HÍRADÁS-TECHNIKA

A HÍRADÁS-TECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

8

XXI. ÉVFOLYAM, 8. SZÁM, 225–256 OLDAL, BUDAPEST, 1970. AUGUSZTUS HÓ

1970. augusztus, XXI. évfolyam, 8. szám

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

SAUFERT JÁNOS: Tirisztoros feszültségstabilizátrok szabályozási parméterei 225
N. O. JOHANNESSON: A jövő hírközlési rendszereinek szolgáltatásai 231
Egyesületi hírek 238
Szemle 238, 252
Y. NÄSLUND: Tranzisztorizált VHF egycsatornás rádióberendezés modul kivitelben a polgári légiforgalomban a föld és a repülőgép közötti összeköttetés céljaira 239
KÁLMÁN ISTVÁN: Lineáris, töréspontos karakterisztikájú diódát tartalmazó, pufferkondenzátoros kimenetű egyenirányító fokozatok analízise és tervezése 243
S. TÓTH FERENC: Színes tv-vevőkészülékek fejlődésének tendenciája 253
Tartalmi összefoglalások 255
Обобщения 255
Zusammenfassungen 255
Summaries 255
Résumés 256

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZŐLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZY GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCH ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest, V., Szabadság tér 5–6. III. em. 320. Telefon: 183-772 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest, V., Szabadság tér 17. Telefon: 113-027

Szekesztő bizottság 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, KŐMŰVES FRIGYES kandidátus, LAJKÓ SÁNDOR, MAGÓ KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, POGÁNY KÁROLY, VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tudományok doktora, VÍG ISTVÁN

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat Budapest, VII., Lenin körút 9—11. Telefon 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj félévre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára 6 Ft. Megjelenik havonta. Csekkszámlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest, 62.

70.4616 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

SAUFERT JÁNOS
Villamos Automatika Intézet

Tirisztoros feszültségstabilizátorok szabályozási paraméterei

ETO 621.316.722.1:621.382.233

A tirisztorok jól alkalmazhatóak nagyáramú feszültség-stabilizátorokban. A kapcsolóüzemű működés eredménye a jó hatásfok, szemben a folyamatos üzemű tranzsisztoros stabilizátorokkal, így a disszipációs problémák is jelentősen csökkennek. Egyetlen hátrányuk, hogy a brummszűrés nehéz. Diódás egyenirányítókhoz viszonyítva — azonos brummfeszültség feltételezése mellett — a tirisztoros egyenirányítókhoz szükséges fojtó induktivitása és pufferkondenzátor kapacitása csak 30%-kal nagyobb.

A tirisztoros stabilizátort nagy berendezésekben előstabilizátorként alkalmazhatjuk gazdaságosan. Ilyenkor az előstabilizátor több kisáramú (néhány amperes), folyamatos üzemű, tranzisztoros stabilizátort táplál. Ebben az esetben a több kisebb teljesítményű hálózati transzformátort, fojtót, pufferkondenzátort és egyenirányító-egységet egy nagyteljesítményű tirisztoros stabilizátor helyettesíti. A központi tirisztoros előstabilizálással könnyen elérhető a $\pm 20\%$-os hálózati feszültség ingadozáshoz a ± 1—2%-os kimenőfeszültség ingadozás. Gyakran elegendő a tranzisztoros stabilizálás helyett a tranzisztoros szűrő alkalmazása.

A stabilizátor blokkvázlatát az 1. ábra tünteti fel, az áramkör működéséhez nem kell sok magyarázatot fűzni.

A hibajelerősítő az egyenirányítóhíd szűrt egyenfeszültségét referencia feszültséggel hasonlítja össze és az így képzett hibajelet erősíti. A hibajelerősítő a gyújtókört oly módon működteti, hogy az U_e növekszik, akkor a gyújtókör által kiadott gyújtóimpulzus a hálózati feszültség zérus átmeneteihez képest nagyobb késleltetéssel érkezik a tirisztor vezérlő elektródáihoz (azaz α nő). Csökkenő U_e esetén a helyzet fordított, α is csökken. A szinkronizáló áramkör a gyújtóáramkör működését szinkronizálja a hálózati feszültség zérus átmeneteihez. A cikk tárgya a tirisztoros stabilizátorok szabályozási paramétereinek (szabályozási jóság, belsőellenállás) levezetése és ezekből gyakorlati következtetések levonása.

Beérkezett: 1970. I. 27.

1. A szabályozási paraméterek

Vizsgáljuk meg azt a kérdést, hogy adott hibajelerősítő és gyújtóáramkör esetén milyen paraméterekkel rendelkező stabilizátort készíthetünk, ill. előírt jósági paraméterekkel rendelkező tirisztoros stabilizátorhoz milyen minőségű hibajelerősítő és gyújtóáramkör szükséges.

Jellemezzük a hibajelerősítőt a 4. ábra szerint az A erősítésével.

$$A = \frac{\Delta U}{\Delta U_h} \tag{1}$$

ΔU_h a hibajel megváltozása. A hibajel nagysága;

$$U_h = U_{\text{ref}} - U_e/m \tag{2}$$

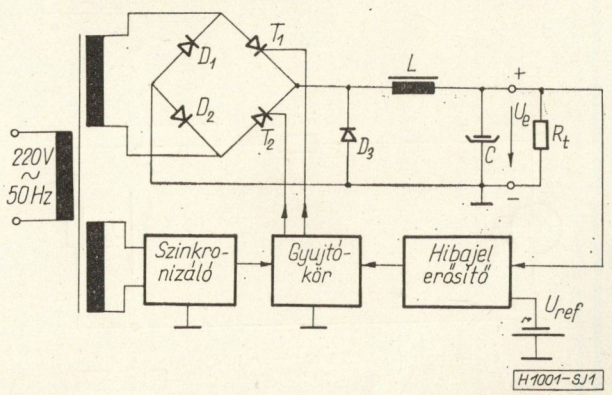
ahol

$$m = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \tag{3}$$

a kimenőosztó osztásviszonya ($m \geqq 1$). Legyen

$$U_e = U_{e0} + \Delta U_e$$

U_{e0} az egyenfeszültség névleges értéke,



1. ábra

ΔU_e az egyenfeszültség megváltozása. Mivel

$$U_{ref}=\frac{U_{e0}}{m}, \tag{4}$$

ezért

$$\Delta U_h=\frac{\Delta U_e}{m} \tag{5}$$

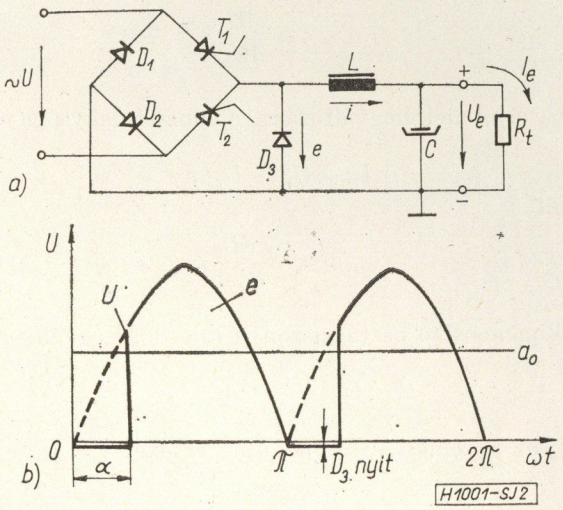
A gyújtóáramkört a 4. ábra alapján a G „erősítés" paraméterével adjuk meg, definíció szerint;

$$G=\frac{\Delta\alpha}{\Delta U}\left[\frac{\text{rad}}{\text{mV}}\right] \tag{6}$$

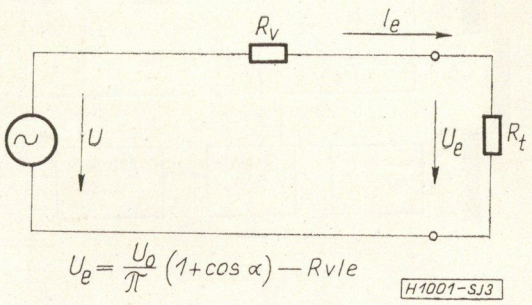
A továbbiakban bemutatjuk, hogy az elektronika leglényegesebb paramétere a GA erősítés szorzat. Az egyenirányítóhíd Thevenin helyettesítő kapcsolását a 3. ábra szemlélteti. Az U feszültség-generátor hullámalakját a 2. ábra tünteti fel. Az R_v veszteségi ellenállás az egyenirányítóhíd teljes veszteségét jelenti. A terhelésen megjelenő egyenfeszültség

$$U_e=\frac{U_0}{\pi}(1+\cos\alpha)-R_vI_e \tag{7}$$

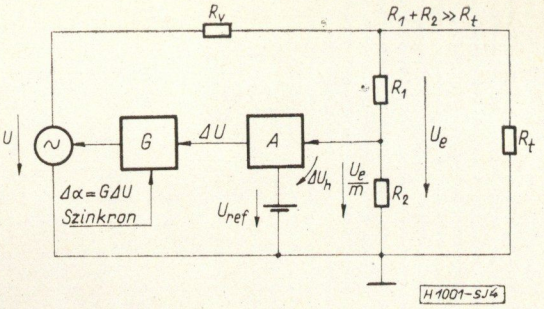
Visszaszabályozás esetén (stabilizátor) a kimenő egyenfeszültség változása vezérli a Thevenin ekvivalens áramkörben szereplő feszültség-generátor feszültségét. A vezérlés módját a 4. ábra magyarázza. A vezérlőkör a feszültség nagyságát a gyújtási szög megváltoztatásával ($\Delta\alpha$) vezérli.



2. ábra



3. ábra



4. ábra

Tegyük fel, hogy a kimenő egyenfeszültség változik ΔU_e-vel, az U_0 vagy az I_e vagy mindkettő változása miatt, ekkor a 4. ábra szerint

$$\Delta U_h=\frac{\Delta U_e}{m} \tag{5}$$

hibajel keletkezik.

A hibajelerősítő kimenőfeszültsége:

$$\Delta U=A\Delta U_h=\frac{A}{m}\cdot\Delta U_e \tag{8}$$

Ez lesz a gyújtóáramkör bemenőfeszültsége is. A gyújtóáramkör által létrehozott gyújtási szög megváltozás:

$$\Delta\alpha=G\Delta U=G\frac{A}{m}\cdot\Delta U_e \tag{9}$$

A 3. ábrára vonatkozó (7) egyenlet a 4. ábránál a következőképpen módosul:

$$U_{e0}+\Delta U_e=\frac{U_{00}+\Delta U_0}{\pi}\cdot[1+\cos(\alpha_0+\Delta\alpha)]-R(I_{e0}+\Delta I_e) \tag{10}$$

A zérus indexek a névleges (közép) értékre utalnak. A (9) egyenletből $\Delta\alpha$ értékét a (10) egyenletben helyettesítjük, ily módon a ΔU_e-re nézve transzcendens egyenlethez jutunk. Az egyenlet egyszerűen kiértékelhető, ha csak kis változásokat tekintünk.

