállítottuk a mintavételes szabályzóknál fellépő jelenségeket és azokat a valószínűség számítás segítségével leírtuk. A következőkben rátérhetünk ezek méretezésére, úgyhogy az összeköttetések lengése minimális legyen.

4. Optimális rendszer kialakítása

4.1 Optimalizálási feltétel kiválasztása

Szabályzó rendszereknél általában három szempont van, amelyek egyikére igyekeznek a rendszert optimalizálni. Az első a hibacsúcs értékének minimumra való szorítása, vagyis a túllövést szorítják korlátok közé. A másik a lecsengési időre való optimalizálás, ez a tervezés során aperiodikus lecsengésű tranzienseket enged csak meg. Végül sok esetben a hibaintegrál területét igyekeznek kis értéken tartani, tehát egyidejűleg keresik a hiba amplitúdójának és lecsengési idejének kompromisszumos minimumát.

Átviteltechnikai berendezések szintszabályozásának tervezésénél is meg van mind a három lehetőség és mérlegelni lehet, melyik szempontra tervezzünk. Mielőtt azonban választanánk, nézzük meg mintavételes szabályzóknál hogyan alakulnak ezek a jellemzők.

A maximális túllövési vagy hiba amplitúdó az előzők szerint $P_N(N) \cdot \Delta$, ahol $P(N)$ az N változó monoton növekvő függvénye. A szabályzó lánc ezt a hibát csökkenő amplitúdójú lengéssel $(N - 1) T$ idő alatt szünteti meg. Ezenkívül a lengésidőt más zavarok is befolyásolhatják ezért a fenti kifejezést egészítsük ki a zavarokra jellemző M számmal:

$$(N + M - 1) T.$$

A hibaintegrált írjuk fel a fenti adatokkal. Az integrál alsó határának 1-t választjuk, mert az első szabályozási lépésnél kezdődik a túllövés, bár $t = 0$ a zavar megjelenése de a szabályzás csak ezután kezdődik. Továbbá tudjuk, hogy $P_N(N)$ az időnek is függvénye:

$$H = \int_1^{(N + M - 1)T} |P_N(N) \cdot \Delta| \cdot dt$$

Ha a hiba abszolút értéke egyenlő lépésekben csökken, akkor a lépcsőket elhagyva közelíthetjük az integrált a

$$H = P_N \cdot \Delta \cdot \int_1^{(N + M - 1)T} \frac{dt}{t} = P_N \cdot \Delta \cdot (N_{\max} + M - 1) \cdot T$$

formulával. Ebből látható, hogy $N_{\max}$ és ezzel együtt P_N értékének csökkentése mind három optimalizálási feltétel szempontjából előnyös. A következőkben tehát keressük, hogy milyen módszerekkel lehet

P_N értékét, és $N_{\max}$ értékét, vagyis a működő szabályzók számát csökkenteni és ezzel optimális mintavételes pilotszabályzó rendszert kialakítani.

4.2 Optimum feltétel kielégítése

A méretezés során kis értéken tartandó P_N , egy valószínűségi változó, tehát azt kívánjuk, hogy $P_N > 1$ értékek előfordulási sűrűsége csökkenjen. Ez akkor lehetséges, ha a $P_N = \sum p_j \cdot p_j$ kifejezés jobboldalán levő szorzat valamelyik tagját csökkentjük.

A két lehetőség közül p_j csökkentését elvetjük, mert a szabályzók működési sorrendjét, vagy a letapogatási idők vonalmenti változását egy rendszeren belül rögzíthetjük és ezzel p_j értékét korlátozhatjuk, de ez is számos többlet szerelvényt igényel. Különösen nehéz ennek megvalósítása különböző részekből álló rendszer esetén, például amikor egy csoport eltérő módszerekkel szabályzott főcsoportokon és vonalszakaszokon halad keresztül. Az üzemben pedig leggyakrabban ez az eset fordul elő. Hosszú nemzetközi összeköttetéseknel pedig — ahol az ingadozások a legnagyobb nehézséget okozzák — szinte kizárólag vegyes berendezésekből felépített áramkörök vannak. Célszerű tehát olyan megoldást keresni, amelynél minden rendszer önmagában biztosítja az optimum feltételek kielégítését.

A megoldás az összefüggések szerint P_j csökkentése. Mindenekelőtt a lengés amplitúdójának korlátozása érdekében gátoljuk meg, hogy a szabályzó egy mintavételi periódus során kettőt vagy többet lépjen: $|P_j|_{N \geq 2} = 0$. Tehát a szabályzó nem igyekszik beállni a helyes értékre, hanem csak megvizsgálja, hogy a pillanatnyi érték kisebb vagy nagyobb, mint a névérték és a szükséges irányban egy fokozatot lép. Ezt az eljárást igazolhatjuk, mert a természetes változások hatására nem léphet fel egy periódus alatt egy szint lépcsőnél nagyobb változás. A nagyobb változások csak a lengés miatt léphetnek fel, és a cél éppen az, hogy ezeket ne kövesse.

A módszer segítségével a d_N értéke $d_N = N \cdot \Delta$ -ra korlátozható. A lecsengés pedig aperiodikussá válik. Hosszú vonalaknál még $N \cdot \Delta$ is megengedhetetlenül nagy lehet. Kössük ezért feltételhez azt is, ha a szabályzó egyet lép, vagyis k_{Δ} értékét, a működési készséget kell csökkenteni. Ezzel P_j értékét tovább csökkentettük.

A működési készség befolyásolható több módon. Ezek közül a lengések meggátolása szempontjából kedvező, ha a szabályzó a pillanatnyi szint mellett az előző szint állapotokat is figyelembe veszi a szabályzásnál. Ezzel nem lassítjuk lényegesen a folyamatos, monoton szintváltozások kiszabályozását, de a lengéseket kevésbé követi a rendszer.

Mindezeket a megkötéseket az teszi lehetővé, hogy annak valószínűsége, hogy a vonalak csillapítása üzemszerű körülmények között egy letapogatási periódus ideje alatt egy Δ lépcsőnél többet változzon, nulla. Sőt a vonalak átvitelében beálló változás maximális meredekség esetén is kisebb, mint $\Delta/2$. Mivel a megengedett hiba szintén $\Delta/2$, tehát egy letapogatási lépcsővel való késleltetés esetén is várhatóan a hibakorláton belül leszünk. Ezt a rendszert nevezzük kritikusan csillapított mintavételes szabályzóknak.

4.3 Kritikus csillapított szabályzás vizsgálata

Az N szabályzóból álló vonal bemenetén, vagyis az y szabályzó előtti szakaszon δ_0 értékkel tér el a szint a névlegestől. Az előző vizsgálati periódus során az eltérés δ_{-1} volt. A szintugrás nagysága $|\delta_0 - \delta_{-1}| = \Delta$. A vonal mentén levő szabályzók az előző periódusban nyugodalomban voltak, a bemenetükön levő szint az $a_0 - \frac{\Delta}{2}$ és $a_0 + \frac{\Delta}{2}$ intervallumon belül helyezkedett el. A Δ szintugrás hatására a bemeneten levő szintek — mielőtt bármelyik szabályzó működni kezdene — $a_0 + \Delta - \frac{\Delta}{2}$ és $a_0 + \Delta + \frac{\Delta}{2}$ tartományba esnek. Ha csak ez a szint vezérelné a szabályzókat, akkor valamennyi működésre kész állapotban lenne, amikor a periodikus letapogatás során megvizsgálják. A szabályzásnál azonban számításba vesszük az előző periódust is. Erre több lehetőség van.

a) A differenciális eltérés indikálása. Minden szabályzó a beállítás után rögzíti, hogy a maradék eltérés pozitív vagy negatív, tehát az $a_0 + \frac{\Delta}{2}$ vagy az $a_0 - \frac{\Delta}{2}$ tartományban van a beérkező szint. A pozitív eltéréseket csökkenő, — a negatív eltéréseket növekvő jellegű változásokra készíti elő. Ha ezután bekövetkezik a Δ szintugrás, akkor csak a már előkészített szabályzók működnek. A többi szabályzó pedig előkészített állapotba kerül. Ha az ezután következő periódusban is még szükséges a szabályzás akkor lép egyet.

A módszer hatására a működésre kész szabályzók várható értékét N -ről $N/2$ -re csökkentettük, feltételezve, hogy azonos valószínűséggel érkeznek az $a_0 + \frac{\Delta}{2}$ és az $a_0 - \frac{\Delta}{2}$ intervallumba a szintek. A visszafelé sorrendet követő szabályzók eloszlása változatlan, tehát $p_j \cdot N/2 \cdot \Delta$ értékre csökkenthető a túllövés, és $\frac{N+1}{2} \cdot T$ időre csökken a lecsengési idő. Az előkészületi lépés miatt egy periódus idővel később tér vissza, ezért van az $\frac{N-1}{2} T$ helyett $\frac{N+1}{2} T$ csillapodási idő. A lengés csökkentés céljára a megoldás használható.

Stacionárius állapotban, lassú változások esetén az eljárás többlet hibát eredményez. Ennek következtében T ideig a maximális eltérés $\Delta/2$ helyett Δ értékig növekedhet. Ez a szint-eltérés a vonal mentén rövid ideig halmozódhat. A kimeneten emiatt Δ szintkülönbségnél nagyobb is felléphet, ha több szakaszon egyidejűleg változik a szint. Kedvezőtlen esetben, ha minden szakaszon a maximális $\frac{da}{dt}$

változás lép fel, és csak $\frac{N}{2}$ számú előkészített szabályzó tudja ezt követni, ezért $\frac{N}{2} \cdot \frac{da}{dt} \cdot T$ hiba

léphet fel a többi szabályzó előkészületi ideje miatt. Ebben a rendszerben ez az ára a lengés csillapításnak. Meg kell azonban jegyezni, hogy ennek értéke — egy 2500 km hosszú nemzetközi referencia áramkörön, ahol 100 km távolságban vannak a szabályzók —

$$\text{Hiba} = \frac{25}{2} \cdot 3 \cdot 10^{-2} \text{ mN/sec} \cdot 20 \cdot 60 \text{ sec}$$

mert 20 perc egy letapogatási periódus ideje:

$$\text{Hiba} = 12,5 \cdot 36 \text{ mN} = 450 \text{ mN} = 0,45 \text{ N},$$

tehát legkedvezőtlenebb esetben is 0,5 N alatt marad a rövididejű eltérés. Ez is csak akkor következhet be, ha minden szakaszon egyidejűleg a maximális csillapítás változás hat.

b) Integráló rendszer. A megoldás főbb vonásaiban egyezik az előzővel: Szintén csak egy fokozatot tud egy vizsgálat során a szabályzó lépni, és ez ugrászerű, nem indul egyszerre valamennyi szabályzó. Itt azonban a szabályzók azért nem indulnak, mert a névleges szinttől való eltérés integrálja nem elegendően nagy. Ennek megoldása a következő:

Minden vizsgálat során rögzíti a rendszer a névleges szinttől való eltérést, az $(a - a_0)$ értéket. A rögzített értéket tárolja és a következő alkalommal mért eltérést hozzáadja. Az előző érték súlya azonban az idővel csökken. A tárolt jel értéke

$$\int_{t=0} [a(t) - a_0] e^{-\alpha t/T} dt$$

ahol $t = 0$ a vizsgálat időpontja. Ha az integrált érték nagyobb, mint 2Δ , akkor szabályzó működik

$$\left| \int_{t=0} [a(t) - a_0] e^{-\alpha t/T} dt \right| \geq 2 \Delta T$$

Ez a szabályzó indulásának feltétele. Itt α a tároló kondenzátor kisülési sebességére jellemző tényező, amelynek segítségével a rendszer optimumra állítható be.

Hirtelen Δ nagyságú változás hatására csak azok a szabályzók kezdenek működni, amelyeknél az elmúlt időszak során a tároló elemekben már összegyűlt $\Delta \cdot T$ energia. Ha a szintugrás 2Δ értéknél nagyobb, akkor viszont valamennyi szabályzó már működni kezd. Ebből következnek a rendszer jellemzői.

A maximális túllövés Δ szintugrás hatására itt is $p_j \cdot \frac{N}{2} \cdot \Delta$ mert az előzmények, amelyekről függően

lép vagy nem lép a rendszer, szintén egyenletes eloszlásúak. (Ez a feltétel kielégíthető ha $\alpha \leq \alpha_{\max}$).

A túllövés lecsengési ideje $\frac{N-1}{2} T$. A hirtelen visszatérés miatt ugyanis azonnal $2\Delta T$ értéknél nagyobb vezérlő energia jelentkezik. (Ez a feltétel kielégíthető ha $\alpha \geq \alpha_{\min}$.) Ugyanebből következik, hogy a rendszer a természetes változások szabályzásánál nem halmozza a hibákat.

Az integrálási elven működő szabályzók tulajdonságai tehát valamennyi eddigi rendszernél kedvezőbbek. Alkalmazását azonban megnehezíti a szükséges nagy időállandó megvalósítása. Az időállandó $\tau_x = \frac{T}{\alpha}$, ahol az optimum feltételek alapján $0,5 <$

$\alpha < 1$, tehát $\tau_x > T$ és a T periódus idő általában nagyobb, mint 10 perc. A 10 percnél nagyobb időállandó a szokásos RC elemekkel nem valósítható meg. Az áramkörbe az időállandót termikus úton lehet beépíteni (pl. nagy hőkapacitású szabályzó elem). A következőkben ezt az elvet egyszerűbb kiviteli formában kívánjuk megvalósítani.

c) *Összegező rendszer.* Az előző két megoldás kombinációjából alakítható ki az összegező elven működő szabályzó. Az integráláshoz képest két közelítést alkalmazunk:

- I. csak a közvetlen előző állapotot rögzítjük, a korábbi állapotok a szabályzó működésére nincsenek hatással.
- II. az előző állapotot a pontos érték helyett csak azzal rögzítjük, hogy a következő négy állapot közül melyikbe tartozik:

$$(1) \quad a < a_0 - \frac{2\Delta}{2}$$

$$(2) \quad a_0 - \frac{2\Delta}{2} \leq a \leq a_0$$

$$(3) \quad a_0 < a \leq a_0 + \frac{2\Delta}{2}$$

$$(4) \quad a_0 + \frac{2\Delta}{2} < a$$

A szabályzás logikáját a 4. táblázatba foglaljuk össze. Ebből láthatóan a szabályzásnál az előző és

jelenleg tapasztalt érték súlyozott összege vezérli a beállítást, és a következő egyenlettel jellemezhető:

$$\frac{\alpha \cdot a(t - T) + a(t)}{2} - a_0 = \text{Hibajel},$$

ami megfelel az előző rendszernél az integrálásnak. A mintavételes eljárás miatt az összegezés és az integrálás hatásában csak kivételes esetekben tér el. Ezeket a feltételeket kielégítő szabályzó szintén maximum $p_j \cdot \frac{N}{2} \cdot \Delta$ amplitúdójú túlszabályozást eredményezhet. A csillapítási idő $(N - 1) \cdot T/2$, és a folyamatos változásnál fellépő hibákat nem halmozza. Műszaki megvalósítása nem okoz különös nehézséget. Ezért ez a rendszer ajánlható hosszú nemzetközi összeköttetések vonal-, főcsoport- és csoportpilot szabályzására.

4.4 A lengéscsillapított szabályzó megvalósítása

A korszerű szintszabályozók felépítését a 3. ábrával kapcsolatban ismertettük. Ebben az állomás elrendezésben a „D”-vel jelölt egység tervezésénél lehet az előbbieken kidolgozott elveket hasznosítani. A 10. ábrán láthatóan még egy kimenetet csatlakoztatunk az egységhez, amelyik az áramköröket kiválogató gép harmadik F_3 kiején csatlakozik a vizsgált áramkörök számával egyenlő számú memoriához.

A másik változás, hogy az U_0 referenciából (meg-

4. táblázat

Előző állapot	Jelen állapot	Szabályzó működése
$a < a_0 - \frac{2\Delta}{2}$	I. $a < a_0 - \frac{2\Delta}{2}$ II. III. IV. $a_0 + \frac{\Delta}{2} < a \leq a_0 + \frac{2\Delta}{2}$	Egy lépéssel növeli az erősítést Egy lépéssel növeli az erősítést Változatlanul marad Változatlanul marad Változatlanul marad
$a_0 - \frac{2\Delta}{2} \leq a \leq a_0$	I. $a_0 - \frac{2\Delta}{2} \leq a < a_0 - \frac{\Delta}{2}$ III. IV. V. $a_0 + \frac{2\Delta}{2} < a$	Egy lépéssel növeli az erősítést Egy lépéssel növeli az erősítést Változatlanul marad Változatlanul marad Változatlanul marad Egy lépéssel csökkenti az erősítést
$a_0 < a \leq a_0 + \frac{2\Delta}{2}$	I. II. $a_0 - \frac{\Delta}{2} \leq a \leq a_0$ IV. V. VI.	Egy lépéssel növeli az erősítést Változatlanul marad Változatlanul marad Változatlanul marad Egy lépéssel csökkenti az erősítést Egy lépéssel csökkenti az erősítést
$a_0 + \frac{2\Delta}{2} < a$	I. II. III. $a_0 < a \leq a_0 + \frac{\Delta}{2}$ V. VI.	Változatlanul marad Változatlanul marad Változatlanul marad Változatlanul marad Egy lépéssel csökkenti az erősítést Egy lépéssel csökkenti az erősítést

felel a_0 szintnek) egy hiteles osztóval leosztjuk és előállítjuk a további négy referencia feszültséget:

$$\begin{aligned} U_0 - \frac{2\Delta'}{2} & & U_0 + \frac{2\Delta'}{2} \\ U_0 - \frac{\Delta'}{2} & & U_0 + \frac{\Delta'}{2} \end{aligned}$$

ahol Δ' a Δ szint lépcsőhöz tartozó feszültség. Ezek segítségével végrehajtott szabályzás a következő lépésekből áll:

- A gép rááll a vizsgálandó áramkör be- és kimenő pontjára és a hozzátartozó memóriára.
- A D egység összehasonlítja a bejövő feszültséget a referenciával és megállapítja, hogy a lehetséges hat tartomány közül melyikbe esik a vizsgált feszültség.

kimenetre adja, úgyhogy az ott megjelenő feszültség relatív értéke:

$$R_1 = 0, \text{ ha } U_{be}^* < U_0 - \frac{2\Delta'}{2}$$

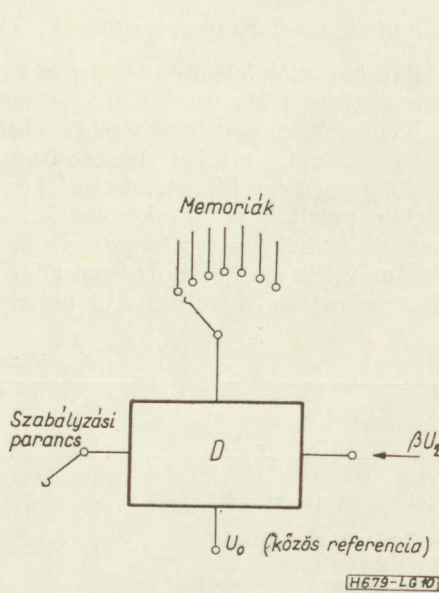
$$R_1 = 2, \text{ ha } U_0 - \frac{2\Delta'}{2} \leq U_{be}^* < U_0 - \frac{\Delta'}{2}$$

$$R_1 = 4, \text{ ha } U_0 - \frac{\Delta'}{2} \leq U_{be}^* \leq U_0$$

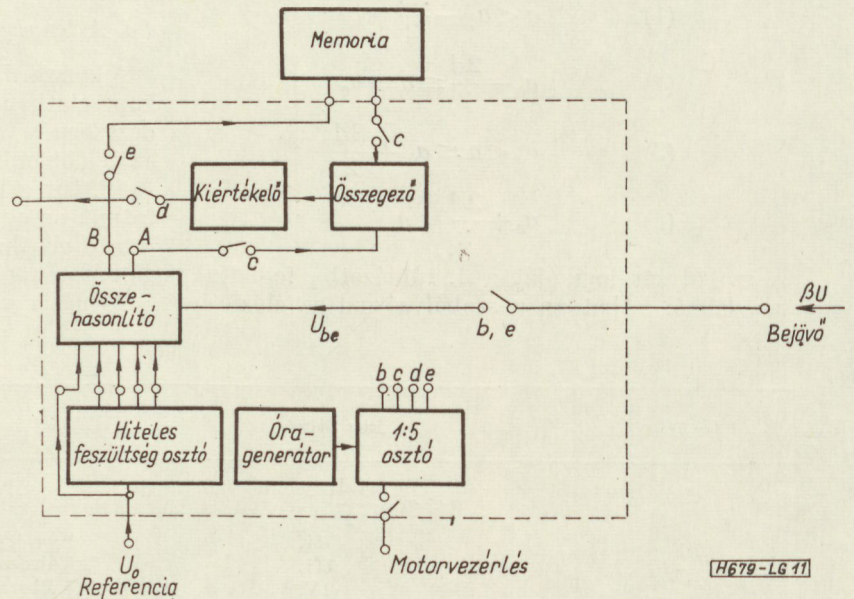
$$R_1 = 6, \text{ ha } U_0 < U_{be}^* \leq U_0 + \frac{\Delta'}{2}$$

$$R_1 = 8, \text{ ha } U_0 + \frac{\Delta'}{2} < U_{be}^* \leq U_0 + \frac{2\Delta'}{2}$$

$$R_1 = 10, \text{ ha } U_0 + \frac{2\Delta'}{2} < U_{be}^*$$



10. ábra



11. ábra

- Kiolvassa a memóriából az előző vizsgálat után megmaradt szinteltérés értékét.
- Kiértékeli a két feszültséget és ebből a 4. táblázat alapján kiadja a szabályzási parancsot, ami $-1, 0$ vagy $+1$ lépés lehet.
- Ismét megvizsgálja a beérkező βU_2 feszültséget, és rögzíti a memóriába, hogy a lehetséges négy tartomány közül melyikbe esik annak értéke.