Alkalmazzuk az alábbi trigonometriai azonosságot:

$$\cos(\alpha_0+\Delta\alpha)=\cos\alpha_0\cos\Delta\alpha-\sin\alpha_0\sin\Delta\alpha$$

mivel $\Delta\alpha$ kicsi, ezért $\cos\Delta\alpha\simeq 1$ és $\sin\Delta\alpha\simeq\Delta\alpha$ így tehát

$$\cos(\alpha_0+\Delta\alpha)\simeq\cos\alpha_0-\sin\alpha_0\Delta\alpha \tag{11}$$

Alkalmazzuk ezt a közelítő azonosságot a (10) egyenletre és beszorzás után a másodrendű kis mennyiségeket hanyagoljuk el. Így az alábbi egyenlethez jutunk:

$$U_{e0}+\Delta U_e=\frac{U_{00}}{\pi}(1+\cos\alpha_0)-R_vI_{e0}+$$

$$+\frac{1}{\pi}(1+\cos\alpha_0)\Delta U_0-\frac{U_{00}\sin\alpha_0}{\pi}\Delta\alpha-R_v\Delta I_e \tag{12}$$

Helyettesítsük $\Delta\alpha$ helyébe a (9) kifejezést és bontsuk két egyenletre a (12) egyenletet. Az egyik egyenlet a névleges értékek között írja le a kapcsolatot:

$$U_{e0}=\frac{U_{00}}{\pi}(1+\cos\alpha_0)-R_vI_{e0} \tag{13}$$

Az egyenlet a (7) egyenlettel azonos, tehát a visszacsatolás a névleges értékek között nem változtatja meg az összefüggést.

A változásokra érvényes egyenlet, rendezés után:

$$\Delta U_e = \frac{1+\cos\alpha_0}{\pi\left[1+GA\frac{1}{m\pi}U_{00}\sin\alpha_0\right]}\Delta U_0 - \frac{R_v}{1+GA\frac{1}{m\pi}U_{00}\sin\alpha_0}\Delta I_e \tag{14}$$

Ez utóbbi egyenletből kiolvasható a stabilizátor szabályozási jósága és belsőellenállása:

$$S=\left.\frac{\Delta U_0}{\Delta U_e}\right|_{\Delta I_e=0}=\frac{\pi\left[1+GA\frac{1}{m\pi}U_{00}\sin\alpha_0\right]}{1+\cos\alpha_0} \tag{15}$$

$$R_b=-\left.\left(\frac{\Delta U_e}{\Delta I_e}\right)\right|_{\Delta U_0=0}=\frac{R_v}{1+GA\frac{1}{m\pi}U_{00}\sin\alpha_0} \tag{16}$$

Célszerűbb az U_{00}-t U_{e0}-val helyettesíteni. A helyettesítést a (13) egyenlet alapján végezzük el, de az eredmény egyszerűsítése végett elhanyagoljuk az R_vI_{e0} tagot. Így a szabályozási jóság és a belsőellenállás egy másik kifejezése:

$$S\simeq\pi\frac{1+\frac{GA}{m}\frac{\sin\alpha_0}{1+\cos\alpha_0}U_{e0}}{1+\cos\alpha_0} \tag{17}$$

$$R_b\simeq\frac{R_v}{1+\frac{GA}{m}\frac{\sin\alpha_0}{1+\cos\alpha_0}U_{e0}} \tag{18}$$

mivel $U_{ref}=\frac{U_{e0}}{m}$. Így a szabályozási jóság és a belsőellenállás a következő módon is kifejezhető:

$$S\simeq\pi\frac{1+GA\frac{\sin\alpha_0}{1+\cos\alpha_0}U_{ref}}{1+\cos\alpha_0} \tag{19}$$

$$R_b\simeq\frac{R_v}{1+GA\frac{\sin\alpha_0}{1+\cos\alpha_0}\cdot U_{ref}} \tag{20}$$

Mivel a (11) trigonometrikus közelítő azonosság tetszőleges α mellett is igaz (nemcsak α_0-nál), ezért az ennek segítségével levezetett egyenletek is igazak bármilyen α-ra a $0\leq\alpha\leq\pi$ tartományban.

A szabályozási jóság és a belsőellenállás a munkaponti szög függvénye, a legrosszabb paramétereket α_{min}-nál kapjuk. A pesszimális paraméterek:

$$S_{min}\simeq\pi\frac{1+GA\frac{\sin\alpha_{min}}{1+\cos\alpha_{min}}U_{ref}}{1+\cos\alpha_{min}} \tag{21}$$

$$R_{b\,max}\simeq\frac{R_v}{1+GA\frac{\sin\alpha_{min}}{1+\cos\alpha_{min}}U_{ref}} \tag{22}$$

A két szabályozási paraméter egymástól függetlenül nem írható elő. Az alkalmazás szempontjából fontosabb paraméterre méretezünk és ebből számítható a kevésbé lényeges paraméter. A két utóbbi egyenlet szorzata:

$$S_{min}\cdot R_{bmax}=\frac{\pi R_v}{1+\cos\alpha_{min}} \tag{23}$$

A pesszimális paraméterek szorzatát az egyenirányító R_v vesztesége és a választott minimális gyújtási késleltetési szög (α_{min}) határozza meg.

Írjuk elő a szabályozási jóság minimális értékét, így a maximális belsőellenállás:

$$R_{b\,max}=\frac{\pi R_v}{S_{min}(1+\cos\alpha_{min})} \tag{24}$$

Tegyük ezt egyenlővé a (22) egyenlettel. Az egyenletben csak a GA szorzat ismeretlen. Fejezzük ezt ki.

$$GA=\frac{1}{U_{ref}}\cdot\frac{1+\cos\alpha_{min}}{\sin\alpha_{min}}\cdot\left[\frac{S_{min}}{\pi}(1+\cos\alpha_{min})-1\right] \tag{25}$$

ez az egyenlet írja elő a követelményt a gyújtókör és a hibajelerősítővel szemben. Mivel tetszőleges A erősítésű erősítőt egyszerű realizálni, ezért először a gyújtóáramkört célszerű megtervezni. Az adott kapcsoláshoz a G értéket vagy számítással, vagy méréssel határozzuk meg. Az ily módon nyert G értékhez az egyenlet alapján a szükséges A erősítés számítható.

Írjuk elő a belsőellenállás megengedett maximális értékét, ekkor a szabályozási jóság minimális értéke:

$$S_{min}=\frac{\pi R_v}{R_{bmax}(1+\cos\alpha_{min})} \tag{26}$$

Tegyük ezt egyenlővé a (21) egyenlettel és fejezzük ki a GA szorzatot.

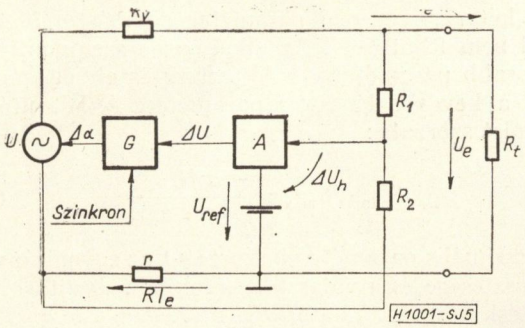
$$GA=\frac{1}{U_{ref}}\frac{1+\cos\alpha_{min}}{\sin\alpha_{min}}\left(\frac{R_v}{R_{bmax}}-1\right) \tag{27}$$

2. A szabályozási paraméterek javítása

A szabályozási paraméterek közvetlenül a GA szorzat növelésével javíthatók. E szorzat növelése nyilvánvalóan az A növelésével érhető el. Az erősítés növelése tranzisztor többletet jelent a hibajelerősítőben. Elvben ideális paramétereket csak $GA=\infty$ esetén lehet elérni, amihez végtelen számú tranzisztor szükséges. Áram- és (vagy) feszültség-visszacsatolással egy munkapontban ideális szabályozási paramétereket nyerhetünk véges GA szorzat esetén is. E visszacsatolások az ideális munkaponton kívül is — jelentősen javítják a szabályozási paramétereket.

Vizsgáljuk először az áramvisszacsatolást. Az analízist az 5. ábra szerint végezzük el. A hibajelerősítő és a hibajelosztó közé a feltüntetett módon egy r (mΩ nagyságrendű) ellenállást építünk be. Az r ellenálláson keletkező feszültségesés miatt a hibajel nagysága megváltozik, áramvisszacsatolás jön létre. Ez az áramvisszacsatolás a stabilizátor belsőellenállását csökkenti. Az ábra alapján a hibajel:

$$\Delta U_h=\frac{\Delta U_e}{m}-r\Delta I_e \tag{28}$$



5. ábra

ehhez tartozó szögváltozás:

$$\Delta\alpha = GA\left[\frac{\Delta U_e}{m} - r\Delta I_e\right] \tag{29}$$

$\Delta\alpha$-t helyettesítsük a (12) egyenletbe. A névleges értékre vonatkozó összefüggés most sem változik. Az egyenletből rendezéssel kapjuk ΔU_e-t:

$$\Delta U_e = \frac{1+\cos\alpha_0}{\pi\left[1+GA\frac{1}{m\pi}U_{00}\sin\alpha_0\right]}\Delta U_0 - \frac{R_v - rGA\frac{U_{00}\sin\alpha_0}{\pi}}{1+GA\frac{1}{m\pi}U_{00}\sin\alpha_0}\Delta I_e \tag{30}$$

Látható, hogy az áramvisszacsatolás a szabályozási jóságra hatástalan. Az U_{00}-t az ismertetett módon fejezzük ki U_{ref}-el, így a belsőellenállásra az alábbi kifejezést kapjuk:

$$R_b = \frac{R_v - rGA\frac{\sin\alpha}{1+\cos\alpha}U_{ref}}{1+GA\frac{\sin\alpha}{1+\cos\alpha}U_{ref}} \tag{31}$$

A belsőellenállás jelentősen változtatható r-el, sőt egyetlen munkapontban zérussá is tehető. A számláló zérussá tevésével $R_b=0$. Az ehhez tartozó visszacsatoló ellenállás értéke:

$$r = \frac{1}{U_{ref}}\cdot\frac{R_v}{GA}\cdot\frac{1+\cos\alpha}{\sin\alpha} \tag{32}$$

Ha az r értéket az α_0 névleges értéknél határozzuk meg, akkor

$$R_b > 0, \text{ ha } \alpha_{min} \leqq \alpha < \alpha_0 \text{ és}$$

$$R_b < 0, \text{ ha } \alpha_0 < \alpha \leqq \alpha_{max}.$$

Negatív kimenőellenállást nem engedünk meg, ezért r értékét az α_{max}-nál kell számítani, tehát

$$r = \frac{1}{U_{ref}}\cdot\frac{R_v}{GA}\cdot\frac{1+\cos\alpha_{max}}{\sin\alpha_{max}} \tag{33}$$

ezt visszahelyettesítve az R_b képletébe megkapjuk, hogy a belsőellenállás milyen módon változik a gyújtási szög változásával.

$$R_b = R_v\frac{1-\left(\frac{1+\cos\alpha_{max}}{\sin\alpha_{max}}\right)\cdot\frac{\sin\alpha}{1+\cos\alpha}}{1+GAU_{ref}\frac{\sin\alpha}{1+\cos\alpha}} \tag{34}$$

Megjegyezzük, hogy ez esetben a (23) egyenlet nem érvényes, azaz visszacsatolás esetén az $R_{b\,max}$ és S_{min} értékét egymástól függetlenül előírhatjuk.

A szabályozási jóságot feszültség előreszabályozással lehet jelentős mértékben javítani. Végezzük el az analízist a 6. ábra alapján. Az R_1R_2 feszültségosztó közepét az R_0 ellenálláson keresztül az U_{S0} segéd egyenfeszültségforrás táplálja. U_{S0} nem stabilizált, ingadozása a hálózati feszültség ingadozásával azonos.

Legyen az U_0 és U_{S0} között a viszony l, tehát

$$U_{S0} = lU_0$$

mivel U_{S0} és U_0 azonos módon változik, ezért

$$\Delta U_{S0} = l\Delta U_0 \tag{35}$$

A ΔU_{S0} változás $\frac{1}{k}$ része jut a hibajelerősítő bemenetére. A stabilizátor kimenőellenállása az R_1, R_2 ellenállások mellett zérusnak vehető, így az R_1, R_2 ellenállásokat párhuzamosan kapcsoltnak kell tekinteni. A k feszültségosztás tehát

$$k = \frac{R_0 + R_1\times R_2}{R_1\times R_2} \tag{36}$$

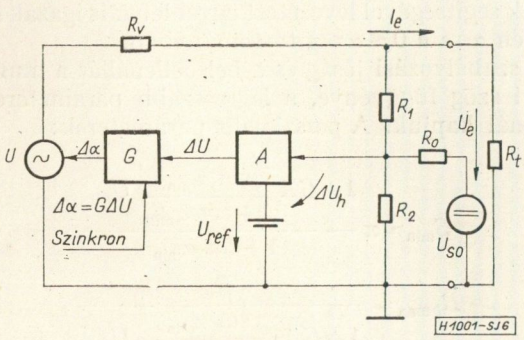
Az erősítő bemenetére érkező hibajel:

$$\Delta U_h = \frac{\Delta U_e}{m} + \left(\frac{l}{k}\right)\Delta U_0 \tag{37}$$

és a gyújtási szög változás:

$$\Delta\alpha = GA\left[\frac{\Delta U_e}{m} + \left(\frac{l}{k}\right)\Delta U_0\right] \tag{38}$$

$\Delta\alpha$-t helyettesítsük a (12) egyenletbe. A névleges értékekre vonatkozó összefüggés most is változatlan



6. ábra

marad. A változásokra érvényes egyenletet ΔU_e-re rendezzük:

$$\Delta U_e = \frac{\frac{1}{\pi}(1+\cos\alpha_0) - \left(\frac{l}{k}\right) GA \frac{U_{00}\sin\alpha_0}{\pi}}{1+GA\frac{1}{m\pi}U_{00}\sin\alpha_0}\Delta U_0 - \frac{R_v}{1+GA\frac{1}{m\pi}U_{00}\sin\alpha_0}\Delta I_e \qquad (39)$$

A feszültség előreszabályozás a belsőellenállásra hatástalan, a szabályozási jóság viszont jelentősen javul. Az egyenletből U_{00}-t U_{ref}-el helyettesítjük az ismert módon, ekkor a szabályozási jóságra az alábbi eredményt kapjuk:

$$S = \frac{1+GA_{ref}\frac{\sin\alpha}{1+\cos\alpha}}{\frac{1}{\pi}(1+\cos\alpha) - mGA\left(\frac{l}{k}\right)U_{ref}\frac{\sin\alpha}{1+\cos\alpha}} \qquad (40)$$

A szabályozási jóság végtelen, ha a nevező zérus. A végtelen nagy jósági tényezőhöz tartozó k érték:

$$k_\infty = m\pi l G A U_{ref}\frac{\sin\alpha}{(1+\cos\alpha)^2} \qquad (41)$$

Látható, hogy a szabályozási jóság is csak egyetlen munkapontban tehető végtelenné.

Ha túlszabályozást nem akarunk elérni (növekvő hálózati feszültséghez csökkenő egyenfeszültség és fordítva), akkor a k_∞ értéket α_{max}-nál kell számítani. Jelöljük az α_{max}-hoz tartozó k_∞ értéket $k_{\infty m}$-el, helyettesítsük ezt a (36) egyenletbe és fejezzük ki az R_0 ellenállást:

$$R_0 = (k_{\infty m} - 1)\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \qquad (42)$$

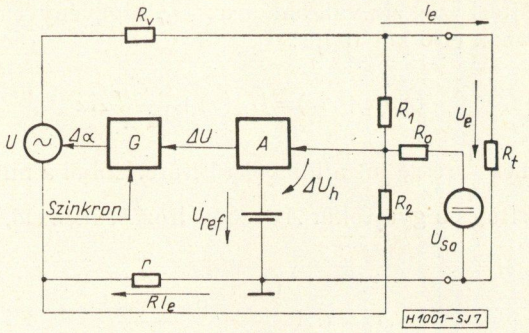
A $k_{\infty m}$-t a (40) egyenletbe helyettesítve a szabályozási jóság újabb alakját nyerjük:

$$S = \pi \frac{1+GAU_{ref}\frac{\sin\alpha}{1+\cos\alpha}}{1+\cos\alpha - \frac{(1+\cos\alpha_{max})^2}{\sin\alpha_{max}}\cdot\frac{\sin\alpha}{1+\cos\alpha}} \qquad (43)$$

Ez esetben sem érvényes a (23) összefüggés, az S_{min} és R_{bmax} egymástól függetlenül előírható. Az áramvisszacsatolást és a feszültség előreszabályozást egyidejűleg is alkalmazhatjuk (7. ábra). Ilyenkor a belsőellenállást a (34) a szabályozási jóságot pedig a (43) egyenlet határozza meg.

Tirisztoros stabilizátoroknál az S és R_b paraméterek értékei erősen változnak az α, azaz a terhelés és a hálózati feszültség ingadozás függvényében. Ez a GA szorzat növelésével sem küszöbölhető ki.

Homogén szabályozási paramétereket csak igen bonyolult gyújtó- és erősítőáramkörrel lehetne elérni, amelynek a GA szorzata a mindenkori α munkapont függvénye az S, R_b egyenletekből számítható módon.



7. ábra

3. A hibajel szűrése, a stabilizátor dinamikus tulajdonsága

A GA erősítés szorzat növelésével tetszőleges jóságú statikus paraméterek érhetők el. Ennek azonban ára van. Az igen jó minőségű stabilizátor hibajelét nagymértékben szűrni kell, ami a stabilizátor dinamikus tulajdonságát lerontja. A stabilizátor szabályozása lassú lesz, hirtelen terhelés változások kiegyenlítésére alkalmatlan.

Célunk a szükséges hibajelszűrés kiszámítása. A vizsgálatot a 8. ábra alapján végezzük el. Az ábra a hibajelszűrő C kondenzátort kivéve azonos a 4. ábrával. A kapcsolásban csak a C értéke ismeretlen, az S és R_b értékéből ismert az AG erősítés szorzat. Jelöljük a hibajelszűrés jóságát q-val

$$q = \omega RC \qquad (44)$$

ahol; $R = R_1 \times R_2$ és $\omega = 2\omega_0$

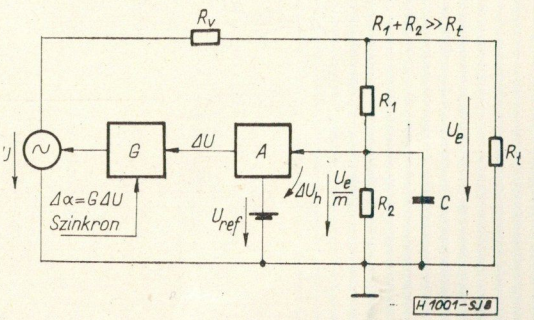
(ω_0 a hálózati feszültség körfrekvenciája). A stabilizátor kimenő-egyenfeszültségére U_{br} brummfeszültség szuperponálódik, tehát

$$U_E = U_e + U_{br} \qquad (45)$$

ahol

$$U_e = \frac{U_0}{\pi}(1+\cos\alpha) - IR_v$$

A hibajelerősítő bemenetére jutó brummfeszültség U'_{br}/q. Könnyen belátható, hogy a további számítások során nem követünk el nagy hibát, ha a brummfeszültség csúcsértékével ($\hat{U}_{br}$) számolunk, oly módon, mintha az a tirisztor gyújtása előtt már hosszabb ideje fennállna. A brummfeszültség az α gyújtási szög függvénye [1, 2, 3] $U_{br} = U_{br}(\alpha)$. Változzék a



8. ábra

gyújtási szög $\Delta\alpha$-val, akkor az $\hat{U}_{br}$ függvény Taylor-sorának első két tagja:

$$\hat{U}_{br}(\alpha+\Delta\alpha)=\hat{U}_{br}(\alpha)+\frac{\mathrm{d}\,\hat{U}_{br}}{\mathrm{d}\,\alpha}\Delta\alpha \tag{46}$$

Ennek $\frac{1}{q}$ része jut a hibajelerősítőre. Ebből a hibajelerősítő és a gyújtókör $\Delta\alpha$ szögváltozást idéz elő, azaz

$$\Delta\alpha=GA\frac{\hat{U}_{br}+\frac{\mathrm{d}\,\hat{U}_{br}}{\mathrm{d}\,\alpha}\Delta\alpha}{q} \tag{47}$$

Az egyenlet mindkét oldalán szerepel $\Delta\alpha$; fejezzük ezt ki,

$$\Delta\alpha=\frac{GA}{q-GA\frac{\mathrm{d}\,\hat{U}_{br}}{\mathrm{d}\,\alpha}}\hat{U}_{br} \tag{48}$$

Az U_e függvény α szerinti differenciálásával kapjuk, hogy

$$\Delta U_e=-\frac{U_0}{\pi}\sin\alpha\Delta\alpha. \tag{49}$$

Helyettesítsük be az előző egyenletből $\Delta\alpha$-t és az ismert módon fejezzük ki U_0-t U_{ref}-el. ΔU_e-re a következő eredményt nyerjük:

$$\Delta U_e=-\frac{mU_{\mathrm{ref}}}{q}\cdot\frac{\sin\alpha}{1+\cos\alpha}\cdot\frac{GA}{1-GA\frac{1}{q}\frac{\mathrm{d}\,\hat{U}_{br}}{\mathrm{d}\,\alpha}}\hat{U}_{br} \tag{50}$$

Fejezzük ki ebből a rendszer brummfeszültségre vonatkozó erősítését,

$$\left|\frac{\Delta U_e}{\hat{U}_{br}}\right|=\frac{mU_{\mathrm{ref}}}{q}\frac{\sin\alpha}{1+\cos\alpha}\frac{GA}{1-GA\frac{1}{q}\frac{\mathrm{d}\,\hat{U}_{br}}{\mathrm{d}\,\alpha}} \tag{51}$$

Rendezzük át az egyenletet:

$$\left|\frac{\Delta U_e}{\hat{U}_{br}}\right|=\frac{\left[\frac{mGA\hat{U}_{\mathrm{ref}}}{q}\frac{\sin\alpha}{1+\cos\alpha}\right]}{1-\left[\frac{mGA\hat{U}_{\mathrm{ref}}}{q}\frac{\sin\alpha}{1+\cos\alpha}\right]\cdot\left\{\frac{\pi}{\sin\alpha}\frac{\mathrm{d}\left(\frac{\hat{U}_{br}}{U_0}\right)}{\mathrm{d}\,\alpha}\right\}} \tag{52}$$

Az eredmény azonosítható a visszacsatolt erősítőre vonatkozó jól ismert

$$a_v=\frac{a}{1-a\beta}$$

képlettel. Ahol

$$a_v=\left|\frac{\Delta U_e}{\hat{U}_{br}}\right|$$

$$a=\left[\frac{mGA\hat{U}_{\mathrm{ref}}}{q}\frac{\sin\alpha}{1+\cos\alpha}\right]$$

$$\beta=\left\{\frac{\pi}{\sin\alpha}\frac{\mathrm{d}\left(\frac{\hat{U}_{br}}{U_0}\right)}{\mathrm{d}\,\alpha}\right\}$$

A rendszer stabil, ha a brummfeszültségre vonatkozó erősítés

$$\left|\frac{U_e}{\hat{U}_{br}}\right|<1.$$

Ez teljesül, ha

$$q\geqq GA\left[\frac{\mathrm{d}\hat{U}_{br}}{\mathrm{d}\,\alpha}+m\hat{U}_{\mathrm{ref}}\frac{\sin\alpha}{1+\cos\alpha}\right] \tag{53}$$

Látható, hogy minél nagyobb a GA erősítés szorzat, annál nagyobb szűrés szükséges a hibajelerősítő bemenetén.

Ha a q szűrési jóság nem elég nagy, akkor az (53) egyenlőtlenség nem minden munkapontban teljesül. Azokban a munkapontokban, ahol az egyenlőtlenség nem teljesül, ott a stabilizátor néhány Hz körüli frekvenciával gerjed.