A hatodik lépésben ismét lép a gép és a következő áramkör vizsgálatát végzi el.

Ezeknek a feladatoknak az elvégzéséhez a D egységbe kell egy óragenerátor, amelyik vezérli a műveleteket, és minden ötödik lépésben működteti az áramkör választó gépet. Ezért a kimenethez egy osztó tartozik, amelynek ötödik kimenete a különböző műveletek elvégzési időpontját rögzíti. Ez a vezérlés a betűvel jelölt összeköttetést zárja a megfelelő időszakban (11. ábra).

A b időszakban a bejövő jel az összehasonlító áramkörben a referencia feszültségekkel előfeszített diódákra jut. Ez az összehasonlítás eredményét az „A”

Ennek a számnak megfelelő feszültség jut a c) periódusban az összegez áramkörbe. De bejut a memóriából R_2 feszültség is melynek relatív nagysága:

$$R_2 = 0 \quad U^{**} < U_0 - \frac{2\Delta'}{2}$$

$$R_2 = 1 \quad U_0 - \frac{2\Delta'}{2} \leq U^{**} \leq U_0$$

$$R_2 = 3 \quad U_0 < U^{**} \leq U_0 + \frac{2\Delta'}{2}$$

$$R_2 = 4 \quad U_0 + \frac{2\Delta'}{2} < U^{**}$$

ahol U^{**} az előző mintavételi időszakban beérkező feszültség értéke volt. Az összegez előállítja az

$$R = R_1 + R_2$$

relatív feszültség értéket, amelyet bevezetünk a kiértékelő áramkörbe. Itt a háromhelyezetű egyszerű logikai egység egy pozitív impulzust ad ki, amely egy lépéssel növeli az erősítést, ha $0 \leq R \leq 3$; nem ad

ki vezérlő impulzust, ha $4 \leq R \leq 10$, végül egy negatív impulzust ad ki, amelyik egy lépéssel csökkenti az erősítést, ha $11 \leq R \leq 14$. Ez megfelel a 4. táblázat követelményeinek, tehát a d periódussal a vezérlést befejeztük.

Az e periódusban most már csak a fentmaradó szintkülönbséget kell a memóriába eltenni. Ezért most az összehasonlító áramkör a bejövő jel nagyságának megfelelő R_2 értéket állítja elő és az küldi a „B” kimeneten keresztül a négy lehetőséget tároló memóriába.

A D áramkör fenti felépítése esetén, úgy működik, ahogy azt az elméleti fejtegetésnél megkívántuk. A valószínűség számítás megfontolásait néhány logikai lépéssel, könnyen megvalósítható áramkörökkel realizáltuk. Ugyanez az elv termikus úton is megvalósítható!

5. Következtetések

Nagytávolságú vívőfrekvenciás összeköttetéseknél az automatikus szintszabályozásból származó lengések kiküszöbölésére egységes módszert kell alkalmazni, mert a szövevényes hálózatban ugyanaz a szabályzó egyik áramkör szempontjából már az összeköttetés utolsó szabályzója, a másikkól pedig csak közbenső. Az egységes szabályzási elv a nemzetközi együttműködés miatt is fontos, mert így az átmenő csoportok lengésmentes szabályzása is biztosítható. A stabil szabályzás könnyen megvalósítható, mert az alapáramkörök természetes változása igen lassú. Ebből kiindulva olyan szabályzókat kell alkalmazni, melyek nemcsak a szint pillanatnyi értékét, hanem annak változását is vizsgálják, és a gyors ingadozásokat nem követik.

A szabályzás céljára műszaki és gazdasági szempontok miatt az időben mintavételező szintben kvantált rendszerek kerülnek előtérbe. Ezek egyidejűleg több összeköttetés szabályzására alkalmasak, és számos szolgáltatást meg lehet velük valósítani, ami korszerű összeköttetéseknél nélkülözhetetlen. Ugyanakkor hátrányuk, hogy lengésekre hajlamosabbak, mert időállandójuk bizonyos korláton túl nem növelhető, a szabályzók működési sorrendje bizonytalan és a bemenetén megjelent lassú folytonos változásokat ugrásszerű változássá alakítja át. A lengési hajlam csökkentésére valószínűség-számítás alapján egy új megoldást javasolunk.

A javasolt rendszernek két alapvető tulajdonsága van. Az első, hogy a szabályzó nem törekszik a szint helyes értékre való beállítására, hanem csak a szintkülönbség egy szintlépcsővel való csökkentésére. (Nem PCM, hanem DCM elven működik.) Ez a természetes változások kikompenzálásánál elegendő pontosságot biztosít. A másik, hogy igen gyors változásoknál, melyek valószínűleg lengésekből erednek, a szabályzó rendszer még nagyobb csillapítással működik. Ennek végrehajtása érdekében a sza-

bályzó működését nemcsak a pillanatnyi szintérték, hanem az előző mintavételi periódusban talált maradék szinteltérés is befolyásolja.

A fenti elvek alapján megtervezett szabályzó előreláthatólag továbbra is rendelkezni fog a mintavételes kvantált rendszerek igen előnyös tulajdonságaival, ugyanakkor remélhető, hogy az ott jelentkező tranziensek csillapodni fognak. Ez talán bizonyos mértékben a gyors színtingadozások és rövididejű megszakadások számát is befolyásolni fogja.

Végül meg kell jegyezni, hogy az itt leírt rendszer nagytávolságú áramkörökön még nem került kipróbálásra. Ezért gyakorlati eredményekkel az elképzelést alátámasztani még nem tudjuk.

I R O D A L O M

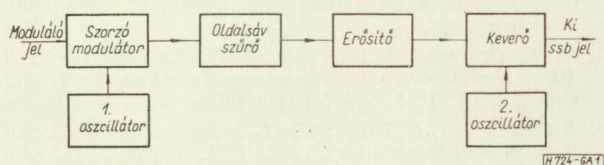
1. C. W. Merriam: Optimization Theory and the Design of Feedback Control Systems. Mc Graw-Hill B. Co. New-York 1964.
2. J. C. Gille—M. Pelegrin—P. Decaulne: Lehrgang der Regelungstechnik. VEB Verl. Techn. Berlin, R. Oldenbourg München 1963.
3. R. S. Graham—W. E. Adams—R. E. Powers—F. R. Bies: New Group and Supergroup Terminals for L Multiplex. B. S. T. J. Vol XLII 1963 N° 2. 223—278 old.
4. Ketchledge—T. R. Finch: The L 3 Coaxial System. Equalization and Regulation. B. S. T. J. Vol XXXII. 1953 N° 4. 833—878 old.
5. J. Korn: Regulierung des Leitungspegels bei langen Trägerfrequenz-Verbindungen. Telefunken-Zeitung Jg 38. 1965 Heft 2. 165—172 old.
6. L. A. Gimpelson: Multiple-Rate Sampled Data System I R. E. Transaction on Automatic Control Vol 5 1960 N° 1 30—37 old.
7. I. M. Horowitz: The Sensitivity Problem in Sampled-Data Feedback System. I. R. E. Transaction on Automatic Control Vol 6. 1961 N° 3. 251—259 old.
8. B. M. Oliver: Automatic Volume Control as a Feedback Problem. PROC IRE Vol 36 1948 N° 4. 466—473 old.
9. K. Friebe—K. H. Knapp: A Level Regulator for 12 Channel Carrier Systems. NTZ Communications Journal C & E Vol 3 (1964) No 5. 213—216 old.
10. CCITT Com IV. No 93 1961/64: Results of Measurements by Study Group IV. Concerning Stability and Short Interruptions to Transmission Observed on Circuits in the European Network.
11. G. F. Gyivnogorcev: Távbeszélő csatornák rövid idejű megszakadásai mint az impulzus zavarok forrásai (fordítás). Elektroszvjaz 1964 No 6.
12. Lajtha György: Rendszertechnika. Szakmérnöki tanfolyam jegyzete. Bp. 1965.
13. E. Koch: Über die Pegelregulierung langer Fernleitungen. FTZ 1951 H. 8. 352—359 old.
14. Klein: Trägerfrequenztechnik.
15. Geher K.: Változó paraméterű hálózatok számítása. Még meg nem jelent tanulmány.
16. Von Schau: Pegelregulierung im Nachrichtenweitverkehr. Regler und Regelverfahren in der Nachrichtentechnik. R. Oldenbourg. München 1958.
17. E. Koch: Über die Reihenschaltung gleichartiger, selbsttätiger Regler. Regler und Regelverfahren in der Nachrichtentechnik. R. Oldenbourg. München 1958.
18. R. E. King: The Frequency Response and Stability of a Class of Amplitude Dependent Sampled-Data Control Systems. Automatica Vol 2 1964 No 2. Szept 73—87.

Módosított fázistoló módszer alkalmazása egyoldalsávós jelek előállítására

ETO 621.316.727:621.376.24

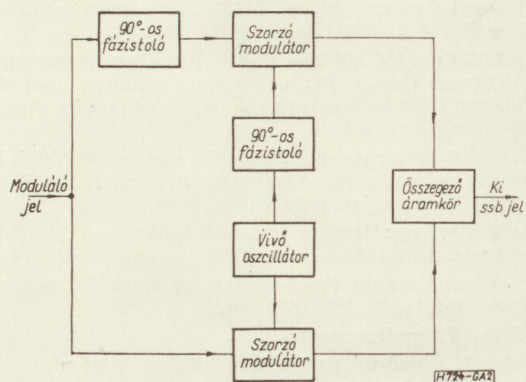
Az egyoldalsávós modulációs rendszerek rohamos elterjedése előtérbe helyezi az egyoldalsávós (a továbbiakban *ssb*) jelek előállításának kérdését.

A klasszikusnak tekinthető megoldás szűrőt használ. Konstans frekvenciájú jelet kiegyenlített modulátorba vezetnek, amelynek kimenetén elnyomott vivőjű kétoldalsávós jel jelenik meg. Ebből kristály- vagy elektromechanikus szűrő alkalmazásával kiszűrjük a kívánt oldalsávot. Az üzemi frekvenciára keveréssel jutnak el (1. ábra).



1. ábra. *ssb* jel előállítása szűrő módszerrel. Magasabb frekvenciákon 3. keverőt is használnak

Az *ssb* jel előállításának másik módszere a fázismódszer. Az egyoldalsávós jel előállítása két modulátor kimenőjének összegezésével történik. Az egyik, a vivőre kiegyenlített modulátorba, a moduláló jelet és a vivőt közvetlenül táplálják be. A másik modulátorba 90°-kal eltolt moduláló jelet, ill. vivőt táplálnak be. A két modulátor kimenetén megjelenő jeleket összegezve egyoldalsávós jelet kapunk (2. ábra).



2. ábra. *ssb* jel az előállítása fázistoló módszerrel. Az *ssb* jel az üzemi frekvencián előállítható

Ezen utóbbi megoldás előnye, hogy közvetlenül a kívánt üzemi frekvencián állítható elő *ssb* jel. A többszörös keverés elmarad. Hátránya, hogy a moduláló jelet 90°-kal el kell tolni. A szélessávú nagy pontosságú 90°-os fázistolók bonyolult hálózatok.

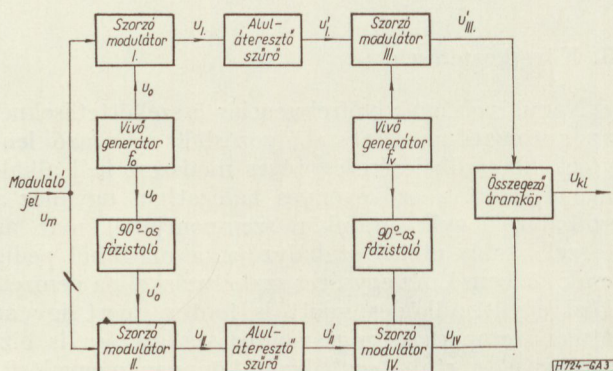
A fázistoló módszer ezen hibáját küszöböli ki a módosított fázistoló módszer. Gyakran „harmadik módszernek” nevezik, mivel a fejlődés sorrendjét tekintve harmadikként alkalmazták 1956-ban.

A módosított fázistoló módszer elvi működése

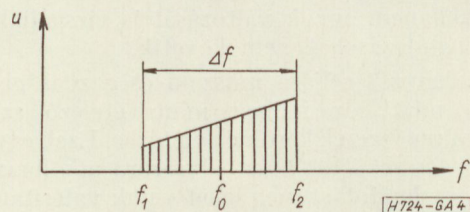
Az elvi működést legcélszerűbb a modulátor teljes blokk-sémájának analizálásával vizsgálni.

A blokkvázlat a 3. ábrán látható.

A moduláló jel legyen Δf sáv szélességű, f_1 legalacsonyabb és f_2 legmagasabb frekvenciával (4. ábra).



3. ábra. A módosított fázistoló módszer blokkdiagramja



4. ábra. A moduláló jel spektruma

Az I. és II. modulátorba közvetlenül vezetjük a moduláló jelet. A vivő az átvinni kívánt moduláló frekvenciasáv közepén helyezkedik el, azaz

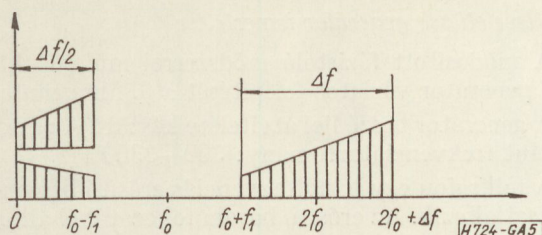
$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}.$$

Az I. és II. modulátor a moduláló jelre és a vivőre is kiegyenlített. A modulátorok kimenetén megjelenő jel spektrumát az 5. ábra mutatja.

Az f_0 frekvencia körül két oldalsáv alakul ki. Az alsó oldalsáv fele megfordul, az alsó oldalsáv $\frac{\Delta f}{2}$ szélességű lesz.

Hasonló jelet kapunk a II. modulátor kimenetén is. Az I. és II. modulátor kimenőjele a frekvencia-tengelyen azonos, csak fázisban van eltérés.

Kövessük végig a modulátorok működését matematikailag.



5. ábra. Az I. balanszmodulátor kimenetén megjelenő jel spektruma

A moduláló jelet N darab szinuszfüggvény összegeként írjuk fel:

$$u_m = \sum_{n=1}^N U_n \cos \omega_n t.$$

ahol: U_n -az n -dik jel amplitúdója,
 ω_n -az n -dik jel körfrekvenciája.
 ω_n -re fennáll a következő megkötés

$$2\pi f_1 \leq \omega_n \leq 2\pi f_2.$$

A moduláló frekvenciasáv közepén elhelyezkedő vivő legyen:

$$u_0 = U_0 \cos \omega_0 t.$$

Az I. szorzómodulátor kimenetén megjelenő jel:

$$u_1 = u_m \cdot u_0 = \sum_{n=1}^N \frac{U_0}{2} [U_n \cos (\omega_n - \omega_0)t + U_n \cos (\omega_n + \omega_0)t].$$

A II. kiegyenlített (balansz) modulátorba 90° -kal eltolt f_0 frekvenciájú jelet vezetünk:

$$u'_0 = U_0 \sin \omega_0 t.$$

A II. modulátor kimenőjele:

$$u_{II} = u_m u'_0 = \sum_{n=1}^N \frac{U_0}{2} [-U_n \sin (\omega_n - \omega_0)t + U_n \sin (\omega_0 + \omega_n)t].$$

Az I. és II. modulátorok után következő aluláteresztő szűrő áteresztő tartománya $0 - \frac{\Delta f}{2}$ frekvenciasáv, $f_0 + f_1$ frekvencia felett már jelentős csillapítása van. Az f_0 frekvenciát a kiegyenlített modulátorok elnyomják.

A II. és III. modulátor bemenetére kerülő jel:

$$u'_1 = \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} U_0 U_n \cos (\omega_n - \omega_0)t,$$

$$u'_{II} = \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} U_0 U_n \sin (\omega_n - \omega_0)t.$$

A III. és IV. modulátorokat f_v frekvenciájú jel táplálja. Ez lehet az adókészülék üzemi frekvenciája. Általában igaz, hogy: $\omega_0 \ll \omega_v$.

A III. modulátorba táplált vivő:

$$u_v = U_v \cos \omega_v t.$$

A IV. modulátor 90° -kal eltolt vivőt kap:

$$u'_v = U_v \sin \omega_v t.$$

A III. modulátor kimenetén megjelenő jel:

$$u_{III} = u'_1 \cdot u_v = \sum_{n=1}^N \frac{1}{4} U_n U_v U_0 [\cos (\omega_v + \omega_n - \omega_0)t + \cos (\omega_v - \omega_n + \omega_0)t].$$

Hasonlóan a IV. modulátor kimenő jele:

$$u_{IV} = u'_{II} u'_v = \sum_{n=1}^N \frac{1}{4} U_n U_v U_0 [\cos (\omega_v + \omega_n - \omega_0)t - \cos (\omega_v + \omega_n - \omega_0)t].$$

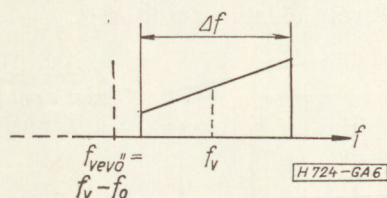
A III. és IV. modulátor kimenőjelét összegezve:

$$u_{ki} = \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} U_0 U_v U_n \cos (\omega_v + \omega_n - \omega_0)t.$$

Mivel az $\omega_v - \omega_0$ különbség konstans, ezt tekinthetjük vivőnek. Az összegezés után felső oldalsávot jelet kapunk.

A generátor kimenetén megjelenő spektrum a 6. ábrán látható. Megfigyelhető az ábrán, hogy az elnyomott vivő a moduláló sáv közepén helyezkedik el.

A szűrő- és a fázistoló módszertől eltérően vételnél nem az adóoldalon előállított vivő pontos mását kell előállítani, hanem annál f_0 -val kisebb frekvenciájú jelet. (Alsó oldalsáv sugárzása esetén $f_v - f_0$ frekvenciájú jelet).



6. ábra. Az ssb generátor kimenetén megjelenő jel spektruma

Az előző némileg idealizált vizsgálatot néhány gondolattal célszerű kiegészíteni.

Vizsgáljuk meg, mi határozza meg a nem kívánt oldalsáv elnyomását.

Ennek vizsgálatához írjuk fel az ssb generátor kimenetén megjelenő jelet úgy, hogy az aluláteresztő szűrő helyett mindent áteresztőt használunk.

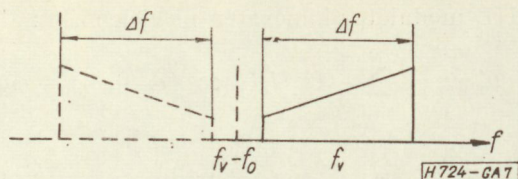
A részletes levezetést mellőzve, az összegző áramkör kimenetén megjelenő jel az alábbi alakban írható fel:

$$u'_{ki} = \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} U_v U_0 U_n [\cos (\omega_c - \omega_0 + \omega_n)t + \cos (\omega_c - \omega_0 - \omega_n)t].$$

Az ennek megfelelő spektrumot a 7. ábra mutatja. Az aluláteresztő szűrő elhagyásával megjelent a nem kívánt oldalsáv. Az aluláteresztő zárótartományú csillapítása közvetlenül megadja a nem kívánt oldalsáv elnyomását.

Nézzük meg ezt egy egyszerű példán:

Az átvinni kívánt hangfrekvenciás sáv terjedjen 300—3300 Hz-ig. Az I. és II. modulátor kimenetén megjelenő, hasznos oldalsávot szolgáltató jel 0—1500 Hz között helyezkedik el. Az aluláteresztő szűrőnek $f_0 + f_1 = 1800 + 300 = 2100$ Hz felett erős vágást kell biztosítania.



7. ábra. Az aluláteresztő helyett mindent áteresztőt használva megjelenik a nem kívánt oldalsáv

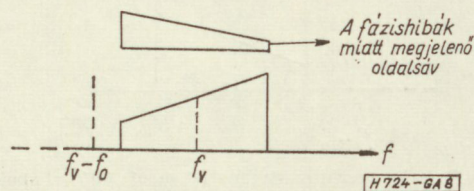
Ha a CCIR által előírt —40 dB-es nem kívánt oldalsáv elnyomást akarjuk megvalósítani, olyan szűrőt kell készíteni, amely 0—1500 Hz között minimális csillapítású. 2100 Hz felett —40 dB-nél jobb csillapítást kell biztosítani. Ilyen szűrő LC elemekkel könnyen megvalósítható.

A fázistolások hibáinak hatása az ssb jelre

A 90°-os fázistolásokat célszerű két $\pm 45^\circ$ -os fázistolásra szétválasztani. A 45°-os fázistolók, mivel egyetlen frekvenciáról van szó, könnyen megvalósíthatók.

A hibák hatásának vizsgálata matematikailag teljesen azonos a fázistoló módszer fázishibáinak vizsgálatával. Erre nem térek ki részletesen, az irodalomban megtalálható [2].

A számítás végeredménye a 8. ábrán látható. A kívánt oldalsávval azonos frekvenciasávot foglalnak el a fázishiba miatt keletkező komponensek is. Elhelyezkedésük a kívánt oldalsáv fordítottja.



8. ábra. A fázishibák miatt létrejövő oldalsáv a kívánt oldalsávval azonos frekvencia sávot foglal el, csak annak fordítottja

Az egyszerű fázismódszernél a fázishibák következtében létrejövő alsó oldalsáv a vivő ellenkező oldalán helyezkedik el.

A módosított fázistoló módszernél torzításként jelentkeznek a nem kívánt oldalsáv. Természetesen a III. és IV. modulátorok után következő összegzés amplitúdóhibája is ezen oldalsáv amplitúdóját növeli.

Mivel a 45°-os fázistolásokat egyedülálló frekvenciákon (f_0 -n, ill. f_p -n) kell biztosítani, viszonylag könnyen elérhető az 1°-nál kisebb teljes fázishiba. Ez azt jelenti, hogy az átviteli sávban elhelyezkedő nem kívánt oldalsáv kb. —40 dB-lel lesz a kívánt oldalsáv szintje alatt. A fázishiba miatt keletkező torzítás ebben az esetben 1% nagyságrendű lesz.

Matematikailag könnyen belátható, ha az ssb generátort fordított irányban tápláljuk, akkor a bemenetén hangfrekvenciás jelet kapunk. A generátort tehát demodulátorként is használhatjuk. Természetesen ez csak akkor igaz, ha a modulátorok inverz irányban is működnek. (Pl. diódákkal felépített modulátorok.)

A kísérleti ssb generátor ismertetése

A módosított fázistoló módszerrel működő kísérleti generátor vázlatos felépítését a 9. ábra mutatja.

A generátor beszédjel átvitelére készült. Az átvinni kívánt frekvenciatartomány: 300—3300 Hz.

A mikrofon egy hangfrekvenciás erősítő bemenetére csatlakozik. Az erősítő három fokozatából áll. A 4. fokozat katódkövető kapcsolásban vezérli az I. és II. modulátort. A modulátorok 1800 Hz-es vivőt kapnak, amelyet egy LC oszcillátor állít elő. Külön meghajtóerősítők kerültek felhasználásra (ECC82), amelyek anódkörében 1,8 kHz-re hangolt rezgőkör van. Az I. és II. modulátorral szemben nagy kiegyenlített-ségi követelményt kell támasztani. Nem juthat a szűrő bemenetére sem az 1,8 kHz-es vivő, sem pedig a moduláló jel.

Ha az 1,8 kHz-es vivő torzított, aszimmetrikus jellé válik, akkor a fellépő egyenkomponens miatt a moduláló jelre nem lehet jól kiegyenlíteni a modulátort.

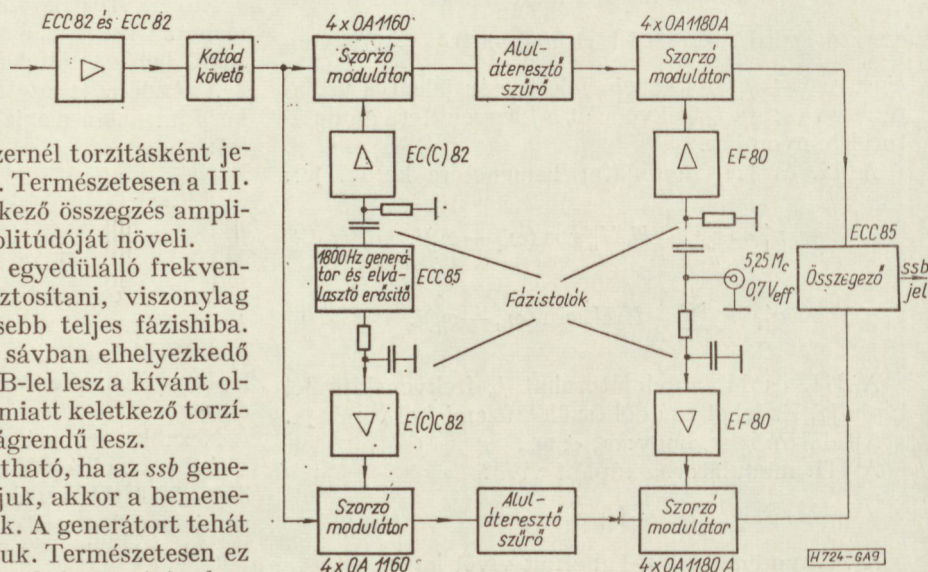
A meghajtóerősítők hangolt anódköre biztosítja a kis torzítású vivőt.

A vivőerősítők bemenetén helyezkednek el a 45°-os fázistolók.

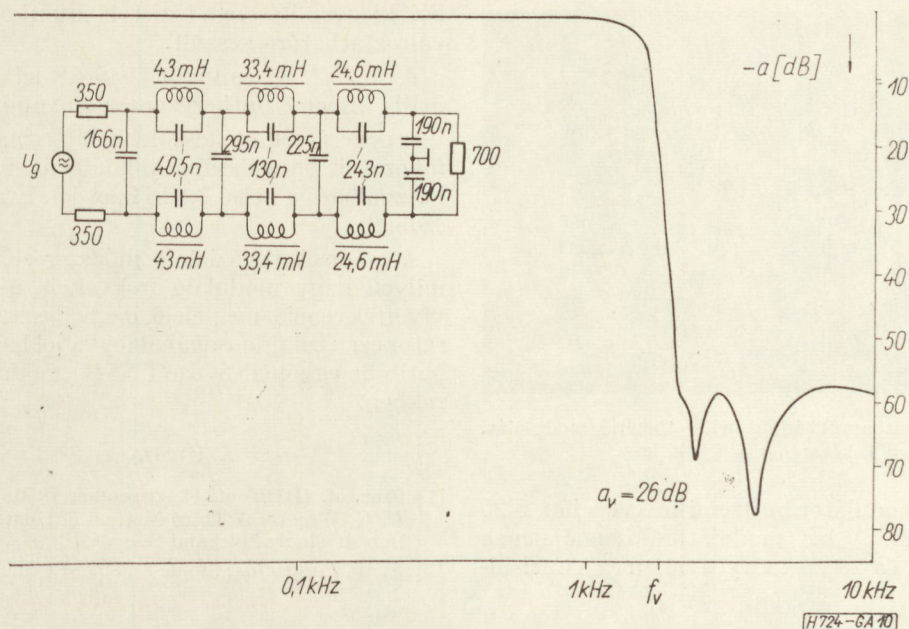
Az I. és II. modulátor kimenete a nem kívánt oldalsáv elnyomását meghatározó szűrőre csatlakozik. A szűrők csillapításmenete a 10. ábrán látható. Az ábrából láthatóan a nem kívánt oldalsáv elnyomása —50 dB-nél jobb lesz. Ez az érték az egyszerű fázistoló módszerrel nagyon nehezen érhető el.

A hangfrekvenciás erősítőben nem szükséges sávhatárolást végezni. Az aluláteresztő szűrő ezt is elvégzi. Ha a moduláló jel frekvenciája pl. 4 kHz, akkor a szűrő bemenetére $4 - 1,8 = 2,2$ kHz-es jel jut. A szűrő ezt a jelet csillapítja. A szűrő kimenetén csak a kívánt moduláló frekvenciasávnak megfelelő, transzponált jelek jelennek meg.

Az 1,8 kHz-es vivőre 26 dB csillapítást biztosít az aluláteresztő szűrő. Ez csökkenti az I. és II. modulátorokban a vivőhullám-elnyomás követelményét. A generátorban —70 dB-lel sikerült a vivőt elnyomni



9. ábra. A kísérleti ssb generátor blokkvázlata



10. ábra. Az aluláteresztő szűrők csillapításmenete. Az áteresztő irányú csillapítás — 1,5 dB

a maximális kimenőjelhez képest, a szűrő kimenetén mérve.

Az I. és II. modulátor nagy szinten működött. A szűrők kimenetén megjelenő jel 800 mV_{eff}. A nagyszintű működés miatt a modulátor diódáit soros R ellenállással linearizálni kellett. Ezzel sikerült a diódák kisebb szórását kiegyenlíteni, és a torzítást kisebb szinten tartani. Természetesen az átalakítás hatásfoka a soros R -ek miatt lecsökkent.

A balanszmodulátorok a szimmetrikus felépítés miatt 2. harmonikust nem termelnek. A 3. harmonikusok okozzák a torzítás döntő részét. A 300—1100 Hz-ig terjedő moduláló sávban a 3. harmonikusok a 900—3300 Hz-ig helyezkednek el. Ezeket az 1,8 kHz-es vivővel keverve a szűrő bemenetére 0—1500 Hz-es sáv kerül. Ezeket az aluláteresztő nem csillapítja, a kimeneten torzításként jelentkeznek.

Más a helyzet az 1100—3300 Hz közötti jelekkel. Ezek 3. harmonikusa 3,3 kHz és 9,9 kHz közé esik. 1,8 kHz-cel keverve 1500—8100 Hz közötti jeleket kapunk. Ezeket erősen csillapítja az aluláteresztő szűrő. Vételnél ezek a komponensek tehát nem jelentkeznek, nem okoznak torzítást.

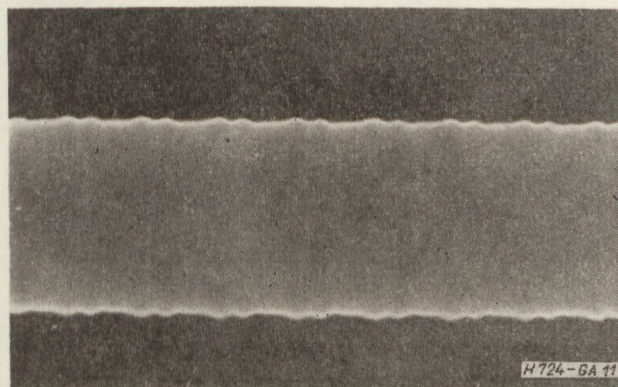
A moduláló hangfrekvenciás sáv 300—1100 Hz-ig terjedő részében nagyobb torzítás lesz, mint a 1100—3300 Hz-es részben. Természetesen ez a jelenség kisebb szintű modulálásnál kevésbé jelentkezik, mivel a torzítások lényegesen kisebbek lesznek.

Az előző gondolatmenetet igazolja a 11. ábrán látható, oszcilloszkópról készült fénykép. A moduláló jel frekvenciája 1 kHz. Ha a generátor zérustorzítású lenne, akkor elegendően nagy vivőelnyomás mellett, állandó amplitúdójú jelet kapnánk. A 12. ábrán látható amplitúdómodulációt döntően a 3. harmonikus okozza.

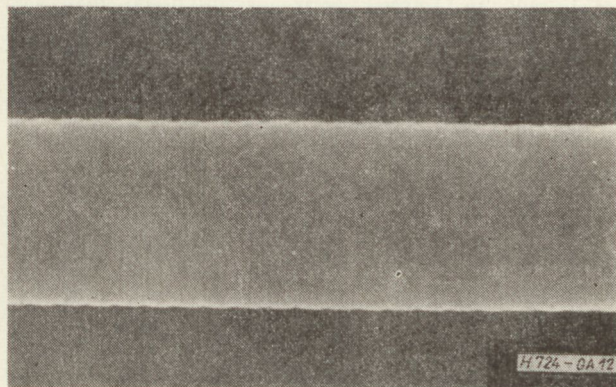
A 13. ábrán a belső, 1,8 kHz-es vivővel történő modulálás képe látható. Itt már nem jelentkezik a harmadrendű harmonikus torzítás. Az ennek megfelelő amplitúdó-moduláció lényegesen kisebb.

Az I. és II. modulátor kimenetén megjelenő hasznos komponens feszültsége 800 mV. 1 kHz-es moduláló jelnél a harmonikus torzítás miatt keletkező komponens frekvenciája 1,2 kHz, feszültsége 3 mV.

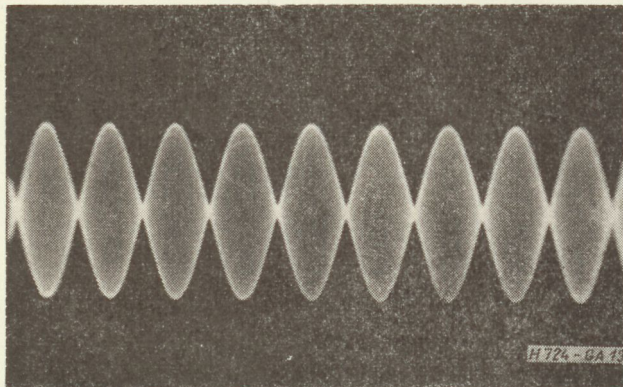
Ha a kimenőjel 400 mV-ra csökken, az 1,2 kHz-es komponens feszültsége 0,4 mV lesz. 1 V-os kimenőfeszültségnél 10 mV nagyságú a torzított komponens.



11. ábra. Az ssb jel 1 kHz-es moduláló frekvencia esetén



12. ábra. Az ssb jel a belső, 1,8 kHz-es jellel történő modulálásakor



13. ábra. Két azonos amplitúdójú jellel történő modulálás.
 $f_{m1} = 1 \text{ kHz}$; $f_{m2} = 1,8 \text{ kHz}$

A III. és IV. modulátor az üzemi frekvencián, 5,25 MHz-en működik. A két modulátor kimenőjelének összegzése külön összegző csővel történik. A fázishi-

bák kiegyenlítésére a fázistoló áramkörök egyik tagja változtathatóra készült.

Az 5,25 MHz-es vivőt —45 dB-lel sikerült a maximális kimenőszinthez képest elnyomni.

A generátort adó készülékben használva a közbenső fokozatok hangolásánál állandó moduláló jelnek jól használható a belső 1,8 kHz-es jel. Erre a k_1 kapcsoló szolgál.

A módosított fázistoló módszer előnye, hogy bármilyen nagy moduláló frekvencia átvihető az alsó vivőfrekvencia megfelelő megválasztásával. A generátor ezen tulajdonságánál fogva jól használható kompatibilis egyoldalsávós (CSSB) modulációs rendszerekben.

IRODALOM

- [1] Proc. of. IRE. Vol. 44. December 1956.
 D. K. Weaver: A Third Method of Generation and Detection of Single-Sideband Signals.
- [2] E. W. Pappenfus: Single-Sideband Principles and Circuits.

KITÜNTETÉSEK

Kormányunk DR. KÖMÜVES FRIGYESNEK a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet tudományos igazgató-helyettesének 60. születésnapja alkalmából, több évtizedes munkásmozgalmi tevékenysége elismerésül a

MUNKA ÉRDEMREND
 arany fokozata

kitüntetést adományozta.

A HÍRADÁSTECHNIKAI IPARI KUTATÓ INTÉZET a KGM kutató és tervező intézetek között folyó 1965. évi szocialista munkaversenyben a KGM és a Vasas Szakszervezet

ELISMERŐ OKLEVELÉT

nyerte el.

KÖNYVISMERTETÉSEK

Katalog normierter Cauer Parameter Tiefpässe mit Berücksichtigung der Verluste

(Normált, veszteséges, Cauer-paraméteres aluláteresztő szűrők katalógusa) VEB Fernmeldewerk Leipzig R-F-T, Leipzig 1964. Házi sokszorosítottvány 154 oldal.

A katalógus három részből áll. Az első rész az elméleti alapokat tárgyalja, ismerteti a katalógus rendszerét és példákat tartalmaz. A második rész a számtáblázatokban való eligazodáshoz nyújt segítséget és azon frekvenciatranszformációk táblázatait tartalmazza, melyek segítségével felüláteresztő-, sáv- és sávzáró-szűrők tervezhetők. A harmadik rész tartalmazza a normált szűrők numerikus adatait.