A szűréshez szükséges kondenzátor kapacitása:

$$C\geqq\frac{q}{\omega R} \tag{54}$$

A stabilizátor válaszideje (pl.: terhelés változásra) a $\tau=CR$ nagyságrendjében van.

Abban az esetben, ha igen jó statikus szabályozási paramétereket kívánunk elérni, szükségszerűen a GA szorzat nagy, ezért a CR időállandó is nagy lesz. Ez viszont általában nem engedhető meg. Úgy tűnik, hogy jó statikus paraméterekkel (S, R_b) rendelkező tirisztoros stabilizátor csak rossz dinamikus tulajdonsággal készíthető el. Szerencsére nemcsak kompromisszumos megoldás létezik. Jó eredményre vezet a kompenzálással történő szűrés vagy a Miller-effektus felhasználása. Ezzel kapcsolatban az [1] irodalomra utalunk.

IRODALOM

1. *Saufert J.:* Tirisztoros feszültségstabilizátorok I—II. Vilati jelentés, 1969.
2. *Saufert J.:* Négy- és ötrétegű félvezető kapcsolóeszközök. MTI — 4686. kézirat, 1969.
3. *J. L. Storr:* Critical inductance for half-controlled thyristor rectifiers. Electronic Eng. Apr. 1966.

N. O. JOHANNESSON
Telefonaktiebolaget LM Ericsson

A jövő hírközlési rendszereinek szolgáltatásai

ETO 621.391.3:313

A hírközlési rendszereket két általános csoportba lehet beosztani: *a)* szétosztói rendszerek, úgymint a rádió és tv-adók, *b)* a ponttól pontig forgalom rendszerei, úgymint a telefon és a telex.

Ebben a munkában csak a ponttól pontig rendszerekről tárgyalunk.

Általános tényezők és irányzatok

A különböző általános tényezők hatását a jelen és jövő hírközlésre az alábbi pontokba lehet csoportosítani:

— a nemzeti beruházások megítélése,

— a telefonigazgatóságok kívánságai,

— irányzatok az általános technológiában.

A nemzeti beruházások megítélése

Arányosság tapasztalható egy ország telefonjainak a száma és az ország általános gazdasági fejlődése között, mely utóbbit az Össz Nemzeti Termelés (ÖNT) formájában lehet értékelni. Sok esetben a telefonok számának évenkénti növekedés aránya kétszerese az ÖNT növekedésének. De az is nyilvánvaló, hogy ÖNT nem az egyetlen meghatározója a telefonok számbeli növekedésének. Nagy különbségek vannak országonként a telefon használhatósága és a használati költségek terén, mint ahogy az az 1. ábrán látható. Az ábra a 100 lakosra eső telefonok számát és az egy évre eső költségét mutatja 600 helyi beszélgetések megfelelő használatnál.

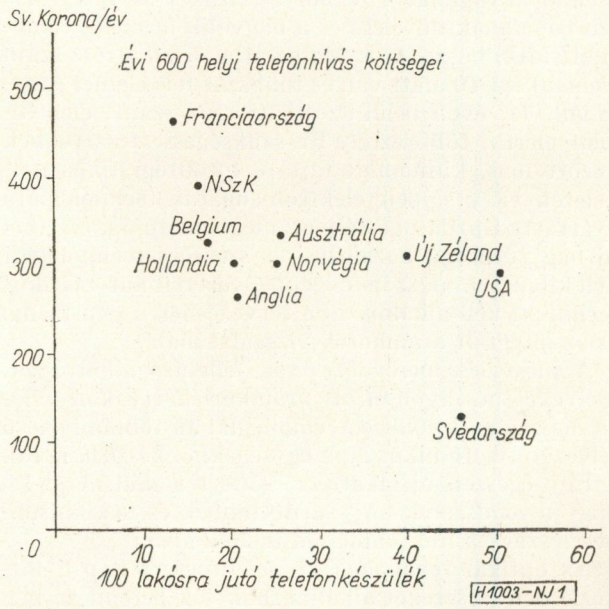
A különbségek a különböző országok között részben a politikai döntéseknek köszönhetők. A kormányok különböznek a jó hírközlésre vonatkozó felfogásaikban és abban, hogy mennyi pénzt lehet beruházásra fordítani.

Természetesen a különbségek a telefonigazgatóságok szervezetének méretétől és általános politikájától is függenek. Az irányzat ma az, hogy növekvő megértésre találjon a hírközlés jelentősége a modern társadalomban. Sok országban már tervezés folyik a telefonszolgáltatás gyors növelése és megjavítása érdekében. Svédországban régi tradíciói vannak a telefóniának mind az üzemet, mind a gyártást tekintve. A svéd kormány korán megvalósította a jó telefonszolgáltatást az egyes állampolgár, valamint nemzet jólétének érdekében, és lehetőséget adott a telefonigazgatóságnak arra, hogy a követeléseknek eleget tudjon tenni. Az LM Ericsson gyár, ma is úgy mint azelőtt, arra törekszik, hogy megbízható berendezéseket állítson elő elfogadható áron, a rendelkezésre álló legmodernebb technológia alapján. A gyár erősen növekedett a saját érdemei segítségével, minden különleges szokásos védővám nélkül.

A telefonigazgatóságok kívánságai

Svédországban a telefonok legnagyobb száma magánlakásokban található, de a telefonforgalomból származó bevétel legnagyobb része a gyáraktól, kekereskedelemtől és az igazgatóságoktól ered. Ugyanez a bevételi arány áll fenn a legtöbb országban és az irányzat láthatólag az, hogy a telefonigazgatóságok növekvő gondot fordítanak a jövőben a professzionális telefonhasználók speciális szükségleteire. A jövő hírközlési rendszerekre nagy hatással lesznek az igazgatóságoktól jövő ilyesfajta piaci szempontok.

A telefonigazgatóságok kívánságai tehát sok technikai koncepció elbírálásának alapját képezik. Nagyon gyakran a forgalmi problémák különböző módon oldhatók meg, körülbelül azonos technikai eredmények elérése mellett. A megoldás megválasztására befolyással van az igazgatóságok véleménye, mi felel meg legjobban a jelenlegi berendezéseiknek, valamint az, hogy mi ad legnagyobb változtathatási lehetőséget a jövőben. Néha csak egy megoldás szabványosításáról van szó. A nemzetközi együttműködés és a döntéshozás a CCIR, CCITT és a IFRB-ben különös jelentőségű volt a forgalmi szolgáltatások fejlődésében.



1. ábra

A Svéd Műszaki Hét keretében elhangzott előadás. Beérkezett: 1970. I. 28.

Irányzatok az általános technológiában

Nem kíséreljük meg ennek az óriási témának részletekben való megtárgyalását, csak néhány egyéni véleményt óhajtunk nyilvánítani egyes érdekesebb részletre vonatkozólag.

A telefónia eddigi története során a technológia legtöbb ágazata gigantikus lépésekkel haladt előre és a fejlődés sokkal gyorsabbnak látszik az utóbbi 10—20 év alatt. Érdemes felismerni azonban, hogy a különböző technológiák színvonala nem fejlődik folyamatosan egyidőben, hanem megnyugszik egy bizonyos magaslaton hosszabb-rövidebb időre, mikor a kérdéses technológia elér egy bizonyos érettséget.

Anyag és alkatrész

A hagyományos, leggyakrabban használt telefonanyagok, a réz és az ón egyre költségesebbek és a fejlődési irányzat a hatásosabb kihasználás és olcsóbb helyettesítő anyag elérése. A rézvezeték átmérője az új helyi kábelekben csökken és nagyobb erőfeszítést fordítanak az alumíniumvezetékek használatának kutatására. Az ólom kábelköpenyt helyettesítették alumíniummal vagy műanyaggal.

A műanyagok növekvő, széles körű alkalmazásra találtak, úgyis mint kiváló szigetelő anyagok, és mint a hagyományos fémek helyettesítő anyagai.

A ferrit anyagokat széles területen használják, megkísérlik megtartani, mint a hírközlés egyik legkiválóbb eszközét. De lehet találni konkurráló anyagokat az újabb technológiában: ferritmagos memória helyettesíthető lapított huzalú memóriával, mágnes vékonyfilm memóriával, vagy valamilyen félvezetős memóriával. A rezgőköri ferrit tekercsek bizonyos alkalmazásoknál helyettesíthetők mechanikai rezonátoros szűrőkkel, például monolitikus kvarcszűrőkkel.

A félvezetőket tekintve a tranzisztorok csaknem 20 éve léteznek, az integrált áramkörök 10 évesek és azt egy kissé nehéz pontosan megjósolni, hogy hová fejlődik a félvezetőtechnika a következő tíz év alatt. Az azonban látható, hogy a szilícium megmarad domináló anyagnak. További célkitűzés az integrálás színvonalának növelése és a nagyobb mértékű tömörített MOS használata. Ma az átlagos alkatrész szám elemenként 10 alatt van és többszáz féle elemet gyártanak. Tíz éven belül az alkatrészek száma elemenként eléri a több ezret. Ez szükségessé tesz többek között más, kifinomult fajtájú fotolitografikus műveletet vagy éppen elektron-sugaras technológiájú gyártást. Gazdaságosság és megbízhatóság céljából új nagysűrűségű huzalozási és szerelési technológiát kell kifejleszteni, számológéppel vezérelt automatikus technikát kell alkalmazni a tervezésnél, a gyártásnál és az integrált áramkörök vizsgálatánál.

A hírközlési berendezés sok jellemző alkatrészét, melyeket ma nyomtatott áramköri kártyákon valósítanak meg, a hybrid technológiában többműveletű félvezetős keramikus lapú egységekből készítik majd.

Egy egészen új alkatrész csoport alakul majd ki, hogy a rendszerek még sűrítettebbek és flexibilisebbek lesznek a mikrohullámú technikában.

Az optikai technológia is jelentőséget kap a hírközlésben: lasereket alkalmaznak sok berendezésben és holográfiát adattárolásra és visszanyerésre.

Az utóbbi 10 esztendőben bevezetett legtöbb új eszköz és anyag ára erősen eső tendenciát mutat, mert a tömeggyártás, a jobb gyártási folyamat és az élénk versengés a világpiacon előnyös az ár szempontjából. De az nem valószínű, hogy ugyanaz fennáll majd minden jövőbeli alkatrész esetében. Például a tantál kondenzátorok kezdenek drágábbak lenni, a tantál kifogyása miatt. Bizonyos érettségi színvonal is érezhető a félvezetők területén, mint például a planartechnika.

Jó példa a kialakult technológiai színvonalra az elektromechanikus érintkező a jelfogókon és a kapcsológépekben. A legtöbb telefonos jellegű alkalmazásban még mindig ez a legmegfelelőbb választás a félvezetők előretörése ellenére is.

Néhány általános, a hírközlésben különösen jelentős irányzat

A jövőben egyre gyakrabban találkozunk majd az elektromos számológépek használatával, ami a hírközlésnek új és bővült piacot nyújt.

A sávszélesség költsége a hírközlésben folyamatosan csökkeni fog.

Az információ kezelésének és feldolgozásának a költsége csökken, amikor az információkat át lehet formálni elektromos jelekké. A hagyományos postai műveletek ára viszont növekedni fog.

Az energiafejlesztés watt és 100 watt nagyságrendben olcsóbbodni fog és hatásossabbá válik, ami új lehetőségeket teremt, például a kis hatótávolságú short-hop mikrohullámú rendszerek számára.

Különleges irányzatok a hírközlésben

A hírközlésben funkció szempontjából három csoportot különböztetünk meg:

a) az információ átalakítása elektromos jelekké és a visszaalakítás a különböző ki- és bemeneti egységek segítségével;

b) az információ átvitele;

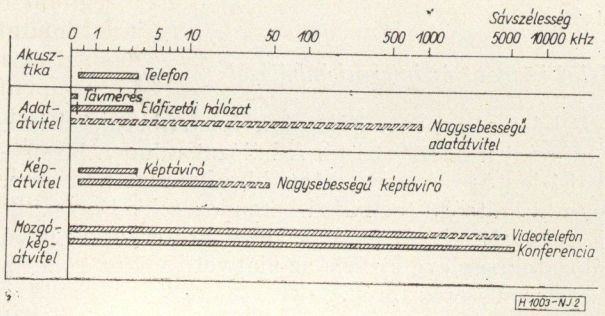
c) az információt vivő utak választása (kapcsolás).

Általában ugyanazt az átviteli rendszert lehet használni a különböző fajta információknál és bizonyos mértékig fennáll ez a kapcsolókra is. A ki- és bemeneti egységeket azonban egy meghatározott hírközlési rendszer részére készítik és ezért ezeket meg kell tárgyalni először a rendszer tulajdonságai szempontjából.

Ki- és bemeneti egységek

A 2. ábrán áttekintést adunk a különböző szolgáltatásokról és az ezekhez szükséges sávszélességről.

A telefónia megkísérli, hogy megmaradjon az embertől emberig történő hírközlésben a legfontosabb eszköznek. A telefonkészülék meglehetősen egyszerű áramköri megoldásokra korlátozódott költség meggondolási szempontból, mert a telefonrendszerben nagy számban fordul elő. Az integrált áramkörök



2. ábra

megjelenésével a sokkal tömörebb (és csak kevéssel drágább) készülék az egész rendszerre nézve előnyösebb összköltséget eredményez, mert a központokban egyszerűsítéseket és csökkentett vezetékátmérőt eredményez. A jövő előfizetőinek elektronikus telefonkészülékei a következők szerint jellemezhetők:

— a szénmikrofont kicserélik egy illesztett elektroakusztikus adóra,
— automatikusan és manuálisan vezérelhető az erősítés,
— billentyűs a számtárcsázás,
— hangjeles hívás,
— nagyobb lehetőség forma- és színválasztásra,
— dugaszolható egységek a különböző, kiegészítő berendezésekhez, úgymint telefax, automatikus hangfelvevés és válaszolás, adatküldés stb.

A hangos-beszélő telefonkészülékekben sokkal kifinomultabb áramköröket alkalmaznak és sokkal gyakoribb lesz az ilyen készülékek használata.

A billentyűs számtárcsázás kiegészül különböző fajta szalagos vagy vezetékes memóriával ellátott automatikus tárcsázó berendezésekkel. Így minden előfizető úgy használhatja a telefonkészülékét, mintha az egy egyszerűbb fajta adatszolgáltató berendezés volna. A számológépből visszakapott adatjellegű válaszok a vokoderből kapott, hallható válaszok, amit egy számológép vezérel. Pénzügyi átutalási megbízatások elvégezhetők személyi „azonosító kártya" és kód segítségével.

A telex kiépítése sokkal gyorsabban haladt előre Európában, mint a telefoné, és ez az irányzat folytatódik. A készülékek meglehetősen megbízhatóak, de zajosak és kissé drágák. Azon dolgoznak, hogy az írássebességet növeljék és néhány új elvet próbáljanak ki.

A modern társadalomban szükség van néhány lassúbb működésű távmérő és hibajelző rendszerre a gyártási folyamatok ellenőrzésére, forgalomellenőrzésre, orvosi elektronikára, tűz- és betörésjelzésre, lég- és vízszennyeződés ellenőrzésére stb. A jövőben nagyobb szabványosítást akarnak bevezetni a rendszereknél ezen a területen is.

A telex részére külön hálózat van, a telefonhálózattól függetlenül. A távmérésre külön bérelt vonalakat vagy a telex-, illetve a telefonhálózatot lehet felhasználni, az alkalmazástól függően.

Az adatátviteli rendszereket a legnagyobb részben úgy tervezték, hogy a meglevő telefoncsatornákat használják fel és bizonyos számú rendszert szabványosítottak a CCITT-ben, amint az közismert. A számológépipar nagyobb sebességet, nagyobb átviteli megbízhatóságot és alacsonyabb költséget követel meg. A jövő fejlett rendszereket követel automatikus futási idő kiegyenlítéssel és növekvő ellenállóképességet a tévedéshullám (error bursts) ellen.

Az adatközlést szolgáló csatornák száma kezd gyorsan növekedni egy stagnáló periódus után. Ez a változás mely különösen a számológépiparban ideiglenesen fennálló programmozóhiány krízisnek köszönhető, a telefonigazgatóságokat óvatosságra kényszeríti és az adatközlés szolgáltatásait meglehetősen drágává teszi. Remélhetőleg ezek véleménykülönbségek a közeljövőben megszűnnek.

Néhány telefonigazgatóság elektronikus számológép szolgálatot tervez a tudományos, technikai, közületi és könyvtári előfizetők számára.

Az adatközlés a könyvtáraknál és központi irattáraknál nagy jelentőségű lesz a jövőben. De a jelenlegi árirányzat, forma és kivitelezés mellett egy bizonyos adatközlési forgalom elvész.

Nagy sávszélességű (1 MHz), nagysebességű adatrendszereket használnak néhány esetben a számítógéptől számítógépig forgalomban és ez még általánosabb lesz a jövőben. Sok igazgatóság különleges adatátviteli hálózatot óhajt alkalmazni, a telefonhálózattól teljesen függetlenül. A vevők szempontjából kívánatos volna a különböző gyártmányú számológépek és adatvégállomási berendezések közötti nagyobb összeegyeztethetőség megvalósítása.

Írásközlés

A képtáviró és a fakszimile berendezéseket meglehetősen régóta használják a telefonvonalakon a hírszolgálati irodák, meteorológiai intézetek stb. A másolási technika fejlődése új típusú másolókészülékeket tett szükségessé, amelyek megbízhatóak, meglehetősen gazdaságosak és egyszerű működésűek és éppen mostanában kezdenek növekvő piacot találni a különböző igazgatóságoknál. A jelenlegi berendezések leközölnek egy A4 formájú, fekete-fehér tónusú géppel írt oldalt 6 perc alatt, de már 3 perc alatti sebességű berendezések is tervezés alatt állnak. Színes másolók is felbukkantak. Sajnos, ezen a téren nagyon keveset tettek a szabványosítás érdekében.

Az újságok, hetilapok és könyvkiadók részére több olyan távszedőrendszert helyeztek üzembe, ahol 48 kHz sávszélességet használnak. Mikor a sávszélesség olcsóbb lesz, ezek a berendezések kiegészíthetik a jelenlegi levélposta szolgáltatást. Néhány javaslatban arról is beszélnek, hogy minden lakásban saját másolóberendezés legyen közvetlenül előállítható újság stb. részére.

Különleges esetekben különböző távrajzoló-gépeket kezdtek alkalmazni. Itt a x—y írás elméletét alkalmazták a vevő oldalon és így követik az adó oldalon történő író elmozdulását. Az író helyzetét frekvenciamodulált jelzésekkel közvetítik telefoncsatornán át. Különösen a süket előfizetők részére a távrajzolás jó kapcsolat-létesítésnek mutatkozik a közönséges telefonhálózaton át.

Képközlés

Zártkörű távolbalátó rendszereket (CCTV) nagymértékben használnak napjainkban az oktatásban, forgalom ellenőrzésénél, gyári műveletek ellenőrzésénél, kórházi hírközlésnél és biztonsági szerveknél. Konferenciák megszervezését kétutas hang és CCTV kapcsolattal is megkísérelték, ami sok esetben nagyon eredményes volt, de a távolba történő átvitel magas költségei miatt elrettentek ettől. A jövőben, mikor az olcsóbb sávszélesség elérhető lesz, remélhető, hogy az előfizetők 4—5 MHz-es jó minőségű videocsatornákat bérelhetnek gazdaságosan, egy bizonyos időtartamra vagy talán kapcsolható is lesz egy szélessávú videohálózat annak nyilvános központján át.

A CCTV-től különállóan, a képtelefon-rendszereket úgy határozzák meg, hogy az egy kapcsolható hálózaton át történő, bizonyos számú előfizető közötti kombinált, kétutas, hang- és képátviteli kapcsolat. A Bell laboratóriumban, Amerikában, komoly munkát indítottak el a képtelefon (videophone) vonalán tíz évvel ezelőtt és azt korlátolt számban bevezetik néhány kiválasztott helyen a 70-es évek elején. Mint ahogy az ismeretes, a képet úgy építik fel, mint a rendes tv-ben, bár csak feleannyi vonalszámmal (250) és a sávszélességet 1 MHz-re korlátozták. Ez a választás lehetővé teszi a 4-vezetékes videoátvitelt a rendes telefonkábeleken és a 6,3 mb/s-rendszerű PCM berendezéseken. A hangáramkörök részére a szokásos telefonrendszert használják. A kapcsolatokat speciális crossbar-választókkal végzik, amelyekkel kiegészítették a rendes telefonközpontokat.

Ezt a rendszert szívesen fogadták, meglehetősen jó arctól arcig forgalmat nyújt, jó a szám-, betűvisszaadás, mikor a készüléket mint a számológéphez kapcsolt végállomásként használják, de éppenhogy csak elfogadható rajzos adásoknál, vagyis rajzok és gépírások közvetítésénél.

Az LME-ben végzett kutatások meggyőztek bennünket arról, hogy még a korlátozott sávú képtelefonos rendszeren lefolytatott beszélgetések is nagyon jó hatást keltenek az embertől emberig terjedő hírközlésnél. Valójában azt az érzést adja, hogy a társ az asztal másik oldalánál ül és úgy beszél. De az gyakran előfordul, hogy beszélgetés közben valamilyen rajzot, vagy levelet kell bemutatni és az ember hajlamos arra, hogy elégedetlen legyen, ha a kép felbontása nem elég részletes.

Sok érvet lehet a nagyobb sorszámú és alaposabban átgondolt képtelefon érdekében felhozni. Így ilyen rendszer a rövidebb kábelezéssel velejáró nagyobb sávszélességet használhatna úgy, mint az a hivatalon belüli forgalomnál van és alkalmazható volna bizonyos mérsékelt sávszélesség szűkítéssel a multiplex berendezésekhez. A képtelefont lehet mint vetítőt használni, ha azt egy központosított mikrofilmtárhoz kapcsolják, éppen úgy, mint egy adatleolvasóvevőkészüléket.

A nemzetközi szabványosítási munka nemrég kezdődött a CCITT-ben a képtávíróra vonatkozólag, sokat tanulmányozták és vitatták a különböző lehetőségeket. Minden kétség nélkül a képtelefon jelentős szerepet játszik a jövő társadalmában.

Átvitel

Helyi központ és interurbánhálózat

A telefonközponti hálózat a telefonberuházásnak több mint a felét teszi ki. A hálózat minden bizonnyal jelentős rész marad továbbra is annak ellenére, hogy kisköltségű technikai berendezésekkel egészítik ki a kábeleket. A nagy tőkebefektetés a meglevő hálózatokba eleve kizárja az alapvető változásokat a telefonrendszerek terén.

Az interurbán körzetekben továbbra is a föld alatti kábeleket alkalmazzák. Mikor könnyen kivitelezhető volt, tartalék kábelhelyeket tartottak fenn (kábelalagútakban vagy szabad kábelcsatornákban), ami olcsóbbá tette az új kábelek fektetését a szolgáltatások növekedésekor, mintha valamilyen fajta, a meglévő kábelen működő, elektronikus multiplex berendezést helyeztek volna üzembe. A nem túl távoli jövőben ennek ellentéte lesz valószínűbb.