A feldolgozott szűrők 5—9 fokszámúak. A normált frekvencia 1 értéke a specifikált áteresztő- és zárótartomány határfrekvenciáinak geometriai közepére van választva. A táblázatok elrendezési elve egyéb tekintetben nagyon hasonlít a nálunk is ismert Saal—Glowatzki-féle táblázatokhoz. A veszteségeket a Darlington és Nai-Ta Ming dolgozatokban lefektetettek szerint vették figyelembe, feltételezték, hogy az összes kapcsolási elemek azonos jószágúak, melynek jellemzésére az e -vel jelölt „veszteségszámot” használják. Mint ismeretes, a hálózat realizálhatóságának az a feltétele, hogy kisebb legyen, mint a Hurwitz-polinom gyökeinek abszolút legkisebb reális része. A táblázatok ezen legkisebb reális rész 5 törtértékére ($1/8$, $1/4$, $1/3$, $1/2$, $2/3$) és a veszteségmentes esetre tartalmazzák az elemértékeket. A táblázatok minden esetre vonatkozólag

megadják a veszteség okozta alapeszillapítást és eszillapítás-ingadozást az áteresztőtartományban, és a záróeszillapítás diszkriminációs értékét. Az elemértékek általában 4 jegyűek, a relatív pólusfrekvenciák 6—7 jegyűek. Az ilyen szűrők lezáró impedanciái a két oldalon általában nem egyeznek meg egymással, a táblázat a kétoldali lezáró ellenállások viszonyát 4 jegyre adja meg.

A katalógust a VEB Fernmeldewerk Leipzig szűrőlaboratóriumának dolgozói készítették. A számításokat két Zeiss ZRA 1 számítógépen végezték, a programok a Karl Marx Egyetem Számítástechnikai Központjában készültek.

B. Gy.

W. R. Lewis: Lágyforrasztás

Műszaki Könyvkiadó, Budapest 1965.

A szerző az angol Önkutató Intézet helyettes igazgatója, a témakör nemzetközileg ismert egyik legjobb szakértője. A könyv „kis kézikönyv” gazdag tartalommal és példás áttekinthetőséggel. A fordítók is jó munkát végeztek, a könyv kiállítása célszerűen jó és ezért olcsó is (11 Ft).

A híradástechnikai szakembereknek nem kell magyarázni a jó forrasztások jelentőségét, s bár Lewis könyve nem a híradástechnika szemszögéből tárgyalja a lágyforrasztást, de olyan alapvető ismereteket tartalmaz, hogy mindenkinek tanácsos kissé belelapozni, a technológusok pedig ismeretanyagát nem nélkülözhetik.

B. Gy.

Nomogram tranzisztorok zajtényezőjének átszámításához

ETO 621.382.3:621.391.822(083.57)

Definíció szerint a tranzisztor F zajtényezője az R_L kimeneti munkaellenálláson létrejövő $P_{r2} + N_{r2}$ teljes zajteljesítmény viszonya a kimeneti zajteljesítménynek a tranzisztor bemenetéről származtatható N_{r2} -vel jelölt részéhez. Tehát

$$F = \frac{N_{r2} + P_{r2}}{N_{r2}} = 1 + \frac{P_{r2}}{N_{r2}} \geq 1. \quad (1)$$

Mivel

$$P_{r2} = \frac{U_{r2}^2}{R_L} \quad (2)$$

és

$$N_{r2} = \frac{(U_{rg} V_u)^2}{R_L}. \quad (3)$$

Így az F zajtényező

$$F = 1 + \frac{U_{r2}^2}{U_{rg}^2 V_u^2} = 1 + \frac{U_{r1}^2}{U_{rg}^2}, \quad (4)$$

ahol

V_u a tranzisztor feszültséggerősítése,

U_{r1} a bemenetre vonatkoztatott saját zajfeszültség effektív értéke,

U_{rg} a tranzisztor bemenetére kapcsolt zajgenerátor zajfeszültségének effektív értéke. (Lásd 1. ábra.)

Az F zajtényező nem állandó, hanem függ a frekvenciától, a sáv szélességtől, a hőmérséklettől, a tranzisztor munkapontjától és a meghajtógenerátor belső ellenállásától.

A 2. ábrán F a frekvencia függvényében van ábrázolva, a frekvenciaskála lineáris. A függvénynek 3 karakterisztikus tartománya van:

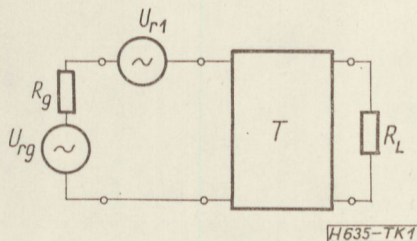
I. Alacsony frekvenciák tartománya, melyben a zajtényező fordítva arányos a frekvenciával. Ezen tartományban a félvezetőzaj dominál, mellette a fehérzaj elhanyagolhatóan kicsi. Ezen tartomány felső határfrekvenciája $f_I = 0,5\text{--}10$ kHz között van.

II. Fehérzajtartomány, melyben a zajtényező frekvenciafüggetlen.

III. A magas frekvenciák tartománya, melyben F ismét növekszik. Ezen tartomány alsó frekvenciahatára $f_{II} = \sqrt{f_\alpha \cdot f_\beta}$, ahol f_α a földelt bázisú és f_β a földelt emitteres kapcsolás határfrekvenciája.

A fehérzaj effektív feszültségét (U_{rw}) az alábbi képlet adja meg:

$$U_{rw} = \sqrt{4kTR_r \Delta f}. \quad (5)$$



1. ábra

Hasonlóképpen U_{rg} is kiszámítható

$$U_{rg} = \sqrt{4kTR_g \Delta f} \quad (6)$$

ahol

$\Delta f = f_2 - f_1$ a frekvenciatartomány,

R_g a generátor belső ellenállása,

R_r a helyettesítő zajellenállás a bemeneten.

A félvezetőzaj effektív feszültsége az

$$U_{rh} = \sqrt{C \ln(f_2/f_1)} \quad (7)$$

összefüggéssel számítható, ahol C tényező állandó.

A 2. ábra I. jelű tartományában, mint már említettük, U_{rw} elhanyagolható U_{rh} mellett.

A (6) és (7) összefüggésekből közelítőleg

$$F = 1 + \frac{U_{rh}^2}{U_{rg}^2} = 1 + \frac{C \ln(f_2/f_1)}{f_2 - f_1}. \quad (8)$$

A félvezetőgyárak az F_0 -al jelölt alapzajtényezőt 1000 Hz-en 1 Hz sáv szélességre vonatkoztatva adják meg a közölt munkaponti beállításban és megadott R_g -nél. F és F_0 között az alábbi összefüggés áll fenn:

$$F = 1 + 10^3(F_0 - 1) \frac{\ln(f_2/f_1)}{f_2 - f_1}. \quad (9)$$

A zajtényezőt többnyire dB-ben adják meg, ennek értelmezése:

$$F_{dB} = 10 \lg F \quad (10)$$

$$F_{0dB} = 10 \lg F_0 \quad (11)$$

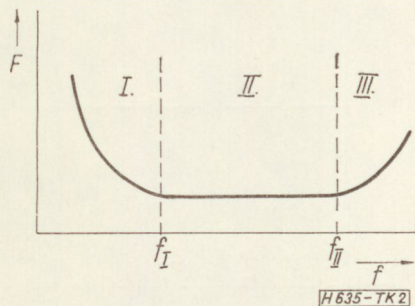
A 3. ábrán látható nomogram segítségével F és F_0 egymásba gyorsan átszámíthatók. Az f_{II} frekvenciát a 4. ábra nomogramjával lehet meghatározni.

Példák

1. Egy OC 1079 tranzisztoron mért $F_0 = 10$, a $U_{CE} = 6$ V, $I_C = 5$ mA, $R_g = 500 \Omega$, $T_a = 25^\circ\text{C}$ esetében. Meghatározandó a zajtényező az $f_1 = 200$ Hz és $f_2 = 600$ Hz tartományban. A 3. ábráról leolvasható: $F = 25$.

2. OC 1075 tranzisztornak $U_{CE} = 2$ V, $I_C = 3$ mA és $T_a = 25^\circ\text{C}$ munkapontban ismert $f_\alpha = 800$ kHz és $f_\beta = 10$ kHz adataiból meghatározandó f_{II} . A 4. ábrából:

$$f_{II} = 90 \text{ kHz.}$$



2. ábra



Új vizsgálati módszerek elektrolitkondenzátorok gyors minősítésére

ETO 621.319.45.001.1

Vizsgálataink során tapasztaltuk, hogy a szabványban előírt élettartam-vizsgálatok nem adnak kellő felvilágosítást a kondenzátorok minőségére és a különböző igénybevételeknél várható élettartamukra. Ezek az élettartam-vizsgálatok több ezer óráig tartanak, ezért eredményeiket csak akkor tudjuk felhasználni, ha a gyártási széria többi darabjai már beépítve, esetleg üzemben vannak [1].

Ha a kondenzátorok nem egyenletes gyártásból kerültek ki, akkor csak a statisztikai eloszlás és nagy darabszámú vizsgálat alapján lehet a vizsgálati eredményekből várható élettartamukra és a p -faktorukra következtetni.

Szükségessnek tartottuk ezért, hogy olyan vizsgálati módszert dolgozzunk ki, amellyel a kondenzátorok minőségét rövid idő alatt megállapíthatjuk, s a vizsgálati eredményekből következtetni lehessen az esetleges alapanyag- vagy technológiai hibákra is.

Első lépésként megvizsgáltuk, hogy az elektrolitkondenzátor dielektrikum — az anódosan kialakított oxidréteg — fázisösszetétel-változása összefüggésbe hozható-e a különböző igénybevételeknél (mint pl. a feszültségmentes tárolás, különböző igénybevételeken, névleges feszültségen és felső üzemi hőmérsékleten való tárolás stb.) a kondenzátorok elektromos paramétereinek változásával. Megállapítottuk, hogy bizonyos módosulatok jelenléte, illetve hiánya az oxidrétegben azonos körülmények között megszabja az elektrolitkondenzátorok elektromos paramétereinek változását, s így tulajdonképpen élettartamukat és megbízhatóságukat is.

Az elektrolitkondenzátor élettartama és megbízhatósága szempontjából döntő fontosságú az átvezetési áram alakulása. Az elektrolitkondenzátorok átvezetési áramának idő-, hőmérséklet- és feszültségfüggését a kondenzátor dielektrikumának minősége és a szennyezések határozzák meg [2].

Az átvezetési áram időbeli változását megszabják:

a) Az elektrolitkondenzátorban levő idegen szennyezések (főleg a Cl-ionok és az alumíniumfólia fémszennyezői).

b) A dielektrikum porozitása.

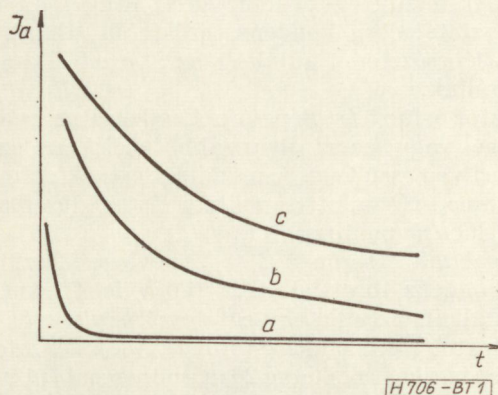
Vizsgálataink során a különböző típusú elektrolitkondenzátorok átvezetési áram-idő görbéit három fő csoportba (a , b , c jellel jelölve) sorolhattuk (1. ábra).

Az a típusú görbe esetén a szennyezettség, s a porozitás elhanyagolható volt.

A b típusú görbét a nem ideálisan tömör, porosos anódikus oxidréteg esetében tapasztaltuk.

A c típusú görbe esetén a kondenzátorba jutott szennyezések akadályozták meg a leformálódást.

A porúsosság igen veszélyes hibaforrás. Már Robinson is felismerte [3], hogy az anódikusan kialakított oxidréteg számtalan mikroszkópos vagy szubmikroszkópos, az alumíniumfelület szennyezés-centrumain levő hibahelyet tartalmaz. Formáláskor ezeket a hibahelyeket oxigénbuborékok védik, s ennek következtében az átvezetési áram, ha nem is rohamosan, mint az a típusú görbénél, de idővel csökken. A feszültség lekapcsolása előtt az oxidréteg üregeiben levő gáz nyomása $6-7 \cdot 10^6$ V/cm térerősség esetén 20 atm is lehet. A feszültség lekapcsolása után ez a gáz felszabadul, s diffúzió útján eltávozik az anód környezetéből. A szennyezők tehát érintkezésbe juthatnak az elektrolittal, amit az újbekapcsoláskor fellépő magas átvezetési áram jelez, majd ez a védő oxidréteg kialakulása során lassan csökken.



1. ábra

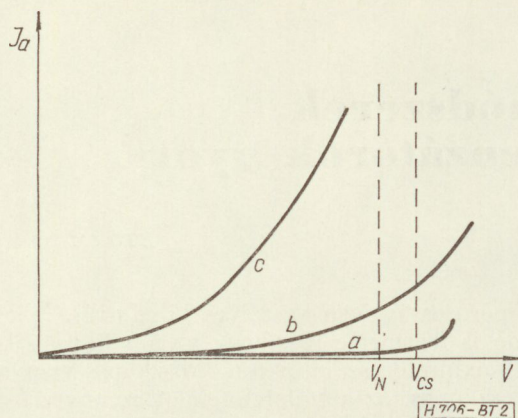
Az átvezetési áram feszültségfüggését az átvezetési áram időfüggéshez hasonlóan szintén több tényező határozza meg:

a) Az anódikus oxidációnál az alumíniumfóliára ténylegesen jutó végfeszültség (megszabja a könyök helyét).

b) A szennyezések (elektronáram-ionáram arányt befolyásolják, nagymérvű szennyezettség esetén a kondenzátorban főleg ionáram folyik már a névleges feszültség alatti feszültségeken is).

c) Az alumíniumoxid-film, azaz a dielektrikum, s az üzemi elektrolit közti kölcsönhatás (ebben az összefüggésben az üzemi elektrolit-koncentráció változása a döntő, mivel ez szabja meg az oxidfilm elektrosztatikus kapacitását az üzemi elektrolitban).

Az átvezetési áram feszültségfüggését is számos elektrolitkondenzátor vizsgálata alapján három különböző jellegű típusgörbével jellemezhetjük (2. ábra) [4,5].



2. ábra

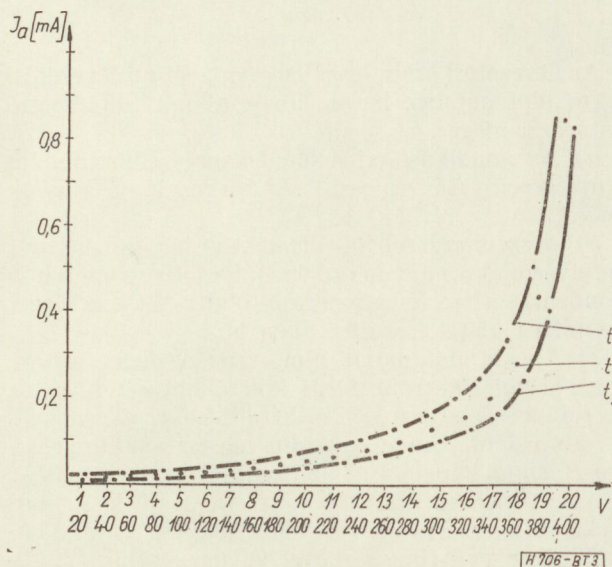
Ha a két vizsgálatot nem egyidejűleg végezzük, akkor az időrendben később végzett mérések eredményei már magukban foglalják az előző vizsgálatnál közölt feszültségek hatását. Pl. ha a két vizsgálat közvetlen egymás után történik, pórusos rétegeknél a pórusokba jutó oxigén szigetelő hatását, vagyis átvezetési áramcsökkenést okoz, ami pár órás feszültségmentes tárolás után megszűnik.

Célszerű tehát a vizsgálatot egyidejűleg végezni, ezért olyan vizsgálati módszert dolgoztunk ki, mely egyidejűleg vizsgálja a kondenzátorok átvezetési áramának feszültség- és időfüggését [6].

A feszültséget a kondenzátorokra — alulról felfelé — lépcsőzetesen adjuk és az átvezetési áramot regisztráljuk.

Az utolsó feszültséglépcső a kondenzátor csúcshőfűtése vagy ennél magasabb lehet, esetleg az oxidálási végfeszültség. A feszültséglépcsők száma és időtartama, valamint a regisztrálás módja függ a kívánt mérési pontosságtól.

Vizsgálataink során a 100 V névleges feszültség alatti kondenzátoroknál 10, a 100 V felettiekénél 20 lépcsőt alkalmaztunk, egy-egy feszültséglépcsőn egy percig tartottuk a kondenzátorokat. A kondenzátorok átvezetési áramát 6, illetve 20 másodpercenként pont-



3. ábra

íróval regisztráltuk. A pontíron a 3. ábra szerinti regisztrátumot kaptuk.

A kondenzátorok átvezetési áramának feszültségfüggését az azonos t időkhöz tartozó pontokat összekötő görbe adja. Az egy feszültséglépcsőhöz tartozó t pontok távolsága a formálódás sebességét, a t_1 és t_3 pontokat összekötő görbe közti terület pedig a formálódás mértékét mutatja.

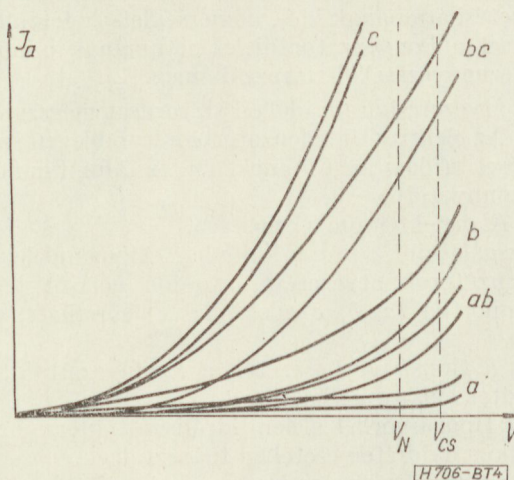
A vizsgálati módszer helyességének megállapítása céljából vizsgálatot végeztünk 25 féle, különböző gyártmányú kondenzátoron. A kondenzátorokat 10 000 óráig vizsgáltuk $+70^\circ\text{C}$ -on, feszültségmentesen, névleges és csúcshőfűtése. A hosszan tartó vizsgálatok előtt felvettük minden darab kondenzátor átvezetési áram feszültség- és időfüggését. Minden típusból megvizsgáltuk a típusra jellemző görbéjű kondenzátor oxidréteg fázisösszetételét és egyes kondenzátorok oxidrétegének állapotát a hosszantartó vizsgálatok után.

Találtunk olyan egyenlőtlen gyártású típusokat, melyek közül csúcshőfűtése, $+70^\circ\text{C}$ -on 500 és 1000 óra között mentek tönkre a kondenzátorok, ugyanakkor a $+70^\circ\text{C}$ -on névleges feszültségen 10 000 óráig egy darab sem hibásodott meg. Egyes típusok pedig a csúcshőfűtése ugyanúgy viselkedtek, mint névleges feszültségen, tehát több ezer óra alatt sem hibásodtak meg. Az egyenlőtlen gyártásból származó típusoknál előfordult, hogy a névleges feszültségen nagyobb volt a meghibásodás, mint csúcshőfűtése. Mindezen jelenség a vizsgálatok előtt felvett átvezetési áram—feszültség—idő függésből már előre látható volt.