Sok interurbán körzetben azonban nagyon költséges vagy éppen lehetetlen egy új kábel elhelyezése. Speciális rövid hatótávolságú (short-haul) vivőhullámú berendezéseket lehet alkalmazni, de a PCM rendszerek látszanak legalkalmasabbnak arrra, hogy kibővítsék a csatornák számát. Európában a 32 csatornás PCM rendszert szabványosítják.

Bizonyos különleges városi körzet esetében gazdaságosan alkalmazták a szabványos frekvenciaosztásos vivőhullámú berendezéseket kis átmérőjű koaxialkábeleken interurbán forgalom számára.

A jövőben, ahogy azt ma meg lehet ítélni, sok körzetben nagyszámú előfizetők részére kiterjedt és jó minőségű hírközlés szükséges, úgymint a telefon, nagysebességű adatközlés, képtelefon és konferencia tv részére. Ily esetekben valószínűleg sokkal gazdaságosabb a különleges, a kábelaknákban elhelyezett multiplex berendezésekkel és vonalkoncentrátorokkal kiegészített koaxiális-kábelrendszer bevezetése. Jelenleg rövid hatótávolságú frekvenciaosztásos rendszerek legfeljebb 250 MHz-es vonalfrekvenciát használnak. A későbbiekben alkalmasabb lesz nagysebességű PCM rendszer használata. A külvárosi körzetekben lehetséges „short-hop", milivatt teljesítményű mikrohullámú, milliméteres hullámokkal dolgozó linkek használata.

Vivőáramú berendezések és végberendezések

A nagytávolságú vivőfrekvenciás berendezések specifikációját szigorú nemzetközi szabványok szabályozzák, mert ezek egymással összedolgoznak a nemzetközi hálózatokban. A csatornák száma egyre szaporodott a különböző rendszerekben és a legnagyobb rendszer 10 800 telefoncsatornával rendelkezik.

Eredetileg a vivőáramú rendszert csak a telefonforgalomra tervezték, de lehetővé vált más hírközlés átvitele is. Elég korán a telefoncsatornát 24 csatornás távíró rendszer átvitelére is lehetett használni. Az adatközlés megjelenésekor a csatorna csoportfutási időkarakterisztikája elégtelennek bizonyult, de az adatátviteli rendszerek a gyakorlatban csak az 1000—3000 Hz közötti sávot használják. Ezt a ha-

tárt ki lehet terjeszteni a csoportfutási időkiegyenlítés segítségével.

A nagysebességű adatközlés részére a szabványosított 12-es és a 60-as csatorna csoportok használhatók kisebb módosítások után, ugyanis a csoportpilotot el kell vinni a sáv középső részéből az egyik felső csatornába. A megoldást hamarosan szabványosítják a CCITT-ben.

Egyre inkább használják a vivőfrekvenciás berendezéseket zenei műsor átvitelére is. A vivőfrekvenciás berendezéseket néha kiegészítik moduláló berendezésekkel a tv video csatornái részére, de remélhetőleg ezt nem alkalmazzák túl gyakran a jövőben. Különleges kódolás és jelátalakítás után lehetővé válik a képtelefon jeleinek átvitele a 300-as főcsoportban.

Vivőfrekvenciás és koaxiális kábelek

A 40-es és 50-es években szabványosították a 9,5 mm és 4,43 mm csőátmérőjű szárazföldi kábeltípusokat. A nagyobb rendszerkapacitás felé való törekvés lépésenként történt, minden lépésnél háromszorozták a csatornák számát és felére csökkentették az erősítő állomások közötti távolságot. Jelenleg a felső határ 2700 csatorna a 4,43 mm-es csöveknél és 10 800 csatorna a 9,5 mm-es csöveknél, ami megfelel a 12 MHz-es és 60 MHz-es felső frekvenciahatárnak. A 60 MHz-es rendszer valószínűleg a felső gyakorlati határt képviseli a 9,5 mm-es kábeleknél, az alapvető problémák: zaj, intermoduláció és a sorban levő erősítők száma miatt.

A víz alatti óceánkábel rendszereket sokkal maradiabban és robosztusabban tervezték. A TAT 5 kábel Amerika és Portugália között 750 csatornát tartalmaz. A műhold technika előrehaladásának következtében a további óceánkábel berendezések bevezetése érdektelenné válik.

Vivőfrekvenciás és FM mikrohullámú linkek

Az eddigi, széles körű használatban levő legnagyobb rendszerek 1800 telefoncsatornát tartalmaznak, de 2700 csatornás rendszer is megjelent már.

A mikrohullámú rendszerek olyan gazdaságosnak és flexibilisnek bizonyultak, hogy széles körökben találtak alkalmazásra. Ezért azokban az országokban, ahol nagy forgalom van, nagy frekvencia hiány tapasztalható a 2, 4, 6 és 7 Ghz-es tartományokon belül. A mikrohullámú rendszereknek általában 10—18 GHz tartományuk van. Az átviteli problémák, melyek a növekvő fading-ből származnak, ebben a tartományban megoldhatók térbeni felosztással, frekvenciatartomány váltással és az ismétlőállomások közötti távolság lecsökkentésével. Az ilyen megnövelt számú erősítővel ellátott rendszerek még mindig gazdaságosak, ami annak köszönhető, hogy az erősítők áramfogyasztása kisebb, sokkal kisebb típusú antenna szükséges és az jobban irányítható. Kiskapacitású, gazdaságos, short-hop és nagy irányíthatóságú mikrohullámú rendszereket növekvő számban alkalmaznak a speciális szélessávú szolgáltatásoknál.

Különlegesen készült FM mikrohullámú berendezések vannak tv video átvitelre és alkalmasak a nagyon nagy gyorsaságú adatközlésre is, mert az FM rendszereknek jó impulzus átvivő tulajdonságuk van.

PCM rendszerek

A PCM rendszereket már régen feltalálták, de a gyakorlati megtervezés csak a tranzisztor megjelenésekor vált lehetővé.

A PCM alapvető előnyei:

a) a jeltorzítás és a zaj főleg a kódoló és a dekódolóban keletkezik és nem az átvitelben, ami által könnyebb a hosszabb és rövidebb kapcsolatok azonos minőségű létesítése,

b) érzéketlenebb a zajra és az áthallásra,

c) elvileg könnyű megsokszorozni a különböző információk sávszélességét és jelformáját,

d) azonos alapú működési időfelosztás használható az összevonásnál és a kapcsolásnál.

Amerikában a 24 csatornás PCM berendezést először új összeköttetésként alkalmazták egy helyi hálózat ponttól pontig való forgalmában, ott ahol nagyon drága lett volna egy új kábel lefektetése. A gyakorlati tapasztalatok nagyon jók voltak. Sok más ország követte már azóta ezt a megoldást, mint kísérleti rendszert. Az angol Posta Igazgatóság meglehetősen korán nagymértékben használta a 24 csatornás PCM rendszert és digitalis-kapcsolásokat is használnak a PCM rendszerek összekötésére a tandemközpontokon keresztül. Ennek az az oka, hogy sok hálózatban nagy a kábelhiány és sok olyan öreg stepby-step központjuk van, amelyeket át kell helyezni.

Az európai kontinensen a telefonigazgatóságok nemrégen szabványosították a 32 csatornás rendszert, ami bizonyos kifinomultságot tartalmaz az eredeti amerikai rendszerrel szemben. A CCITT-ben most folyik a tárgyalás a következő nagyobb PCM rendszerrel kapcsolatban arról, hogy az 96 vagy 128 csatornából álljon, de még ennél nagyobb csatornaszámon is gondolkodnak. A PCM rendszereket, valószínűleg, egy teljesen szinkronizált hálózatba akarják bekapcsolni. A nagysebességű PCM rendszer részére feljavított kábelpárokat, koaxkábelt, mikrohullámú linkeket, műhold-linkeket, hullámvezető rendszereket és lésert lehet használni a jövőben. Az utolsó kettőt csak a nagyon nagy kapacitású berendezéseknél (10 000—20 000 csatornás) fogják alkalmazni és nem lesz gyakorlatban a 80-as évek előtt. A két állapotú impulzus forma mellett az átviteli berendezés tulajdonságaitól függően más típusú jeleket is akarnak használni, úgymint a sokszintű impulzusáram és négyfázisú modulált jeleket.

Műhold-rendszerek

A műhold-technika megjelenésével gyorsabb előrehaladás indult meg a hírközléstechnikában és forradalmasított néhány öreg módszert:

a) óriási sávszélesség volt gazdaságosan elérhető a kontinensek közötti kapcsolatoknál,

b) közvetlen kapcsolatot érhetett el két, egymással nem határos ország anélkül, hogy egy másik országnak fizetni kellett volna az átmenő forgalomért,

c) új ügynökségek és társaságok létesültek, akik döntően befolyásolják a világot átfogó forgalmat,

d) sürgősen szükségessé vált a világátfogó hírközlésen belüli együttműködés.

Az 1960-as években a nem katonai célokból használt műholdas hírközlés főleg tv-átvitelből, telefon- és adatközlésből állt a két földi állomás között, vagyis ezeket a telefonigazgatóságok által meghatározott nemzetközi kapcsolatok forgalmára használták. A következő tíz esztendőben a műholdas berendezések sok más alkalmazásra találnak, így speciális típusú adatátvitelre, sokkal több földi vevőt érintő tv- és rádióadásra. A speciális adatátvitel biztosítja a két földi állomás közötti, a műholdon keresztülmenő, navigációs adatokat is a repülők és a hajók számára, valamint az időjárási adatokat a földi állomásnak.

Eddig a telefon-műholdaknál FM rendszereket használtak, ahol országonként osztották fel a csatornákat. A következő generáció valószínűleg többirányból elérhető PCM rendszert akar, vagyis ahol a csatornákat a forgalmi szükségletnek megfelelő arányban osztják fel. Ez sokkal jobb csatornakihasználást eredményez, de kifinomult ellenőrző berendezést igényel.

A használt frekvencia a 4 és 6 GHz tartományokba esik, de mihelyt ezek betelnek az alapszolgáltatásokkal, a jövőben a 16 és 30 GHz-es sávokat lehet használni.

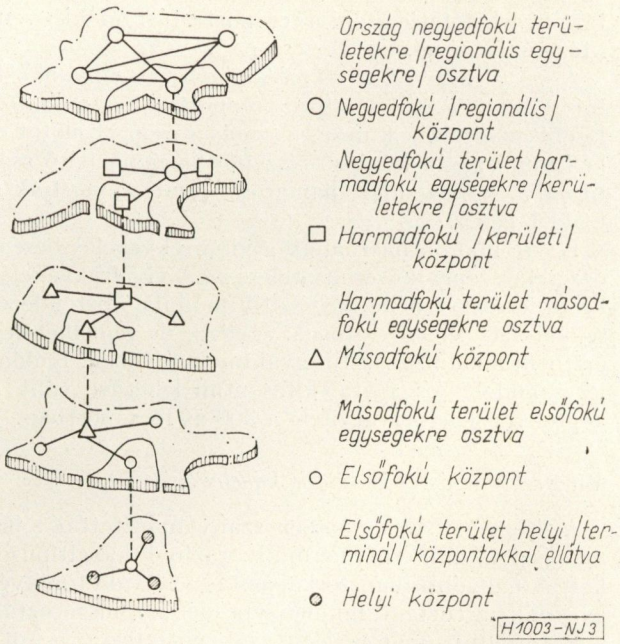
A műholdakat 36 000 km magasságban helyezik el, ami a földhöz viszonyítva egyhelyben maradást jelent és ezt a gyakorlatot a jövőben is követni fogják. A technikai előírások természetesen nagyon szigorúak a világűri berendezésekre. A hosszú átviteli szakasznak következtében áll elő a 0,3 mp-es műhold késleltetés, ami a jelenlegi visszhang-suppressorral a kétutas telefonbeszélgetést némileg megnehezíti bizonyos körülmények között. A jövőben sokkal kifinomultabb visszhang suppressort kell tervezni és talán jobban kikísérletezett folyamatot kell alkalmazni a forgalom kezelésénél.