A vizsgálatok eredményei azt mutatták, hogy a kondenzátorok átvezetési áram—feszültség—idő függéséből valóban következtetni lehet a kondenzátorok várható élettartamára és viselkedésére különböző igénybevételek esetén.

A kondenzátorok oxidréteg-minőségére a következő jellemző típusgörbék adhatók meg (4. ábra).

Azon típusú kondenzátorokon, melyeken a külön-külön felvett görbék a típusúak, a típusú görbesereget kapunk. Amelyek a típusú időfüggést és b típusú feszültségfüggést mutattak ab típusú, ha mindkét görbe b típusú, a b típusú görbesereget kapjuk, és így tovább.



4. ábra

Az *a* típusú kondenzátorok anódfóliájának oxidálási végfeszültsége magasabb, mint a csúcshőfeszültség, ezért a fólián kellő vastagságú oxidréteg alakulhatott ki, így a névleges feszültségnél biztos nem lesz átütés. A fólián és az oxidrétegben nincs ionos szennyezés, az oxidréteg tömör. Ha az elektrolit nem tartalmaz szerves szennyezőket a kondenzátor névleges feszültségen (egyen + váltó) hosszú élettartamú lesz. Az *a* típusú görbe sem biztosít azonban minden esetben feszültségmentes, magas hőmérsékleten való tárolás esetén hosszú élettartamot, mivel az oxidréteg-függő tulajdonság. (Böhmites rétegek hidratációja.)

Az *ab* típusú kondenzátor anódfóliájának oxidrétegvastagsága kritikus, mivel az oxidálási végfeszültség csak a névleges feszültség vagy ez alatti érték volt. Az oxidréteg tömörsége megfelelő vagy kissé porózus, ami gyorsan beoxidálódhat vagy oxigénbuborékokkal betömődhet. Ionos szennyeződést vagy egyáltalán nem, vagy csak kis mértékben tartalmaz.

A *b* típusú kondenzátor anódfóliájának oxidrétegvastagsága és ionos szennyezettsége hasonló, mint az *ab* típusúé. Az oxidréteg azonban jóval porózusabb, ezért hosszabb idő kell a leformálódáshoz vagy oxigénbuborékokkal való betöméshez.

Tartós üzemi terhelésen az *ab* és *b* típusú kondenzátorok hosszú élettartamúak lehetnek, feszültségmentes tárolás vagy váltakozó feszültségmentes és feszültségen tartás esetén azonban részben a kritikus oxidréteg-vastagság, részben az oxidréteg porozitása miatt újra bekapcsolás esetén fennáll az átütés veszélye, vagy legalábbis az átvezetési áram növekedése.

A *bc* típusú kondenzátorokban főleg ionáram folyik, amely adódhat az anódfóliában, vagy elektrolitban levő vagy a technológia folyamán az oxidrétegbe, illetve a kondenzátorba került szennyeződésektől. Ezen típusú kondenzátor oxidrétege erősen porózus is. Mindezen hatások azt eredményezik, hogy a várható élettartam kicsi, különösen a szakaszos terhelésnél vagy hosszabb tárolásnál.

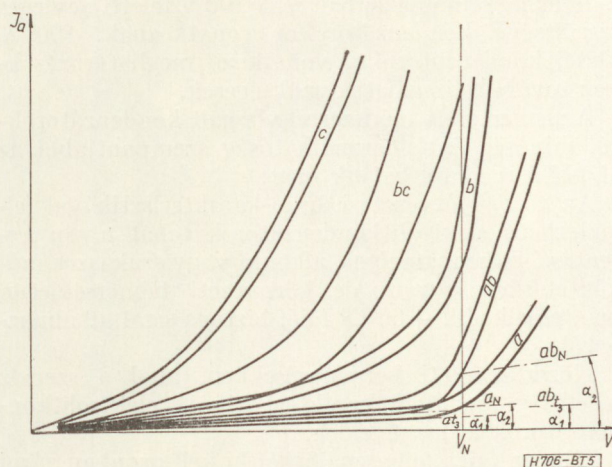
A *c* típusú kondenzátorokban csak ionáram folyik. Az oxidréteg formálódása igen csekély. Ezen kondenzátorok élettartama igen rövid. Nagy hőmérsékleten katasztrófális meghibásodás is várható.

Az ismertett átvezetési áram-karakteristikák alapján mód nyílik az elektrolitkondenzátorok tartós üzemi és szakaszos terhelésénél, valamint feszültségmentes tárolásánál várható élettartamának becslésére.

A vizsgálati tapasztalatok alapján a különböző típusgörbéket matematikailag is meghatároztuk (5. ábra).

Összefüggést a hatvanadik másodpercben mért átvezetési-áram-feszültségfüggés görbe alsó egyenes szakaszának (a_{l3} , illetve ab_{l3}) hajlásszöge α_1 , valamint az origó és a hatvanadik másodpercben a névleges feszültségen mért átvezetési áramot jelző pontot (a_N , illetve ab_N) összekötő egyenes hajlásszöge, α_2 között találtunk.

a típusú a kondenzátor, ha $\frac{\alpha_2}{\alpha_1} \leq 2$



5. ábra

ab típusú a kondenzátor, ha $3 < \frac{\alpha_2}{\alpha_1} < 2$

b típusú a kondenzátor, ha $4 < \frac{\alpha_2}{\alpha_1} < 3$

bc típusú a kondenzátor, ha $5 < \frac{\alpha_2}{\alpha_1} < 4$

c típusú a kondenzátor, ha $\frac{\alpha_2}{\alpha_1} < 5$

Az *a* típusú kondenzátorokra a fentiekén kívül meghatároztuk a névleges és csúcshőfeszültség közötti és a formálódás mértékére vonatkozó követelményeket is (6. ábra).

A hatvanadik másodpercben a csúcshőfeszültségen mérhető átvezetési áram nem lehet nagyobb, mint a névleges feszültségen mért érték háromszorosa.

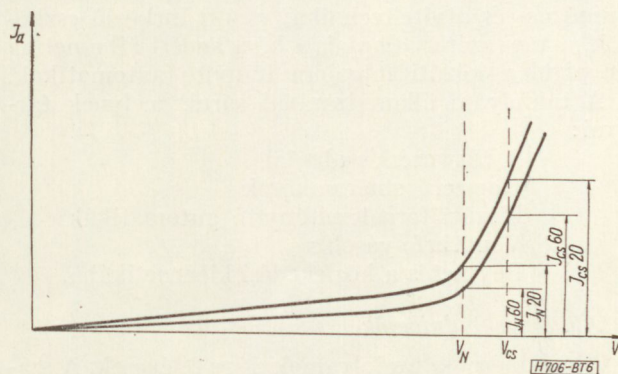
$$\frac{I_{CS\ 60}}{I_{N\ 60}} \leq 3 \quad \begin{array}{l} I_{CS\ 60} = \text{a hatvanadik másodpercben,} \\ \text{csúcshőfeszültségen,} \\ I_{N\ 60} = \text{a névleges feszültségen mért} \\ \text{átvezetési áram.} \end{array}$$

A formálódás mértékére az alábbi követelményt adtuk meg:

$$\frac{I_{CS\ 20}}{I_{N\ 20}} \leq 3$$

$$\frac{I_{N\ 20}}{I_{N\ 60}} \leq 1,5$$

($I_{CS\ 20}$ és $I_{N\ 20}$ a huszadik másodpercben mért értékek.)



6. ábra

Ezek a számok azonban csak 100 V feletti névleges feszültségű kondenzátorokra vonatkoznak. 100 V alatti kondenzátorokra vonatkozó meghatározásokhoz további vizsgálatok szükségesek.

Az ismertetett módszerrel vizsgált kondenzátorokról minőség és felhasználhatóság szempontjából az alábbiakat állapíthatjuk meg:

Az a és ab átvezetési áram-karakterisztikával jellemezhető elektrolitkondenzátorok tehát olyan berendezésekben, amelyek állandó vagy szakaszos működtetésűek ugyan, de környezeti hőmérsékletük nem emelkedik $+60\text{ }^{\circ}\text{C}$ fölé, biztonsággal alkalmazhatók.

Közzükségleti berendezésekben, ahol a szervíz lehetőség fennáll b karakterisztikájú elektrolitkondenzátorok is megfelelőek.

Minden fajta felhasználásból ki kell azonban zárni — megbízhatatlanságuk miatt — a bc és c karakterisztikájú elektrolitkondenzátorokat.

Átvezetési áram-karakterisztikák alkalmazhatóságát elektrolitkondenzátorok élettartamának becslésében azonban korlátozhatják az elektrolitra visszavezethető meghibásodási okok, mint pl. a kiszáradás. (Nagy tenziójú elektrolit, rossz lezárás), vagy a

serleg és szerelvény anyagok korróziója (99,99%-os tisztaságú alapanyag esetében elhanyagolható).

Az ismertetett vizsgálati módszerrel tehát rövid idő alatt meghatározható a kondenzátorok minősége és használhatósága. A módszert Kormány Teréz fiziko-kémikus tudományos munkatárssal dolgoztuk ki.

Az élettartam-vizsgálatoknak ilyenfajta értelmezése új megoldás, és szemlélteti a fiziko-kémiai és elektromos vizsgálatok szoros kapcsolatát, s azt, hogy ezek kölcsönösen feltételezik és értelmezik egymást.

IRODALOM

1. T. Kormány—H. Barna, Nachrichtentechnik 12. 10. 371. 1962.
2. K. Andó—H. Hirai, I. Inst. Polytechn. Sev. E-3 89 (1956).
3. Robinson: An investigation on aluminium electrolytic capacitors on the development of a new type of aluminium oxide capacitor 1954.
4. Kormány T.—Barna T.-né, IV. Híradástechnikai Konferencia 1961. Budapest.
5. Kormány T.—Barna T.-né, Megbízhatósági Szimpozion, Leipzig 1964. TKI Közlemények 9. 1. 1965.
6. Barna T.-né—Kormány T.: Megbízhatósági Szimpozion Budapest 1965.

1967-ben induló szakmérnöki tanfolyam

Az Építőipari és Közlekedési Műszaki Egyetemen a Közlekedési Üzemtechnika Karon a jövő évben indul a

Vasúti távközlő és biztosító berendezések

szakmérnöki tanfolyam, melynek célját, programját, s az államvizsga tárgyait az alábbiakban tájékoztatás céljából röviden ismertetjük.

A tanfolyam célja a vasúti közlekedésben alkalmazott távközlő és biztosító berendezések elveinek, építésének az ezekkel szemben támasztott követelményeknek korszerű ismertetése. A szak hallgatói a berendezésekkel kapcsolatos matematikai alapok elsajátítása után megismerkednek az impulzus- és átviteltechnika kérdéseivel, s az elektrotechnika azon fejezeteivel, amelyek e berendezések üzemeltetéséhez szükségesek.

A tanfolyam legfontosabb tárgyai: a matematika, impulzus- és átviteltechnika, vasúti hírközlő eszközök, a távvezérlés alapjai, a közlekedési kibernetika és végül a közúti forgalom irányító automatikák.

A tanfolyam államvizsgával zárul, melynek tárgyai:

- A távvezérlés alapjai
- Korszerű sínáramkörök
- Közúti forgalomirányító automatikák
- Vonattbefolyásolás
- Bevezetés a közlekedési kibernetikába.

Általános tudnivalók

A szakmérnöki tanfolyamok négy félévesek. A szakok tanulmányi anyagának összeállításánál az 1960—

64. évi — tehát még nem az ún. reform — tananyagot vették a szakok figyelembe. A tananyagot jegyzetek vagy útmutatók formájában a hallgatók megszereshetik. A tanfolyam államvizsgával zárul, melynek sikeres letétele esetében a hallgató a megfelelő szakmérnöki cím viselésére jogosult.

A szakokra általában azok vehetők fel, akik az Építőipari és Közlekedési Műszaki Egyetemen, illetve jogelődjén mérnöki képesítést szereztek, és legalább 2 éves szakmai gyakorlatuk van. Feltételeken az olyan jelentkező is felvehető, aki fentiekől eltérő egyetemi végzettséggel rendelkezik, de a szakmérnöki tanulmányok eredményes folytatásához szükséges alapismereteket legfeljebb 1 év alatt megszerzi. A feltételeken felvett hallgatónak a dékán által megállapított egy vagy több tárgyból különbözeti vizsgát kell tennie.

A hallgató félévenként 500 Ft tandíjat, az államvizsga előtt pedig 150 Ft vizsgadíjat köteles fizetni. A tanfolyam hallgatói a 14/1956. (V. 30.) MT., valamint a 19/1960. (IV. 13.) Korm. számú rendeletben meghatározott munkaidő-kedvezményben részesíthetők.

A felvételi kérelmet a T.Ü. 821 sz. nyomtatványon a mellékletekkel felszerelve a munkáltatónál kell benyújtani, amely azt véleményezi és f. év szeptember hó 15-ig megküldi az illetékes Kar dékán hivatálnak. A jelentkezőket a felvételi bizottság határozatáról november hó végéig értesíti a Kar.

Közelebbi felvilágosítást a szakmérnöki tanfolyamokkal kapcsolatban az illetékes Karok dékánai hivatalai adnak.

Tranzisztor belső hőellenállás-mérő készülék*

ETO 621.382.3:537.512.6. 8

A gyártó vállalatok és a felhasználók szempontjából egyaránt igen fontos paraméternek tekinthető — különösen nagyteljesítményű tranzisztorok esetén — az a megengedhető maximális disszipációs teljesítmény, amelynek alkalmazása mellett a tranzisztor működése még kielégítőnek mondható. A megengedhető maximális disszipációs teljesítmény és a tranzisztorok ún. hőellenállása (ill. hőimpedanciája) között szoros összefüggés van, tehát a tranzisztorok hőellenállásának mérésével meghatározható a megengedhető maximális disszipációs teljesítmény is.

A következőkben a fenti tranzisztorjellemző — a hőellenállás — mérésére szolgáló műszer tervezésének elméleti vonatkozásairól számolunk be, és pedig a tranzisztorok kristályában lejátszódó hőfolyamatokról, és a belső hőellenállás mérésének lehetőségeiről.

1. Hőellenállás a tranzisztorban statikus üzem esetén

Ha a tranzisztoron elektromos teljesítményt vezetünk keresztül, akkor annak kristályában a rajta keresztülvezetett elektromos teljesítménynek megfelelő hőteljesítmény keletkezik. Ez a hőteljesítmény — a konstrukciótól, az üzemi körülményektől, a hűtéstől, stb. függően — a kristály és a környezet között kialakult hőmérsékletgradiens révén elvezetődik.

Mivel tranzisztorok esetén tökéletes hőelvezetésről még elméletileg sem beszélhetünk, természetes, hogy a kristály hőmérséklete a környezet hőmérsékleténél magasabb értékre fog beállni.

A tranzisztor elektromos viselkedését, jellemzőit a kristály hőmérséklete igen erősen befolyásolja. A helyes működés eléréséhez szükséges követelmény, hogy ez a hőmérséklet még akkora legyen, hogy a tranzisztor-rétegekben a szennyezés domináló hatása mutakozzék. A szennyezések, helyesebben az adalékanyagok, gerjesztésének alsó hőmérséklethatára donorok esetén 10—20 °K, akceptorok esetén pedig 50—100 °K, tehát jóval az előforduló üzemi hőmérséklet-tartomány alatt van, így ezt a körülményt a további vizsgálatunknál figyelmen kívül hagyhatjuk.

A növekvő hőmérséklet azonban egy bizonyos értéken túl a tranzisztorok működését korlátozza, illetve azoknak teljes tönkremenetelét okozhatja.

A kristályból a keletkezett hőmennyiség kondukción, konvekció és sugárzás útján távozhat el.

Kondukción útján történő hővezetés

Ez a hővezetési mód a szilárd testekre jellemző, és az alábbi összefüggés segítségével írható le:

$$\Delta T = R_T \cdot P_d \quad (1)$$

* A cikk a HTE 1964. évi diplomaterv-pályázatán díjat nyert munka alapján készült.

ahol R_T a termikus ellenállás,

P_d a disszipált teljesítmény és

ΔT a hőmérsékletkülönbség a vizsgált anyag két pontja között.

A számítási és mérési eredmények azt igazolják, hogy teljesítménytranzisztoroknál a tranzisztor házán belül a tranzisztor kristályában (a kollektor-bázis határretegben) keletkezett hőmennyiség jó közelítéssel kizárólag kondukción útján távozik a tranzisztor házához, így a másik két hővezetési mechanizmust a későbbiekben figyelmen kívül hagyjuk. (Néhányszor 10 W teljesítményű tranzisztorok esetén a sugárzás és a konvekció a teljes hőmennyiségnek csak mintegy 1%-át vezeti el a tranzisztor házán belül.)

A fenti elhanyagolásokkal adódó kristály-hőmérséklet az (1) összefüggésnek megfelelően:

$$T_{\text{kristály}} = T_{\text{környezet}} + R_T \cdot P_d \quad (2)$$

Ebből a teljes termikus ellenállás értéke:

$$R_T = \frac{T_{\text{kristály}} - T_{\text{környezet}}}{P_d} \quad (3)$$

A (3) összefüggésből adott T értékek mellett a maximálisan megengedhető teljesítmény-disszipáció is meghatározható:

$$P_{d \text{ max}} = \frac{T_{\text{kristály max}} - T_{\text{környezet}}}{R_T} \quad (4)$$

A (3) által definiált teljes termikus ellenállás (R_T) értéke két alapvető körülménytől függ:

- a tranzisztor konstrukciójától,
- a hűtési, beszerelési stb. viszonyoktól.

Ennek megfelelően R_T értéke két további hőellenállás soros eredőjeként adható meg:

- a tranzisztor ún. belső (kristály-tok) termikus ellenállása (R_{T1}),
- a hűtési rendszertől függő hőellenállás (R_{T2}).

Az alapvető helyettesítő képet az 1. ábra mutatja.

A belső termikus ellenállás definiáló egyenlete:

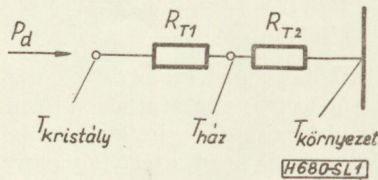
$$R_{T1} = \frac{T_{\text{kristály}} - T_{\text{héz}}}{P_d} \quad (5)$$

Ez a termikus ellenállás nyilván annak az esetnek felel meg, amikor végtelen hűtőfelületet alkalmazunk, tehát ha $R_{T2} = 0$. Az (5) egyenletnek megfelelő helyettesítő kapcsolást a 2. ábra mutatja.

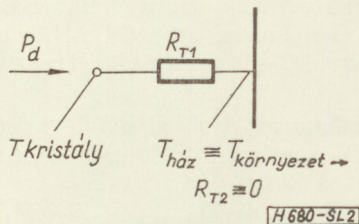
Nevezzük az egyszerűség kedvéért R_{T2} -t *külső hőellenállásnak*. A fentiek szerint a külső hőellenállás definíciós egyenlete:

$$R_{T2} = \frac{T_{\text{ház}} - T_{\text{környezet}}}{P_d} \quad (6)$$

Az 1. ábrán látható helyettesítő kép csak statikus üzem esetén érvényes. Látható viszont az is, hogy az elméleti számítások teljes analógiába hozhatóak az Ohm-törvénnyel. (Az ábrák jelöléseiből adódik.)