Kapcsolás

A kapcsolás művelete sokkal nagyobb területet foglal magában, mint az a telefonközpontokban találjuk. Az alapvető feladat az, hogy kapcsolatot tegyen lehetővé egy bizonyos számú előfizető között kis veszteség és kis összberendezés-költség mellett. A rendszer előtervezés magába kell, hogy foglaljon olyan dolgokat, mint az előfizetői forgalmi szükségletek és szokások statisztikai szempontból nézett tanulmányozása, a forgalomkutatás kombinációs elmélete, a hálózattervezés, a külső egységek általános koordinációja, jelzési és számozási tervek, régi karbantartási filozófia, igazgatási műveletek, a régi berendezésekkel való illeszthetőség stb. A valóságban a telefonforgalom elméletének tudománya sok esetben alapját képezte a modern alkalmazott statisztikának és műveleti kutatásnak.

A 3. ábra a telefonhálózat hierarhikus felépítésének egy példáját mutatja be.

Az egyik legjobban méltányolt előfizetői lehetőség a jövőben az az alapvető tény lesz, hogy az előfizető



3. ábra

egy világot átfogó telefonhálózatába lesz bekapcsolva. Ez szükségessé tesz egy sokkal bonyolultabb kapcsolási felépítés kifejlődését a központosított formájú körzetválasztás ellenőrzése mellett.

A rendszer megbízhatóságának a kérdése is felmerül. A berendezés tévedési tényezője mellett versenyezni kell az emberi hiba tényezőjével. A rendszert úgy kell megtervezni, hogy az képes legyen megbirkózni egy bizonyos, az előfizető hibáiból eredő nonsens-forgalommal.

Elektromechanikus központok

A második világháború utáni technika fejlődésében a crossbar-választó dominált. Ezt eredetileg Svédországban, találták fel 50 évvel ezelőtt, de nem ért el széles körű alkalmazást, csak 25 évvel később. Ennek ellenére az 50-es évek elején volt már crossbar-központ, ami a piaci szükségleteket kielégítette. Jól megtervezett interurbán-központokat lehetett megajánlani. Az automatikus távtárcsázás a 60-as évek elején indult be. A crossbar-központok gyártása az egész világon elterjedt. Ez az irányzat folytatódik egy hosszabb ideig még, annak ellenére is, hogy a kapcsolási technika új utakat is talált. A crossbar-rendszer kezd továbbfejlődni és kiegészíthető bizonyos költséggel sokkal kifinomultabb szolgáltatásokkal.

A nyilvános hálózatokban a jövendő előfizetői lehetőségek alábbi példáit lehet megemlíteni megvalósítási sorrendben:

— teljesen automatizált távválasztás,
— billentyűs számtárcsázás,
— lerövidített számtárcsázás,
— a foglalt előfizető automatikus visszahívása,
— a hívások automatikus átirányítása,
— tudakozó és további hívások,
— konferencia hívások.

A telefonigazgatóságok saját érdekből sok működtetési és adminisztrációs műveletet automatizálnak és központosítanak:

— beszédkártya nyomtatást (toll-ticketing),
— hibaészlelést és hibamegállapítást,
— forgalmi összetevők mérését.

Az alközpontokat (PABX) már az itt említett előfizetői lehetőségekkel tervezik, és más hasonló lehetőség is éppen ilyen jól bevezethető.

Érdemes megjegyezni, hogy egy elektromechanikus választó is létezik, nevezetesen az LME kódválasztó, amelyhez nem szükséges tartóáram. Ez egy értékes kiegészítője a crossbar-választónak, különösen a PABX területén.

Az elektromechanikus központ működését jelfogó csoportok, regiszterek és markerek vezérlik, ezek egy bizonyos módon kábelezve vannak egymáshoz. A rendszer logikai változtatása gyakran a nagy munkát igényel, különösen a nagy központokban.

A crossbar és codbar kapcsolások átalakíthatók szélessávú forgalomban való használatra, mint például a videophon számára. A szélessávú forgalomnak megfelelő központok tervezése egészen egyszerűnek látszik.

Elektronikus számológéppel vezérelt (SPC) központok

Az elektronikus központok készítésének korábbi kísérletei főleg abból álltak, hogy a jelfogókat közvetlenül helyettesítették elektronikus alkatrészekkel és az eredmény nagyon kiábrándító volt az árra és a megbízhatóságra vonatkozólag. Egészen más, új korszakot jelentő eredményt értek el az elektronikus számológéppel vezérelt központokkal. Ezek technikailag lehetségessé váltak az elektronikus számológéptechnológia és az olcsó, nagykapacitású, gyorsbemenetű memóriák megjelenése révén.

Az SPC központokat programmal irányítják, amelyet a memóriába olvasnak be. A központi processor kezeli a hívásoktól beérkező jel-információkat, tárolja azokat a memória erre a célra fenntartott részében, előkészít logikus műveleteket és kivezérli a választókat a hívás elvégzése céljából.

A mai napig, az elektromechanikus érintkezők kapcsolóként való alkalmazása volt a legjobb technikai és gazdaságossági választás.

A processor és a memória általános célú jellege alapján nagy illeszthetőséget értek el a különböző jelzésrendszerre, forgalmi elrendezésre és változó feltételekre való tekintetben. Változásokat a legtöbb esetben könnyen be lehet vezetni úgy, hogy egy új programot olvasnak be a memóriába.

Az előfizetőket könnyebben juttathatják azokhoz a korábban említett különleges lehetőségekhez és azokon kívül még sok más lehetőséghez is. Az igazgatóságok különféle adminisztratív ellenőrzéseket vezethetnek be. Mivelhogy az SPC központ egyfajta elektronikus számológép, egyszerű műveletnek látszik a gócközpontból végzett különleges ellenőrzések bevezetése egy adatcsatorna segítségével.

Az SPC rendszer arra is képes, hogy a hibák helyét és okát automatikusan állapítsa meg. Külön program van az előzetes és hibakeresési karbantartás részére.

Az SPC egy új korszakot nyit meg, talán a legjelentősebbet az automatikus telefonközpont bevezetése óta. A mai napig az SPC forgalom nagyon költséges volt kis- és középközponti viszonylatban, de kiválóan bevált a nagyon bonyolult forgalmi viszonyokkal rendelkező nagy központok esetében. Mikor a nagyteljesítményű memóriák olcsóbbak lesznek, a kisebb SPC központok is gazdaságossá válnak. Az SPC technika legkörülményesebb része az alapvető program megtervezése és kivitelezése a rendszer részére és ez a munka nagyon nagy erőfeszítést követel a gyáraktól.

Telex, távirat, üzenettovábbítás, az adathálózattal való együttműködés

A telex volt a nyilvános híradástechnika leggyorsabban fejlődő szolgáltatása az utolsó évtizedben. Az elterjedés aránya előreláthatólag folytatódik a következő évtizedben, a hagyományos távírószolgálat hátrányára. A telexközpontokat jelenleg elektromechanikus formában építik és ezek magasszintű megbízhatóságot értek el. A tapasztalat azt mutatja, hogy ezek áttervezhetők elektronikus kivitelűre és az következik a fejlődésben.

A telexközpont egyik különleges válfaja az ún. üzenettovábbítási rendszer. Itt tárolják a telexüzeneteket egy rövid időre, addig míg az átviteli út szabaddá válik. Néhány üzenettovábbító központ található egyes országokban, főleg a nyilvános nemzetközi forgalom lebonyolítása részére. Ezek elektronikus számológéppel vezérelt központok. Ezekkel kapcsolatban érdemes megemlíteni, hogy speciális nemzeti és még nemzetközi adathálózatok és kapcsolóközpontok is létesültek. Így a vasúti társaságok a saját hálózatukat használják kezdettől fogva. A repülőtársaságok fejlett ülőhelyfoglalási rendszert vezettek be, elektronikus számológépeket, adat multiplexeket, központokat és végállomási berendezéseket használnak és ezek a saját tulajdonukat képezik. Az adatávitelt azonban a telefonigazgatóságoktól bérelt vonalakon kell végezniük. Ez természetesen attól függ, hogy az általános hírközlési felelősség hogyan oszlik fel a különböző szervezetek között. Hasonló saját hálozatot építettek ki a bankok, gyári szervezetek, kereskedelmi irodák és különböző hivatalos intézmények. A jellemző az, hogy az adatberendezést egyéni szervezetek a saját előírásukhoz megvásárolják, néha bérlik és ez csak kissé vagy egyáltalán nem illeszthető egy rendszerbe.

Integrált kapcsolás és átvitel

Mikor egyre több PCM rendszert alkalmaznak a hálózatban, természetes az, hogy megkíséreljék közvetlenül összekapcsolni a csatornákat digitalis alapon, így sok kódolási és visszakódolási művelet elkerülhető és ezek a műveletek nem rontják a jel—zaj arányt. A magasabb hierarchiákban működő PCM rendszerekkel kapcsolatban beható tárgyaláskat folytatnak és az IST rendszert behatón tanulmányozzák. Az IST rendszer további előnye az egyszerűség, a gyorsaság és az egyöntetűség, amellyel a különböző típusú jeleket és információkat kezelni lehet. Sok technikai követelményt, amelyek felmerültek csak az IST-vel lehet megoldani, így például a nagyon rövid bekapcsolási időt az adatforgalomnál.

Befejezés

Ez az áttekintés megkísérelte felbecsülni azokat a technikai irányzatokat, amelyek befolyásolják a jövő lehetőségeit a ponttól pontig rendszerekben. Mi, a híradástechnika szakemberei reménykedjünk a modern kommunikáció növekvő alkalmazásában az általános jólét érdekében. Részletesebben a következőket gondoljuk:

— a telefonhálózatok gyors növekedését, hogy az emberek jobban érintkezhessenek egymással,

— a híradástechnikát javított formában lehessen használni, mint pl. a képtelefont, eltüntetve ezáltal az előnytelen geográfiai elkülönültséget,

— nagy és központi könyvtárak stb. közötti kapcsolatot, növelve ezzel a szervezeti és egyéni szellemi képességet.

EGYESÜLETI HÍREK

Egyesületünk Rádió- és Televízió Szakosztálya keretében működő Színes Televízió Munkabizottság évek óta foglalkozik a színes televízió képátvitelre vonatkozó Egyesületen belüli információközlés, oktatási, irodalmi munka szervezésével.

A Munkabizottság legutóbbi, 1970. június hó 11-i ülésén jelenlevő munkabizottsági tagok meghallgatták a felkért szakemberek — témába vágó — tájékoztatását és a Magyar Rádió és Televízió előzékenysége folytán megtekintették annak színes stúdióját és francia gyártmányú (Thomson CSF) színes közvetítő kocsiját.

Az ülésen dr. Sárközy Géza ismertette a színes televízió hazai bevezetésének helyzetét, beszámolt többek között a hazai (EMV) gyártmányú színes tv-adó eddigi tapasztalatairól, az adás minőségéről. Közölte, hogy az OMFB fekete-fehér és a színes televízió teljes kérdéscsoportjára kiterjedő tanulmányt és koncepció-tervezetet dolgoz ki, amelyet annak elkészülte után Egyesületünknek is átnyújtanak, tájékoztatás és társadalmi bírálat céljából.

Nozdrovitzky László ismertette a hazánkban eddig megjelent színes tv témájú könyveket, jegyzeteket, és vázolta a Műszaki Könyvkiadó idevonatkozó jövőbeli terveit.

Az ülésen Magó Kálmán részéről javaslat hangzott el a színes televízió magyar szakkifejezéseinek egységesítésére, valamint az egységesítés eredményeinek Műszaki Értelmező Szótárban való rögzítésére.