1. ábra. A tranzisztor egyszerű termikus helyettesítő képe statikus üzemmód esetén



2. ábra. A tranzisztor termikus helyettesítő képe végtelen nagy hűtőfelület esetén, statikus üzemmód mellett

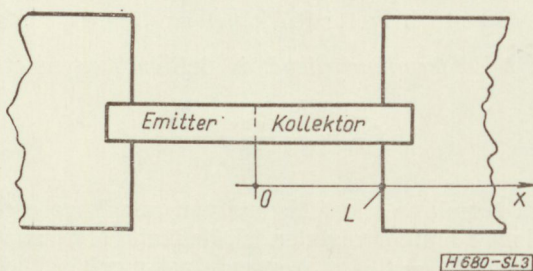
Mivel a belső hőellenállás-mérések általában impulzált üzemmódban történnek, a továbbiakban rövid áttekintést adunk a tranziens és a quasi-stacioner állapotok elméletéről.

2. Hőáramlás a tranzisztorokban dinamikus üzemmód esetén

Ha az alkalmazott üzemmód dinamikus (bekapcsolási, impulzus üzem stb.), akkor a tranzisztor termikus helyettesítő képét (l. az 1. ábrát) a jelen fejezetben tárgyalandó módon ki kell egészíteni. (Itt már nem hőellenállásokról, hanem hőimpedanciákról kell beszélnünk.)

A dinamikus üzemi helyettesítő kép meghatározásához mindenekelőtt néhány elhanyagolást kell tennünk, hogy a probléma matematikai tárgyalása leegyszerűsödjék:

1. A kristályt körülvevő anyagon keresztül történő mindenféle hővezetés elhanyagolható.



3. ábra. Egydimenziós hőmodell

2. Az emittert és a kollektort azonos anyagú, méretű, homogén rúd-ként fogjuk fel, ezért

3. a hőáramlás a kollektor-átmenethez képest szimmetrikus.

4. A vizsgálat időtartama alatt sem a tokozás, sem az aljzatok, kivezetések nem változtatják meg a hőmérsékletüket.

Mindezen feltételezések szigorúan véve csak a növesztett rétegtranzisztorokra igazak, de kvalitatív értékelésre feltétlen megfelelnek. Mindenesetre így egydimenziós hőmodellként kezelhetjük a problémát, és a 3. pont alapján elégséges pl. csak a kollektor-rétegbeni hőáramlás viszonyait vizsgálni.

Az egydimenziós hőmodellre (l. a 3. ábrát; csak $\pm x$ irányban van hőáramlás) felírható a Fourier-egyenlet:

$$\frac{\partial^2 T(x, t)}{\partial x^2} = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{\partial T(x, t)}{\partial t} \quad (7)$$

ahol

$T(x, t)$ a kristály hőmérséklete ($^{\circ}\text{C}$)

$\frac{1}{\alpha}$ az elektrotechnikából ismert időállandó megfelelője, az ún. hőidőállandó

k a hővezetőképesség ($\text{cal/s} \cdot \text{cm}^2 \cdot ^{\circ}\text{C}$)

$\alpha = \frac{k}{c \cdot \rho}$, ahol c a fajhő ($\text{cal/g} \cdot ^{\circ}\text{C}$)

ρ a sűrűség (g/cm^3)

A a rúd keresztmetszete (cm^2)

F az egységnyi felületre eső hőáram ($\text{cal/s} \cdot \text{cm}^2$).

A hőmodellnek csak a felét tekintve, (7) így alakul:

$$\frac{\partial T(x, t)}{\partial t} = \alpha \cdot \frac{\partial^2 T(x, t)}{\partial x^2}, \text{ ha } \begin{cases} 0 \leq x \leq L \\ t > 0 \end{cases} \quad (8)$$

A kezdeti feltételek (T_s a tok hőmérséklete):

$$\frac{\partial T}{\partial x}(0, t) = -\frac{F}{k} \quad (9)$$

$$T(L, t) = T_s \quad (10)$$

$$T(x, 0) = T_s \quad (11)$$

alakúak, így a differenciálegyenlet teljes megoldása:

$$T(x, t) = T_s + \frac{PL}{8,36 \cdot k \cdot A}$$

$$\left[1 - \frac{x}{L} - \frac{8}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{-\left[\frac{n\pi}{2L}\right]^2 \cdot \alpha \cdot t}}{n^2} \cdot \cos \left[\frac{n\pi}{2L} \cdot x \right] \right] \quad (12)$$

A (12) egyenletből a kollektor-átmenet hőmérséklete $x = 0$ helyettesítéssel:

$$T_j(t) = T_s + P \cdot R_{T1} \left[1 - \frac{8}{\pi^2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{-\frac{t}{\tau_n}}}{n^2} \right], \quad (13)$$

ahol

R_{T1} a belső hőellenállás $= L/8,36 \cdot k \cdot A$ [$^{\circ}\text{C/W}$]

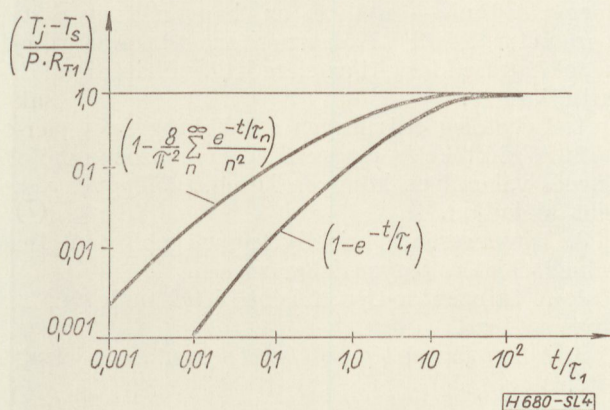
τ_n a termikus időállandó $= \left[\frac{2L}{n\pi} \right]^2 \cdot \frac{1}{\alpha}$ [sec]

A (13) összefüggés értelmében a tranziens határérték-hőmérsékletet exponenciális tagok végtelen összegzésével nyerhetjük.

Általában, a teljesítmény bekapcsolása (tulajdonképpen „lépcső-függvény”) utáni határreteg-hőmérséklet növekedést tisztán exponenciális taggal szokták közelíteni a következő módon:

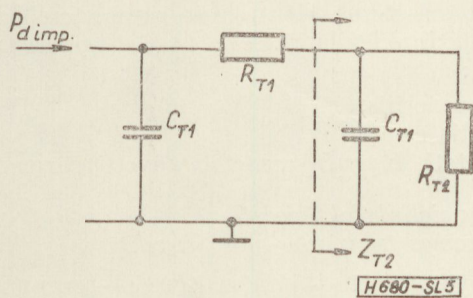
$$T_j(t) \cong T_s + P \cdot R_{T1} \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right] \quad (14)$$

Ha összevetjük a (13) és (14) egyenletek eredményeit, akkor a 4. ábrán látható görbéket kapjuk. A számítások azt mutatják, hogy ez a két görbe $t > \tau_1$ esetén 10%-on belül egyezik.

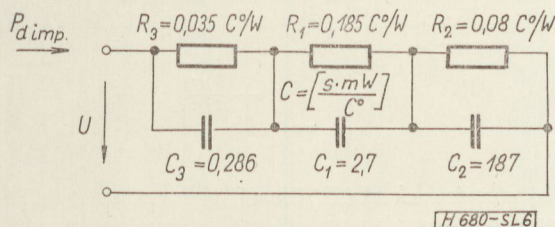


4. ábra. A határreteg hőmérséklet-alakulása lépcsőfüggvény esetén

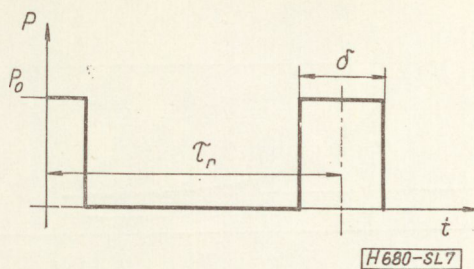
A (14) közelítő egyenletnek megfelelően az 1. ábrából kiindulva egyszerű helyettesítő kapcsolás rajzolható fel az 5. ábra szerint. Ha pontos helyettesítő képet akarnánk összeállítani, akkor ehhez a (13) egyenletben szereplő végtelen sok τ_n időállandójú tagot kellene láncba kapcsolni. A gyakorlatban a 6. ábrán látható helyettesítő kapcsolást szokták felhasználni, ahol is a kollektor-hűtésű rendszerekben a kollektor-átmenettől a tranzisztor tokjáig terjedő szerelvényt dinamikus üzem esetén 3 db RC-tag lánckapcsolásával állítják elő.



5. ábra. A tranzisztor termikus helyettesítő kapcsolása dinamikus üzemmód esetén



6. ábra. OC 613 — típusú tranzisztor dinamikus üzemi termikus helyettesítő képe



7. ábra. Vezérlő impulzus alakja

A hőáramlás alakulása a tranzisztor belsejében ismétlődő teljesítményvezérlés esetén

A rendszerre adott impulzus alakja legyen a 7. ábrán látható, ahol

P_0 — az impulzus amplitúdója

$d = \frac{\delta}{\tau_r}$ — az üzemi ciklus (15)

τ_r — az ismétlődés periódusa.

A fenti jelölésekkel $P(t)$ sorbafejtése:

$$P(t) = P_0 d \left[1 + 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin m\pi d}{m\pi d} \cdot \cos 2m\pi \frac{t}{\tau_r} \right] \quad (16)$$

Az előbbiekből kapott (16) egyenletben $P \equiv 1(t)$ helyettesítést végezve, az ott szereplő $T_j(t)$ függvény valamilyen $[1(t) \cdot Y]$ alakú lesz, amelynek a konvolúció-tételével vett Laplace-transzformáltja:

$$\mathbf{L}\{[1(t) \cdot Y]\} = \frac{1}{p} \cdot \mathbf{L}\{Y\} = \mathbf{L}\{Y\}$$

Tehát, ha a (16) egyenletben $\Sigma \equiv 1(t)$ -t helyettesítünk, majd differenciálunk t -szerint:

$$T_j'(t) = \frac{2\alpha R_{T1}}{L^2} \sum_{n=1}^{\infty} e^{-\frac{t}{\tau_n}} \quad (17)$$

A fentiek alapján a következő konvolúciós integrált kell képeznünk:

$$T_j(t) = \int_0^t P(\tau) \cdot T_j'(t - \tau) \cdot d\tau + T_s \quad (18)$$

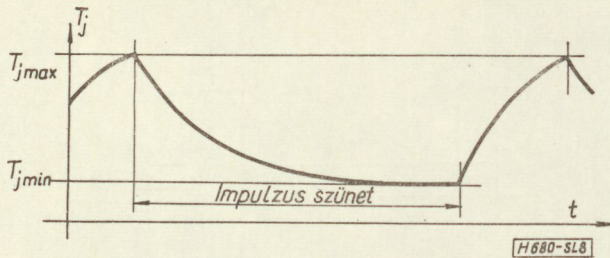
Behelyettesítve a (16) és (17) egyenleteket, (18) megoldása:

$$T_j(t) = \frac{4P_0 \cdot d \cdot \alpha \cdot R_{T1}}{L^2} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\tau_n}{2} + \sum_{n,m} \frac{\sin m\pi d / m\pi d}{\omega_m^2 + (1/\tau_n)^2} \cdot \left[(1/\tau_n) \cdot \cos \omega_m \cdot t + \omega_m \cdot \sin \omega_m \cdot t \right] \right\} + T_s \quad (19)$$

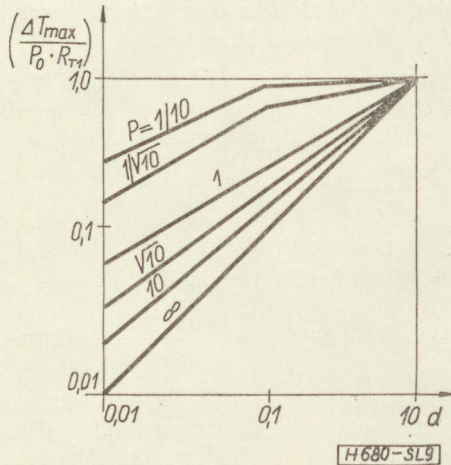
Célunk az, hogy olyan impulzusüzemet válasszunk, melynek során a kollektor-átmenet hőmérsékletének ingadozása elhanyagolhatóan kis érték legyen.

Az impulzált üzemmód alatti kollektor-átmenet hőingadozásait quasi-stacioner állapotban a 8. ábra mutatja. A 8. ábra jelöléseivel:

$$T_j \left(\begin{matrix} + \max \\ - \min \end{matrix} \right) = P_0 \cdot R_{T1} \cdot d \cdot \frac{16}{\pi^2} \cdot \left\{ \sum_{n,m} \frac{\sin m\pi d / m\pi d}{(2m\pi p)^2 + n^2} \cdot \left[n^2 \cdot \cos(\pm m\pi d) + 2m\pi p \cdot \sin(\pm m\pi d) \right] \right\} + T_s \quad (20)$$



8. ábra. A kollektor átmenet hőingadozása impulzált üzemmód esetén quasi-stacioner állapotban



9. ábra. A (20) egyenlet megoldásai

A (20) egyenlet megoldásait egy sor p és d értékre a 9. ábra szemlélteti.

Az ábrából láthatjuk, hogy ha $p \rightarrow \infty$, akkor a gerjesztési frekvencia olyan nagy lesz, hogy a kristály hőmérséklete ezt már egyáltalán nem tudja követni, konstans értékre áll be. Abban az esetben pedig, amikor $p \rightarrow 0$, a kristály hőmérséklete nagyjából követni fogja a gerjesztő frekvenciát.

Az irodalmi források alapján az előzőekben tárgyalt τ_1 időállandó 2–20 ms.

Ha $\tau_r = 2$ ms-ot választunk, akkor $\delta = 200 \mu\text{s}$ -mal $d = 0,1$ -es üzemi ciklus érhető el. A 9. ábra mutatja, hogy a legkedvezőtlenebb esetben (ha $\tau_1 = 2$ ms) $\Delta T_{\text{max}}/P_0 \cdot R_{TH}$ értéke (mivel jelen esetben $p = 1$) kb. 0,12, általános esetben pedig 0,1, ami — figyelembe véve az előírt specifikációkat, az elméleti számítások során tett elhanyagolásokat — még elfogadható hibának tekinthető.

A tényleges kiértékelés csak mérés során végezhető el.

3. A tranzisztorok belső hőellenállásának mérési lehetőségei

A tranzisztorok belső hőellenállását alapvetően kétféle eljárással mérhetjük:

1. Előre kalibrálható és
2. Nem kalibrálható módszerrel.

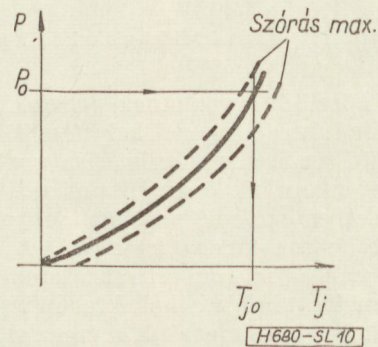
Az előre kalibrálhatóságon itt azt értjük, hogy a kiválasztott elektromos tranzisztor-paraméternek a tranzisztor kollektor-bázis határretegének hőmérsékletétől való függése az illető tranzisztor-típusra (esetleg típus-családra) kis hibaszázalékon belül azonos

görbe szerint alakuljon (10. ábra). Így a P paraméter P_0 mért értékéhez mindig ugyanaz a T_{j0} kristályhőmérséklet érték rendelhető.

Ha ilyen pontos ún. kalibrációs görbe az illető tranzisztor-paraméterre felvehető, akkor ezzel a paraméterrel előre kalibrálható mérés valósítható meg. Amennyiben megfelelően pontos kalibrációs görbe valamelyik paraméterre nem vehető fel, akkor ez csak az előre nem kalibrálható mérésekhez használható.

Célunk — mivel tömegszerű mérést szeretnénk megvalósítani — nyilván az, hogy a nagy számú paraméter közül kiválasszuk azokat, amelyeknek hőfokfüggése kielégíti az előre kalibrálhatóság alábbi kritériumait:

1. Lehetőleg erős legyen a hőfokfüggés.
2. A kiértékelés egyszerű legyen, azaz a hőfokfüggés valamilyen könnyen kezelhető függvény szerint alakuljon.
3. Ténylegesen a kristály legmelegebb pontjának hőmérsékletére legyen jellemző.
4. A tranzisztor-típusonkénti érték ne legyen nagyon változó.
5. A tranzisztor-típuson belül se mutasson jelentős eltérést.



10. ábra. Kalibrációs görbe

A tranzisztorok elektromos paramétereit hőfokfüggésük figyelembevételével három csoportba lehet sorolni:

- exponenciális,
- lineáris és
- összetett függvénymenetet követő paraméterek.

Exponenciális hőfokfüggésű elektromos tranzisztor-paraméterek

Túlnyomórészt — jó közelítéssel — exponenciális hőmérsékletfüggés figyelhető meg azoknál az áramoknál, amelyeket az egyensúlyi kisebbségi töltéshordozók hoznak létre. A hosszadalmas levezetést mellőzve, közöljük a diódavisszáram hőfokfüggését leíró egyenletet:

$$\frac{dJ_0}{dT} = \frac{n + \frac{W_G}{kT}}{J_0} \quad (21)$$

Következtetések: A (21) összefüggés azt igazolja, hogy a maradékáramok igen erősen függenek a hőmérséklettől, tehát bármelyik maradékáramot választjuk is hőérzékeny paraméternek, a fenti 1. feltétel teljesül.

A hőfokfüggés — valamelyik tisztán visszáram jelleget paramétert választva, pl. I_{CE0}^{-1} , vagy I_{EB0}^{-1} — exponenciálisnak mondható, de csak elméletileg. A különböző felületi effektusok folytán — különösen Ge-alapanyagú tranzisztorok esetén — a hőfokfüggést leíró görbe általában igen bonyolult, s tranzisztor-egyenedenként erősen változó. Így tehát a 2. feltételt — mondhatni, hogy az előre kalibrálhatóság leglényegesebb feltételét — a visszáramjellegű paraméterek nem elégítik ki.

A teljesség kedvéért megemlíthetjük még, hogy a visszáramok éppen a fentiek miatt a 3. feltételt sem elégítik ki, ti. ez a feltétel azt jelenti, hogy a visszáramot lehetőleg túlnyomórészt a kristály belsejében folyó áramkomponens szolgáltatassa, hiszen a kristály legmelegebb pontjai a kristály belsejében helyezkednek el (diszlokációk stb.). Az igazság azonban az, hogy szobahőmérséklet környékén a visszáramoknak igen nagy hányadát — különösen Ge-alapanyagú tranzisztorok esetén — a felületi áramok képezik.

Lineáris hőfokfüggésű elektromos tranzisztor-paraméterek

Mint ismeretes, közös bázisú kapcsolás esetén lineáris hőfokfüggésű elektromos tranzisztor-paramétereknek a bemenő ellenállás és a visszahatás értéke tekinthető. $U_{EB} > 3 kT$ feltételezéssel, a nyitó irányú emitter-bázis dióda egyenlete:

$$J_e \cong J_{EK} \cdot e^{U_{EB}/U_T},$$

innen a rövidzárási bemenő ellenállás:

$$|h_{11}|_b = \left. \frac{dU_{EB}}{dJ_E} \right|_{U_{CB}=0} = \frac{1}{I_E \cdot \frac{q}{kT}} \quad (22)$$

A (22) egyenlettel leírt rövidzárási bemenő ellenállás hőfokfüggése láthatóan közel lineárisnak tekinthető. A $(h_{12})_b$ paraméter hőfokfüggésének levezetése valamivel bonyolultabb feladat, de nem is túlságosan érdemes ezzel foglalkozni, hiszen egy egyszerűbben mérhető paraméter is értelmezhető. Ez a paraméter úgy nyerhető, hogy a tranzisztornak pl. a kollektor-bázis diódáját nyitó irányban egy konstans áramú generátorral tápláljuk, miközben az emitter-kört nyitva hagyjuk (közös bázisú kapcsolás!), és mérjük a kollektor-bázis dióda nyitó irányú feszültségét, az ún. „nyitófeszültséget”.

Ha a bemenő ellenállás hőfokfüggése közel lineáris, lineáris lesz ennek a nyitófeszültségnek is a hőmérsékletalakulása. Ennek általánosságban való meghatározásához a diódák nyitó irányú egyenletét kell vizsgálat alá venni:

$$J = J_0 \cdot e^{qU/kT} \quad (23)$$

Innen:

$$\frac{\partial U}{\partial T} = - \frac{nkT + W_G - U}{qT}, \quad (24)$$

amelynek közelítése igen nagy számú mérés alapján:

$$\frac{dU}{dT} \cong - \frac{W_G}{kT} \approx - 1,8 [mV/^\circ C] \quad (25)$$

Következtetések Vegyük sorra a 3. fejezet elején felírt kritériumokat:

1. A nyitó feszültség hőfokfüggése — $1,8 mV/^\circ C$ körüli értékre adódott, ami a szobahőmérséklettől ($25^\circ C$) a maximálisan megengedhető kristályhőmérsékletig (pl. $75^\circ C$) kb. $90 mV$ feszültségváltozást ad, amely elég erős hőfokfüggésnek tekinthető.

2. Linearitása folytán, hőfokfüggésének kiértékelése igen egyszerű.

3. Mivel itt a felületi inhomogenitások nem játszanak jelentős szerepet (legalábbis olyan nagy mértékben semmi esetre sem, mint a visszáramoknál), értéke tényleg a kristály legmelegebb pontjainak hőmérsékletére jellemző.

4. A (25) közelítő egyenlet Ge- és Si-alapanyagú tranzisztorok esetén is elfogadható.

5. Tranzisztor-típuson belüli szórása kb. $\pm 5\%$.

A fentiekből megállapíthatjuk, hogy a lineáris hőfokfüggésű elektromos tranzisztor-paraméterek, közelebről a mérés technikailag legkényelmesebb nyitófeszültség, kielégítik a megfelelő pontosságú előre kalibrálható mérés követelményeit.

Elektromos tranzisztor-paraméterek, amelyeknek hőfokfüggése összevett függvénymenetet követ

Tulajdonképpen ide lehet sorolni az összes többi — eddig még nem tárgyalt — elektromos tranzisztor-paramétert.

Különböző érdeklődésünkre a közös emitteres áramerősítési tényező $(h_{21})_e = \beta_0$ tarthat számot.

Anélkül, hogy a fenti paraméter részletesebb vizsgálatába bocsátkoznánk, a következő kvalitatív megjegyzéseket tehetjük:

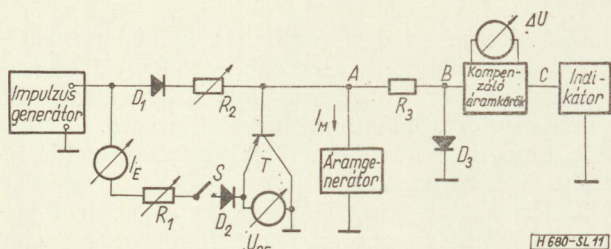
A β_0 közös emitteres áramerősítési tényező értékét az $\alpha_0 = 1(chw)L_p$ összefüggésnek megfelelően, a w bázisréteg-vastagság, és az $L_p = \sqrt{D_p \cdot \tau_p}$ diffúziós úthossz hőmérsékletfüggése definiálja. Általában a τ_p élettartam gyengébben változik a hőmérséklettel, mint a D_p diffúziós állandó, s a hőmérsékletfüggésüket leíró függvény igen bonyolult. Ehhez járul még az a tény, hogy a β_0 tranzisztor-egyenedenkénti értékét igen erősen befolyásolják — a visszáramokhoz hasonlóan — a kristály felületi szennyeződései, így előre kalibrálható mérésre ez a paraméter sem használható fel.

4. Mérési alapkapsolások

Előre kalibrálható mérési módszer

Bevezetőkép megemlíthetjük, hogy az alábbi mérési módszert a szakirodalomban gyakran *konstans referencia-hőmérséklet módszernek* nevezik, mivel itt az egész mérési folyamat alatt a mérendő tranzisztor tokjának hőmérsékletét állandó értéken tartjuk. Ezt legegyszerűbben úgy érhetjük el, hogy a mérendő tranzisztort egy vastag hűtőtömbre (célszerűen réz) szereljük, amelyben állandó hőmérsékletű vizet, vagy valamilyen más hűtőfolyadékot (pl. olajat) cirkuláltatunk. A nyitófeszültség felhasználásával történő mérést a 11. ábrán látható elvi kapcsolással végezhetjük el.

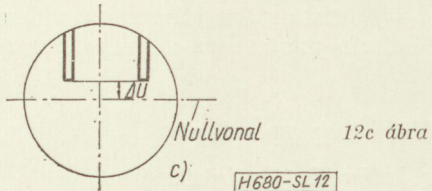
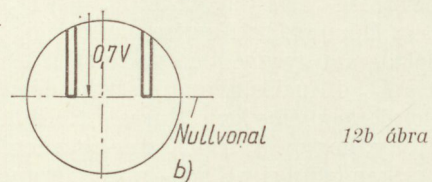
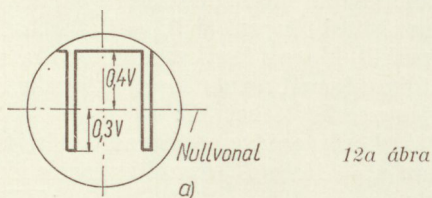
A mérés elve a következő: A pozitív impulzus megjelenésekor a D_1 , D_2 és D_3 diódák áteresztő irányú feszültséget kapnak, így a B ponton kb. $0,4 V$ feszült-



11. ábra. Tranzisztorok belső termikus ellenállásainak mérése a nyitófeszültségnek mint hőérzékeny paraméternek a felhasználásával. Elvi kapcsolási séma

ség jelenik meg. Ilyenkor az S kapcsoló nyitott, a T tranzisztoron gyakorlatilag még nincs teljesítménydisszipáció. A T tranzisztor bázisán a kívánt feszültség megjelenik. Impulzusszünetben az áramgenerátor a T tranzisztor kollektor-bázis diódáján nyitó irányú áramot présel keresztül (kb. 1 mA-t). Ez az átpréselt ún. „mérőáram” a kollektor-bázis diódán áteresztő irányú feszültségesést hoz létre. (Ez a „nyitófeszültség”).

Legyen pl. ez a feszültségesés — 300 mV. Ez azt jelenti, hogy ha a B pontra — egyenfeszültségű oszcilloszkóppal csatlakozunk, amelynek nullvonalát előzőleg az ernyő-diagram középvonalára állítottuk, akkor a 12a ábrán látható impulzus-alak jelenik meg.



Iktassunk be most a B pont és az oszcilloszkóp bemenete közé olyan kompenzáló kört, amely külön földfüggetlen telep segítségével +300 mV „ellenfeszültséget” kapcsol. A C pontra csatlakoztatott oszcilloszkóp ernyőjén így most a 12b ábrán látható kép jelenik meg.

Ezután zárjuk az S kapcsolót. Az R_1 potencióméterrel beállítjuk a kalibráció során előre meghatározható I_E emitteráramot.

A T tranzisztoron teljesítmény disszipálódik, melynek során a tranzisztor kristálya felmelegszik, s így az impulzusszünet alatt átpréselt I_M mérőáram által keltett nyitófeszültség lecsökken. Megvárjuk a hőegyensúly beállítását. (A mérendő paraméter vál-

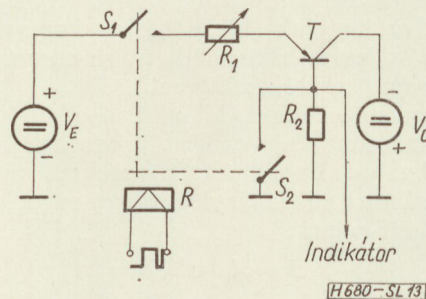
tozása ilyenkor már elhanyagolható mértékű.) Az oszcilloszkóp ernyőjén most a 12c ábra szerinti képet láthatjuk. Tulajdonképpeni feladatunk az itt látható ΔU feszültség mérése. Ez ugyan minden további nélkül történhetne közvetlenül az oszcilloszkóp segítségével is, de ez fárasztó, kényelmetlen és pontatlan. Így beiktatunk egy másik kompenzáló kört, amely a C pontra negatív ellenfeszültséget kapcsol, miáltal az oszcilloszkóp ernyőjén a 12a ábrán látható képet nyerjük vissza. Ezen utóbbi kompenzációs feszültség éppen a ΔU feszültségváltozást adja.

Tranzisztorok belső hőellenállásának mérése előre nem kalibrálható módszer segítségével

A szakirodalomban *konstans kollektor-bázis átmenet-hőmérséklet* módszernek nevezett mérési eljárást mutatjuk be, amennyiben most a tranzisztor kristályának hőmérsékletét tartjuk az egész mérési folyamat alatt (vagy legalábbis, a mérés kiértékeléséhez szükséges két mintavétel idején) állandó hőmérsékleten. Ezt pl. úgy érthetjük el, hogy a mérendő tranzisztor szabályozható hőmérsékletű termosztátba helyezzük, amelynek hőmérsékletét pl. 75 °C-ra állítjuk be. Lemérjük a kiválasztott paramétert, amelynek értéke most a $T_{ház} = 75$ °C-ra vonatkozik. Ezután 25 °C körüli hőmérsékletet állítunk be a termosztátban, és akkora P_d disszipációs teljesítményt kapcsolunk a tranzisztorra, hogy a mérendő paraméter értéke megegyezzen a 75 °C-on mért értékkel.

Ez utóbbi mennyiség $T_{ház} = 25$ °C-ra vonatkozik. Mivel T_j mindkét esetben azonos, 75 °C volt, a mérés az (5) összefüggés alapján kiértékelhető. Az alapvető kapcsolási sémát a 13. ábra mutatja.

A *kapcsolás működése*: S_1 és S_2 kapcsolók tandembe vannak kötve. Ha mindkettőt zárjuk, a tranzisztorra teljesítmény jut. R_1 segítségével az emitteráramot és így a T mérendő tranzisztorra jutó teljesítménydisszipációt szabályozzuk. S_1 nyitásával szakítjuk az emitterkört úgy, hogy csak az I_{CB0} kollektor-bázis visszáram folyik. Ugyanekkor S_2 nyitásával a rövidzár feloldódik, így az I_{CB0} az R_2 ellenálláson feszült-



13. ábra. I_{CB0} visszáram paraméteres belső hőellenállás mérése

ségesést hoz létre. Az oszcilloszkópernyőn negatív pulzust kapunk, amelynek amplitúdója I_{CB0} -val arányos. (Az I_{EB0} -paraméteres mérés teljesen hasonlóan történhet.)

Számos egyéb mérési lehetőség is adódik; ezek egy-két elegáns fogással a mérések kiértékelését igyekeznek egyszerűbbé tenni. Ilyenek pl. a kollektor-bázis rövidzárási maradékáram (I_{CK}), az $I_{CE R}$

(kollektor-emitter maradékáram változtatható ohmikus bázislezárással), a β_0 közös emitteres áramerősítési tényező stb. felhasználásával történő mérések. Mivel azonban a diplomaterv céljainak megfelelő mérési elv feltétlenül az ismertett előre kalibrálható mérési eljárás, így ezek bővebb tárgyalását itt mellőzzük.

IRODALOM:

1. H. J. Thuy: Thermische Probleme bei Transistoren Elektronische Rundschau. 1961. jan.
2. K. E. Mortensen: Transistor junction temperature as a function of time. Proceedings of the I.R.E. 1957. ápr.
3. W. W. Grannemann: Transient junction temperatures in power transistors. Electrical Engineering. 1960. jan.
4. H. Beneking: Zur Messung der Betriebstemperatur von Transistoren. A. E. Ü. Bd. 11. 1957. H. 12.

5. D. Armgarth: Gerät zur Messung der Sperrschichttemperatur und des Wärmewiderstandes von Transistoren. Radio und Fernsehen. 1962. febr.
6. C. D. Simmons: Transistor heat sinks and their evaluation. Semicond. Products. 1958. jan.-febr.
7. H. Bauman: Practical way to measure transistor thermal resistance. Electronics. 1963. febr. 15.
8. W. Hilberg: Zur Wärmeableitung bei Transistoren. Telefunken Zeitung. 1959. szept.
9. L. Bruckmoser: Ein neues Verfahren zur Messung des Wärmewiderstandes bei Transistoren. Radio Mentor. 1960. dec.
10. P. A. Peckover: Rapid measurements of transistor junction-to-case thermal resistance. Semicond. Products. 1962. dec.
11. B. Reich: Continuous thermal resistance measurements. Semicond. Products. 1962. nov.
12. J. T. Nelson: Measurements of internal temperature rise of transistors. Proceedings of the I.R.E. 1958. jun.

Elektronikus Műszer- és Méréstechnikai Konferencia Budapest, 1966. június 7–9.

A Méréstechnikai és Automatizálási Tudományos Egyesület szervezésében az elektronikus műszer- és méréstechnikai konferencián elhangzott előadások új méretezési és mérési eljárásokkal, valamint új konstrukciójú műszerek ismertetésével foglalkoztak.

Közismert dolog az, hogy csak abban az esetben tudunk versenyt tartani a világpiacra elektronikus műszerek tekintetében, ha a legmodernebb technológiai eljárásokat alkalmazzuk a fejlesztésben és a gyártásban. Igen nagy jelentősége van ma már a mérési pontosságnak és a mérések reprodukálhatóságának. E témában több előadás foglalkozott a berendezések megbízhatósági kérdéseivel.

Igen nagy érdeklődést keltettek a tervezésnek olyan módszerei, melyek minimális tolerancia érzékenységgel rendelkeznek szélsőséges viszonyok között is.

A több szekcióban elhangzott előadások közül helyszűke miatt csak néhány híradástechnikai vonatkozását kívánunk megemlíteni.

Az egyik ilyen érdekes témáról Scultéty László (MIKI) tartott beszámolót „Elektronikus műszer-áramkörök tervezése a toleranciaérzékenység figyelembevételével” címmel. Az előadó hangsúlyozta a toleranciaérzékenységnek, mint alapvető feladatnak a jelentőségét. Ezen cél érdekében azzal a kérdéssel foglalkozott, hogy milyen módon érhető el a modul-elemek toleranciájának maximálása mellett az, hogy az egész rendszerre megadott kötött specifikáció biztosítható legyen. Ez a téma elsősorban gazdaságossági kihatása miatt igen fontos szempont. Az előadásban a hallgatóság áttekintést kapott az alkatrészek tolerancia-hatásairól. Adott áramkört vizsgálva a specifikált jellemzők toleranciái, az egyes alkatrész paraméter változásokban az érzékenység-függvények alapján számíthatók.

Az előadás további menete az érzékenység-függvény meghatározásával és vizsgálatával foglalkozott. Az elektronikus műszerek ilyen jellegű tervezésének bevezetése rendkívül fontos lenne, és jelentősen növelhetné műszereink export lehetőségét.

A hozzászólások alapján felmerült az a kérdés, hogy vizsgálat alá kell venni a tolerancia érzékenység-élettartam összefüggését.

A válaszban az előadó hangsúlyozta, hogy jelenleg e kérdéssel az intézetükben foglalkoznak.

A korszerű méréstechnika egyre inkább alkalmas a mintavételes, ill. digitális elven működő műszerekre. Ezzel kapcsolatban több előadás hangzott el az EMG által kifejlesztett digitális frekvenciamérők konstrukciós problémáiról.

Ribényi András (EMG) ismertette a digitális frekvenciamérők elvi felépítését. A különböző konstrukciós rendszerek áttekintése után ismertette az EMG 1645 típusú frekvenciamérőjének felépítését.

Ehhez az előadáshoz csatlakozott szintén az EMG részéről Vermes László ismertetése, melynek keretében a digitális számlálók mérési hibái és áramköri problémái kerültek megtárgyalásra.

A korszerű áramkörökből felépített mérőeszközökben felhasznált elemek sokasága szükségessé teszi az előforduló meghibásodások analizisét.

A kérdéssel kapcsolatban — melyet Kadinger Béla és Szabó Kálmán fejtett ki — a Műszeripari Kutató Intézetben kísérleti sorozatban legyártott 35 db 1 MHz-es tranzisztoros digitális frekvenciamérőt vizsgáltak meg. Az üzemeltetés utáni analízisből kiderült, hogy a meghibásodott berendezéseknél a hiba forrása 45%-ban forrasztásból ered.

Egy készülékben 3800 forrasztást alapul véve az össz berendezésre vonatkoztatott forrasztási meghibásodás 0,021%.

Jelen sorok szerzőjének az a véleménye, hogy ezzel nem lehetünk megelégedve, mert ha egy berendezésen belül csak egy forrasztási hiba található, már önmagában a berendezés működését gátolhatja. Mindez természetesen súlyosabb problémát jelent, ha a műszert exportálni kívánjuk.

A konferencia egészét értékelve kijelenthetjük, hogy igen hasznos lenne, ha a jövőben ilyen jellegű ismertetések és műszaki-tudományos előadások rendszeresebben kerülnének megrendezésre. Nagyobb érdeklődést érhetnek el a szervezők akkor, ha ezek a rendezvények jobban vannak szakosítva, ezáltal az előadásokat követő vita is sokkal hatékonyabb lehet.

Mindent egybevéve e hasznos kezdeményezést örömmel fogadtuk és várjuk a folytatást.

Schnürmacher Tamás

Tartalmi összefoglalások

Обобщения

ETO 621.395.44:621.395.665

dr. Lajtha Gy.:

Vívőfrekvenciás rendszerek automatikus mintavételes szintszabályozásának stabilitása

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 7. sz.

Nagytávolságú vívőfrekvenciás összeköttetéseknél a szintszabályozók működése következtében lengések léphetnek fel. Különösen veszélyes ez az utóbbi időben elterjedt, mintavételes elven működő, több összeköttetést kiszolgáló szabályzóknál. Kedvezőtlen esetben ezeknél az eredeti szintváltozás többszöröse is felléphet, zavarokat okozva az átvitelben. Valószínűleg erre vezethetők vissza az adatátvitel során fellépő hibacsomók is. Ezeknek a zavaroknak az elkerülése érdekében megvizsgáltuk a túlszabályozások okát, ebből levontuk a következtetéseket és megterveztünk egy rendszert, amely nagy valószínűséggel lecsökkenti a túllövéseket, gyorsan csillapodóvá alakítja a tranzieneket. Ennek ellenére az előforduló esetek nagyrészt az azon alapszik, hogy a gyors változások valószínűleg belengésből származnak, ezt kiszabályozni nem kell. Ezért a folytonos szabályzású rendszereknél alkalmazott késleltetést kell, megfelelő módon, a mintavételes rendszereknél is bevezetni. Erre egy példát mutatunk be.

ETO 621.316.727:621.376.24

Gschwindt A.:

A módosított fázistoló módszer alkalmazása egyoldalsávú jelek előállítására

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 7. sz.

A cikk bevezető része rövid áttekintést ad az egyoldalsávú jelek előállításának módszereiről. Részletesen tárgyalja a módosított fázistoló módszert, amely kiküszöböli az egyszerű fázistoló módszer bonyolult, szélessávú 90°-os fázistoló áramkörét. Az elméleti tárgyalás után egy kísérleti generátor mérési eredményeit és a részáramköröket ismerteti.

ETO 621.382.3 : 621.391.822.(083.57)

Tomasek K.:

Nomogramm tranzisztorok zajtényezőjének átszámításához

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 7. sz.

A közlemény két nomogramot tartalmaz, a szerző ezeknek az alapjául szolgáló összefüggéseket magyarázza meg és két példát ad útmutatásul.

ETO 621.319.45.001.4

Barna T.-né:

Új vizsgálati módszerek elektrolitkondenzátorok gyors minősítésére

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 7. sz.

Elektrolitkondenzátorok minősítésére alkalmazott ún. élettartam-vizsgálatok hátránya, hogy hosszú ideig tartanak (5000 óra) és a kiesésekből nem mindig lehet következtetni a kiesés okára. A cikk új módszereket ismertet. Megadja a kondenzátorok átvezetési áram karakterisztikáinak (feszültség és idő függvényében) értelmezését és összefüggéseit a kondenzátorok különböző terhelésénél várható élettartamával, illetve a dielektrikum és elektrolit fizikai-kémiai állapotával, valamint kialakításának körülményeivel.

ETO 621.382.3:537.512.6.08

Surguta L.:

Tranzisztor belső hőellenállás-mérő készülék

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 7. sz.

A szerző a cikkben az 1964-ben megvédett és a Híradástechnikai Tudományos Egyesület pályázatán díjat nyert diplomatervének általános elméleti vonatkozású részleteit ismerteti. Vizsgálja a tranzisztorok kristályában lejátszódó hőfolyamatokat statikus és kvázi-stacionár üzemmódok esetén, majd részletesen tárgyalja a mérés szempontjából számításba jövő tranzisztorparaméterek hőfokfüggését ezek alapján bemutatja a tranzisztorok belső hőellenállásának fontosabb mérési módszereit.

ДК 621.395.44:621.395.665

Д-р Д. Лайта:

Стабильность регулировки уровня систем в ч. телефонирования с автоматическим взятием образцов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 7.

В системах в ч. телефонирования большого протяжения могут возникать колебания вследствие работы регуляторов уровня. Это явление является особенно опасным в регуляторах работающих по принципу взятия образцов, служащих для некоторых связей, часто применяемых в последнее время. В невыгодных случаях могут возникать изменения уровня много раз больше чем оригинальные, вызывающие помехи в передаче. Вероятно пучки ошибок возникающие в течение передачи имеют эту причину. Для устранения этих помех рассматриваются причины перерегулировок, и разработалась система уменьшающая перекачки с большой вероятностей и преобразует переходные влияния в быстро затухающие. Однако, не увеличивается ошибка регулировки уровня. Принципом этой системы является то, что быстрые изменения вероятно вызываются колебаниями и не надо их регулировать. По этому, запаздывание принимаемое в системах непрерывной регулировки должно быть использовано и в системах с взятием образцов показывается пример решения.

ДК 621.316.727:621.376.24

А. Гшвинт:

Применение видеоизмененного метода сдвига фаз к генерации однополосных сигналов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 7.

Введение статьи дает краткий обзор о методах генерации однополосных сигналов. Подробно изложен видеоизмененный метод сдвига фаз, устраняющий сложные широкополосные цепи сдвига фаз на 90° простого метода сдвига фаз. После теоретического изложения даны результаты измерения и цепи отдельных блоков.

ДК 621.382.3:621.391.822(083.57)

К. Томашек:

Нограмма к расчету коэффициента шума транзисторов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 7.

Статья содержит две номограммы. Даны объяснения по соотношениям, на основе которых они были построены и два примера их применения.

ДК 621.319.45.001.4

Т. Барнане:

Новые методы испытания для быстрой классификации электролитических конденсаторов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 7.

Невыгодой испытаний срока службы для классификации электролитических конденсаторов является долгое время (5000 часов) и причины отказов из строя не могут быть всегда определены. Выводятся новые методы. Даны анализ характеристик тока утечки (в зависимости напряжения и времени) и соотношения между различными нагрузками и ожидаемой службой, дальше влияние физико-химического состояния диэлектрика и электролита и условий их изготовления.

ДК 621.382.3:537.512.6.08

Л. Шургута:

Измеритель внутреннего сопротивления транзисторов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 7.

Приводятся некоторые детали общего теоретического значения работы диплома автора превознесенной Научным Обществом Связи в 1964 г. Рассматриваются термодинамические процессы в кристаллах транзисторов в статическом и квази-стационарном режиме, влияние температуры на параметры транзисторов, принимаемые во внимание в измерениях. Показываются важнейшие методы измерения транзисторов.

Zusammenfassungen

Summaries

DK 621.395.44:621.395.665

dr. Gy. Lajtha:

Stabilität der automatischen Pegelregelung mit Abtastsystem der Trägerfrequenzeinrichtungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr. 7.

Bei Weitverkehrsverbindungen können infolge der Funktion der Pegelregler Schwingungen auftreten. Das ist besonders gefährlich für Regler die mehrere Verbindungen bedienen und mit der neulich verbreiteten Abtastsystem funktionieren. In ungünstigem Falle kann die originale Pegeländerung öfter auftreten und während der Übertragung Störungen verursachen. Wahrscheinlich sind die Fehlerpakete, die während der Datenübertragung auftreten darauf hinzuweisen. Um diese Störungen zu vermeiden haben wir die Ursache der Überregelung untersucht und haben davon die Schlussfolgerungen gezogen und ein System geplant, welches mit grosser Wahrscheinlichkeit das Überschiessen vermindert und die Übergangsvorgänge schnell dämpft. Dies gegenüber vergrössert es nicht im grössten Teil der vorkommenden Fälle den Fehler der Pegelstellung. Die Funktion des Systems liegt auf dem Prinzip, dass die schnelle Änderungen wahrscheinlich von Einschwingung abstammen und dass sie daher nicht ausgeregelt werden sollen. Deshalb muss die, bei den kontinuierlich geregelten Systemen angewandte Verzögerung in entsprechender Weise auch bei dem Abtastsystem eingeführt werden.

DK 621.316.727: 621.376.24

A. Gschwindt:

Anwendung einer modifizierten Phasenschiebermethode zur Herstellung von Einseitenbandsignalen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr. 7.

Die Einführung des Artikels gibt einen kurzen Überblick über die Erzeugungsmethode der Einseitenbandsignale. Die modifizierte Phasenschiebermethode, welche die komplizierte 90° Breitband-Phasenschieberstromkreise der einfachen Phasenschiebermethode eliminiert, wird erörtert. Nach der theoretischen Betrachtung werden die Messergebnisse eines experimentellen Generators und ferner die Teilstromkreise erörtert.

DK 621.382.3 : 621.391.822 (083.57)

K. Tomasek:

Nomogramm zur Umrechnung der Geräuschfaktoren von Transistoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr. 7.

Der Artikel enthält zwei Nomogramme zur Umrechnung des Geräuschfaktors von Transistoren. Der Verfasser erörtert die Zusammenhänge, welche als Grund dieser Nomogramme dienen und gibt zwei Beispiele als Direktive.

DK 621.319.45.001.4

Frau T. Barna:

Neue Prüfmethode für die schnelle Qualifikation von Elektrolytkondensatoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr. 7.

Der Nachteil der sogenannten Lebensdauerprüfung die zur Qualifizierung der Elektrolytkondensatoren angewendet wird ist, dass sie eine zu lange Zeit dauert (5000 Stunden) und dass man von dem Ausfall nicht immer auf den Grund dessen zu folgern kann. Der Artikel erörtert neue Methoden. Er gibt die Erklärung der Reststromcharakteristiken (als Funktion der Spannung und Zeit) und deren Zusammenhang mit der voraussichtlichen Lebensdauer bei verschiedenen Belastungen der Kondensatoren, bzw. mit den physiko-chemischen Zuständen des Dielektrikums und Elektrolytes und mit den Herstellungsbedingungen.

DK 621.382.3:512.6.08

L. Surguta:

Messgerät für die Prüfung des inneren thermischen Widerstandes von Transistoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr. 7.

In diesem Artikel erörtert der Verfasser die allgemeinen theoretischen Teile seines Doktordiploms, welches er im Jahre 1964 verteidigte und womit er einen Preis des Vereins der Fernmeldetechnischen Wissenschaften gewonnen hat. Er prüft die thermischen Vorgänge in den Kristallen der Transistoren im Falle statischer und quasi-stationärer Betriebsarten und behandelt eingehend die Temperaturabhängigkeit der Transistorparameter, welche vom Standpunkt der Messungen bedeutend sind und auf Grund derselben beschreibt er die wichtigeren Messmethoden des inneren thermischen Widerstandes der Transistoren.

UDC 621.395.44:621.395.665

Dr. Gy. Lajtha:

Automatic Level Regulation with Sampling Method of Carrier Systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr. 7.

At long haul carrier systems oscillations can occur because of the operation of the level regulators. This is especially dangerous for those regulators serving several connections which operate on the basis of the recently wide-spread sampling method. In unfavourable cases the original level variation can occur several times making disturbances in the transmission. Probably the error burst appearing during the course of data transmissions is to be explained by the same reason. To avoid this disturbance we examined the cause of the overregulation and drew the conclusions and planned a system, which decreases with great probability the overshoots and the transients become rapidly attenuated. Notwithstanding in the greatest part of the occurring cases it does not increase the error of the level regulation. The functioning of the system is based on the circumstance that the rapid variations are probably originating from the self-oscillations, these are not to be regulated. Therefore a delay used in continuously regulated systems must be introduced in a suitable way also in the sampling system.

UDC 621.316.727: 621.376.24

A. Gschwindt:

Use of a Modified Phase Shifting Method to Produce Single Sideband Signals

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr. 7.

The introduction of the paper gives a short review of the methods of producing single sideband signals. It discusses in detail a modified phase shifting method, which eliminates the complicated wide-band 90° phase shifting circuits of the simple phase shifting method. After the theoretical discussion the measured results of an experimental generator and the circuits of the subassemblies are presented.

UDC 621.382.3 : 621.391.822 (083.57)

K. Tomasek:

Nomogram for the Reduction of the Noise Effect of Transistors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr. 7.

Two nomograms are presented in the paper. The author explains the relations serving as their basis, and gives two examples for guidance.

UDC 621.319.45.001.4

Mrs. T. Barna:

New Test Methods for the Accelerated Qualification of Electrolytic Capacitors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr. 7.

The disadvantage of the so-called life tests applied to the qualification of electrolytic capacitors is that they take too long time (5000 hours) and one cannot always draw conclusion as to the cause of the failure. New methods are presented in the paper. It gives the interpretation of the characteristics of the leakage currents of the capacitors (as a function of voltage and time) and their relation with their life at different loads of the capacitors, with the physico-chemical state of the dielectric and electrolytic and the conditions of their preparation.

UDC 621.382.3:512.6.08

L. Surguta:

Internal Thermal Resistance Measuring Set for Transistors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr. 7.

The author presents the general theoretical problems of his diploma work which he defended in 1964 and with which he won the prize of the Scientific Society of Telecommunication Engineering. He examines the thermal procedures in the crystals of the transistors in case of static and quasi-stationary services and deals with the temperature dependence of the transistor parameters in detail to be considered from the point of view of measurements and shows on this basis the more important measuring methods of the internal thermal resistance of the transistors.

Résumés

CDU 621.395.44:621.395.665

Dr. Gy. Lajtha

La stabilité du réglage de niveau avec prise automatique d'échantillons des systèmes à fréquence porteuse

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 7.

En cas des connexions à fréquence porteuse pour longues distances, oscillations peuvent être produites à cause de la fonction des régleurs de niveau. C'est particulièrement dangereux dans les régleurs prenant de l'extension depuis peu, fonctionnant sur le principe de prise d'échantillons et servant plusieurs connexions. En cas des circonstances défavorables, le multiple du changement du niveau original peut se produire en ceux, causant des troubles dans la communication. Sans doute, les agglomérations des fautes, intervenant au cours de la transmission des données peuvent être y ramenées. Par conséquent de ces troubles nous avons examiné la cause du sur-règlement et, tirant la conclusion, nous avons projeté un système qui diminuera probablement les oscillations parasites accroissant leur amortissement; bien que dans la majorité des cas n'augmentera pas la faute du règlement du niveau. La base du fonctionnement du système est la supposition, que les changements rapides tirent leurs origines probablement des oscillations transitoires, qui ne doivent pas être réglées. C'est pourquoi le retard utilisé dans les systèmes à réglage continu, doit être introduit convenablement dans les systèmes à prise d'échantillons. Un exemple est aussi présenté.

CDU 621.316.727:621.376.24

A. Gschwindt:

Utilisation de la méthode de déphasage modifiée pour la génération des signaux à bande latérale unique

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 7.

L'introduction donne une brève revue sur les méthodes de génération des signaux à bande latérale unique. La méthode de déphasage modifiée est exposée en détail, éliminant les circuits de déphasage compliqués, avec une grande largeur de bande, de la méthode simple de déphasage de 90°. Après la discussion théorique suit une exposition des résultats de mesure et des schémas des blocs.

CDU 621.382.3 : 621.391.322.4 (083.57)

K. Tomasek:

Momogrammes pour le calcul du facteur de bruit des transistor

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII- (1966) N° 7.

L'article contient deux nomogrammes. L'auteur explique les relations formant la base de ces relations et donne deux exemples.

CDU 621.319.45.001.4

Mme T. Barna:

Nouvelles méthodes d'essai pour la qualification rapide des condensateurs électrolytiques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 7.

Le désavantage des essais de durée utilisant pour la qualification des condensateurs électrolytiques, est qu'ils sont longues (5000 heures) et les causes de leurs défaillances ne peuvent pas être toujours découvertes. L'article expose des nouvelles méthodes. Il donne l'interprétation des caractéristiques du courant de repos (en fonction de la tension et du temps) et leurs relations avec la durée présumée en cas de variables charges des condensateurs, avec l'état physico-chimique du diélectrique et de l'électrolyte, puis les conditions de leur préparation.

CDU 621.382.3:537.512.6.03

L. Surguta:

Appareil pour mesurer la résistance thermique interne du transistor

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 7.

Les détails relatifs à la théorie générale de son ouvrage de diplôme défendu en 1964 et gagné un prix à la concurrence de l'Association Scientifique de Télécommunication — sont exposés par l'auteur. Il examine les procès thermiques en cas des services statique et quasistationnaire qui se déroulent dans les cristaux des transistors, puis il traite en détail la dépendance de la température de ces paramètres des transistors qui doivent être considérés en cas des mesures et envisageant ces paramètres démontre les méthodes plus importantes de mesure de la résistance thermique interne des transistors.

IV. Budapesti Akusztikai Konferencia 1967. október 17–21

Az Optikai és Filmtechnikai Egyesület Akusztikai Szakosztálya 1967-ben rendezi meg IV. akusztikai konferenciáját.

A konferencia tematikája felöleli az akusztika korszerű kutatási ágait. A konferencia teljes anyaga a konferencia megnyitásakor a résztvevők rendelkezésére fog állni.

A konferencia jelentkezési lapjait az érdeklődők és az intézetek részére 1966. november hó folyamán

küldik szét. Előzetes jelentkezéseket az Egyesület címére lehet beküldeni (Budapest, V., Szabadság tér 17.).

Résztvételi díj: 470,— Ft. (Az Egyesület tagjai, illetve jogi tagvállalatok dolgozói részére 300,— Ft.)

A konferencia ideje alatt akusztikai és elektroakusztikai termékek, műszerek és könyvek kiállítását is tervezzük.

Hibaigazítás

Rét Andrásné „Telefonforgalom-utánzás Monte Carlo-módszerrel” című, a Híradástechnika 1966. 6. számának 169—175. oldalain megjelent cikkébe sajnálatos módon értelemzavaró sajtóhibák kerültek be:

6. képlet helyesen

$$P \left\{ \bar{p} - \delta \sqrt{\frac{\bar{p}(1-\bar{p})}{v}} < p < \bar{p} + \delta \sqrt{\frac{\bar{p}(1-\bar{p})}{v}} \right\} \approx \approx 2\varphi(\delta) - 1$$

Függelékben:

3. képlet helyesen $P(s,t) = P(s,\tau) \cdot P(\tau,t)$

5. képlet helyesen

$$\frac{\partial P(i,s;j,t)}{\partial t} \Big|_{t=s} = q_{ij}(s) q_i(s) = \sum_{j \neq i} q_{ij}(s)$$

9. képlet helyesen

$$P(i;j,t + \Delta t) = P(i;j, -1,t) \lambda_{j-1} \Delta t + P(i;j,t) \cdot (1 - \lambda_j; \Delta t - \mu_j \Delta t) + P(i;j, +1,t) \mu_{j+1} \Delta t + 0(\Delta t)$$



MAGYAR KÁBEL MŰVEK

IGAZGATÓSÁG ÉS KÖZPONTI GYÁR,

Budapest, XI., Budafoki út 60 • Telefon: 466-770, 266-670

ZOMÁNCBUZALGYÁR SZEGEDI KÁBELGYÁR

Budapest, XI., Hunyadi J. út 1. Szeged, Huszár út 1.

Telefon: 268-930

GYÁRTMÁNYOK:

Erősáramú szigetelt vezetékek
Jelző, mérő, működtető kábelek
Erősáramú kábelek 1—35 kV-ig
Alumíniumvezetékek
Tekercselő huzalok

Switch-kábelek
Gumitömlő-kábelek
Híradástechnikai vezetékek
Távkábelek
Távbeszélő-kábelek
Hajókábelek

Szigetelt zománchuzalok
Mikroszeparátor lemezek
Zárt-acélkötelek
Hullámosított lemez
Kábeldobozok



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

Feszültség szabályozók:

kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekercses
vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

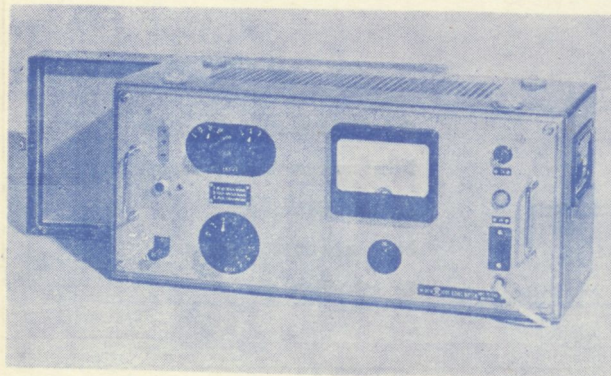
Transzformátorok:

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

TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

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

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



Műszaki adatok:

FREKVENCIA-TARTOMÁNY: 30 Hz — 1 MHz

SZINTMÉRÉSI TARTOMÁNY: — 10 N — +2,1 N

BEMENŐ IMPEDANCIÁK:

I. Szimmetrikus 30 Hz — 20 kHz > 20 kΩ

II. Szimmetrikus 3 kHz — 600 kHz > 3,5 kΩ

III. Aszimmetrikus 30 Hz — 1 MHz > 500 kΩ || < 50 pF

SZIMMETRIKUS ILLESZTÉSEK:

Kapcsolható lezárások 75 — 135 — 150 — 600 Ω

ALKALMAZOTT CSŐVEK: 5 db 18 042, E83F,

PL 81, 85A2.

GYÁRTJA:

ELEKTRONIKA

Budapest, VII., Klauzál u. 30. Telefon: 221-646, 221-825, 220-690