A Munkabizottság a javaslatot helyesléssel fogadta és felkérte Laszip Sándor és S. Tóth Ferenc kollégákat a jó gondolat megvalósítását első közelítésben elvégző bizottság megszervezésére.

A Munkabizottság régebbi kezdeményezésére megszervezett „Színes televízió és a IV—V sávú technika" és „Színes tv-vevőkészülékek" című tanfolyam nagy érdeklődést váltott ki a szakemberek körében. Az előadók gondoskodtak arról, hogy az előadások anyaga kétkötetes színvonalas kézikönyv formájában is a szakemberek rendelkezésére álljon.

Az előadások, illetve a kézikönyvek megjelenésében dr. Ferenczy Pál, dr. Nagy Péter, Vozák László, Villányi Ottó, Megyeri Gusztáv, Kovacs Gábor, dr. Horváth Lajos és Forgóné Végh Éva munkálkodtak.

A Munkabizottság az oktatás terén további tevékenységet kezdeményezett a színes televízió-vevőkészülékek méresének témájában.

A Színes Televízió Munkabizottság titkári teendőit — f. év elejétől kezdődően — Laszip Sándortól S. Tóth Ferenc (GELKA Műszaki Főosztály) vette át. Laszip Sándor és Romhányi Csaba, akik az elmúlt években a bizottsági szervező munkát végezték, a jövőben is részt vesznek a Bizottság munkájában.

S. Tóth Ferenc bejelentette, hogy a Rádió- és Televízió Szakosztály az év hátralevő részében a színes televízióval kapcsolatban a következő témákban tervez előadásokat:

Az európai színes televízió rendszerek

Színes televízió stúdió berendezések

Színes televízió-vevőkészülékek

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

A Board of Trade Journal 1969. december 31-i jelentése szerint az angol elektromos iparban az egy főre eső termelési érték 1963-tól 1969-ig 1246 Fontról 1827 Fontra növekedett. Ugyanezen időszak alatt az iparágban foglalkoztatottak létszáma 748 800-ról 767 200-ra növekedett. Az elektromos iparon belül egyes szakterületek egy főre eső termelési értékét és létszámát vizsgálva a következő számokat kapjuk: Az elektromos gépészet: a foglalkoztatottak létszáma 203 100-ról 171 600-ra esett vissza, ugyanakkor a termelési érték egy főre 1102,5 Fontról 1884,9 Fontra növekedett. A huzal- és a kábeliparban a foglalkoztatottak létszáma 52 900-ról 51 300-ra, míg az egy főre eső termelési érték 1507,5 Fontról 2090 Fontra növekedett. A háztartási elektromos és elektronikus gépeket és berendezéseket gyártó szakágakban a létszáma 72 300-ról 71 700-ra esett vissza, ugyanakkor az egy főre eső termelési érték 1447,5 Fontról 1800 Fontra emelkedett. Egyedül az elektronikus berendezések és műszerek gyártása területén — beleértve a telefon, rádió és komputer gyártást is — volt számottevő a létszámelmekedés. A telefongyártás területén a létszám 87 100-ról 98 600-ra emelkedett, míg az egy főre eső termelési érték 1090,2 Fontról 1656,2 Fontra, a komputer-iparban 10 400-ról 18 100-ra növekedett a létszám, a termelési érték pedig 1963,2 Fontról 2223,8 Fontra emelkedett. *(Electrical Review, 1970. jan.)*

*

Világszerte közismert Svédország igen fejlett távközlési rendszere. Jelenleg Svédország az Egyesült Államok után a második helyet foglalja el a világon a telefon sűrűséget illetően. A magas életszínvonalból, valamint az ebből adódó magas bérekből következően jó piacul szolgálnak — munkaerő megtakarítás miatt — különféle munkaerőt helyettesítő műszerekre, berendezésekre, valamint komputerekre. Jelenlegi becslés szerint Svédország a világ komputer piacának mintegy 5%-ával részesedik, 150 millió Font feletti értékkel.

A világszerte ismert LM Ericsson gyárat 1876-ban alapították. Ugyanabban az évben, amikor Bell a telefont feltalálta és szabadalmaztatta. 1923-ban a vállalat már előállította az 500 vonalas szelektor rendszerű telefonközpontot, és ezt a rendszert szinte az egész világon átvették. További lépés volt az Ericsson részéről, amikor 1950-ben bevezette a

(Folytatása a 252. oldalon)

Y. NÄSLUND
Philips Teleindustri AB, Stockholm

Tranzisztorizált VHF egycsatornás rádióberendezés modul kivitelben a polgári légiforgalomban a föld és a repülőgép közötti összeköttetés céljaira

ETO 621.396.721.029.62:621.396.933

A svéd Philips Teleindustri AB társaság modern egycsatornás VHF/AM rádió kommunikációs sorozatot fejlesztett ki a föld és repülőgép közötti összeköttetés céljaira.

A berendezés kompakt felépítésű és mindenütt olyan alkatrészeket használtak fel benne, mint a szilícium tranzisztorok, modern kondenzátorok stb. Az új alkatrészek használata nagy megbízhatóságot eredményezett, mint azt a berendezés több mint két évi használata bebizonyította az Arlanda repülőtéren, Svédországban. Az üzemfenntartási igény ezáltal lényegesen csökkent. A berendezés beszerelése igen egyszerű és működtetése könnyű.

A gyártást 1966-ban kezdték és mostanáig közelítőleg 1000 berendezést gyártottak. Ezeket használják a repülőtereken Svédországban, Finnországban, Dániában, Norvégiában, Hollandiában, Mexikóban, Svájcban és a Fülöp-szigeteken. Románia szintén számos készüléket rendelt.

A polgári légiforgalom feltételei

A polgári légi szolgálatot a Nemzetközi Polgári Légiforgalmi Szervezet (ICAO) ajánlásai szabályozzák és ezek a szabályzatok az egész világon hasonlóak. Ez lényegében földi irányítókból áll, amelyek a Légiforgalom Ellenőrző Központokban vannak telepítve és utasításokat, információkat adnak a repülőgépnek a földi tartózkodás és a repülés során.

Emiatt nagy megbízhatóságú és jól érthető beszédösszeköttetésre szolgáló rendszer szükséges a föld és a repülőgép között, ami a legjobban VHF sávú rádiótelefon átvitellel érhető el.

A légiforgalmi szolgálat

A légiforgalmi szolgálat feladatai a következők:

a) az összeütközés elkerülése repülőgép és repülőgép, valamint repülőgép és más objektumok között a levegőben és a földön egyaránt;

b) a légitér gazdaságos használatának biztosítása a légiforgalom rendszeres menetének fenntartásával;

c) információk szolgáltatása a repülőgép számára repülés közben a repülés biztonságát és szabályosságát befolyásoló különböző adatokkal kapcsolatban;

d) keresési és mentési szolgálat biztosítása.

Beérkezett: 1970. I. 29-én. A cikket magyarra átdolgozta Szabó Ilona.

Számos Légiforgalom Ellenőrző Központ végzi ezeket a feladatokat, mindegyikük felelős a repülési információs körzetként meghatározott szárazföldi vagy tengeri területért. Minden Légiforgalom Ellenőrző Központ több egységre van felosztva, közülük jelenleg négy érdekes számunkra: *a)* repülőtéri ellenőrző torony, *b)* érkezés és indulás ellenőrző központ, *c)* területi ellenőrző központ, *d)* repülési információt szolgáltató egység.

A négy egység földrajzilag elkülönül a repülési információs tartományon belül, amelyért mindegyikük felelős. Általában ezek a területek a következők: (1 mérföld = 1,609 km):

a) a repülőtéri irányítás 17 mérföldes sugáron belül a repülőtértől számítva;

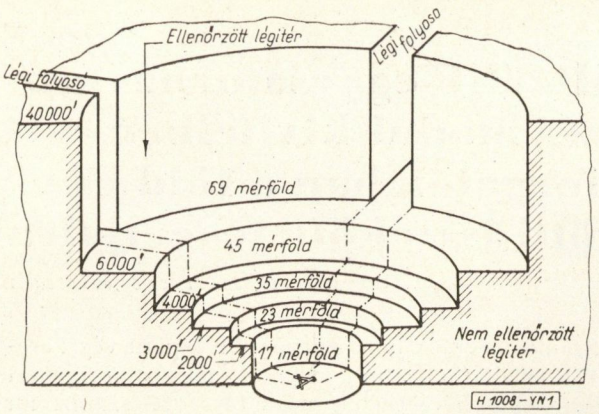
b) az érkezési és indulási irányítás a repülőtértől számítva a 17 mérföldes sugarú és a 45 mérföldes sugarú légitér között beleértve az ellenőrzött légiteret;

c) területi ellenőrzés 45 mérföldtől a repülési információs körzet határáig beleértve az ellenőrzött légteret;

d) repülési információs egység az ellenőrzött légtér bármely külső pontját szolgálja ki a repülési információs körzeten belül.

Ahhoz, hogy megértsük a Légiforgalom Ellenőrző Központ három dimenzióra kiterjedő jellegét, szükséges az „ellenőrzött légtér" meghatározása. Az 1. ábra bemutatja a tipikus repülőteret körülvevő ellenőrzött légtér egyszerűsített változatát. A repülőteret közvetlenül körülvevő ellenőrzött zóna 17 mérföld sugarú, a földtől 2000 láb (1 láb = 30,48 cm) magasságig terjed. Ezen sugáron túl az ellenőrzött légtér további 6 mérföldre terjed ki radiális irányban, 2000 lábnál alacsonyabb magassági határral. 35 mérföldes sugárnál a magassági határ tovább változik 4000 lábra és ez a lépcsőzött kiterjedés még növekszik kifelé a működési követelmények által meghatározott távolságra, az 1. ábra példájában 69 mérföldre 6000 láb alsó határral. Innen indulnak ki az ellenőrzött légtér folyosók, amelyek kiszolgálják a polgári személyszállító repülőgépek műveleteinek többségét. Ilyen folyosók rendszerint 8 – 10 000 láb alsó határral és 40 000 láb felső határral rendelkeznek. Ezeken a területeken és folyosókon kívül minden repülőgép ellenőrzetlen légtérben van és szükség esetén kapcsolatot létesít a repülési információs egységgel.

A kommunikációs képesség, amit minden Légiforgalom Ellenőrző Központtól megkövetelnek az, hogy egyszerűen összeköttetésbe tudjanak lépni a saját felelősségi területükön belül minden repülőgéppel.



1. ábra. Az ellenőrzött légtér axonometrikus képe

A légtér alsó határának általában a kommunikációs rendszer jellemzőinek meghatározásánál van jelentősége. További szempont, hogy a teljes kommunikációs hurok, vagyis a földi irányítás és a pilóta közötti oda-vissza irányú információ átviteli ideje megfelelően kicsi legyen, ezért minden Légiforgalom Ellenőrző Központ külön frekvenciájú csatornával kell, hogy rendelkezzék. Ezenkívül szükséges a körzeti ellenőrzés munkájának felosztása szektorokra, amelyek durván megfelelnek a Légiforgalom Ellenőrző Központból sugárirányban kiinduló különböző légi utaknak. Mindegyik szektor ellenőrzésnek saját diszkrét frekvenciájú csatornája van.

Általános rendszerjellemzők

A Philips Teleindustri több mint 20 éve tervez és gyárt rádiórendszereket. A korábbi rendszerek tervezésénél és gyártásánál nyert tapasztalataik eredményeként a VHF rádióberendezés konstrukciójával kapcsolatos problémákat jól ismerték. Ezért már egészen kezdeti fokon a jó paraméterek biztosításához szükséges követelményeket specifikálhatták. Ezen célkitűzés elérését több felhasználó által elvégzett mérések igazolják.

A berendezés tervezéséhez a következő főbb elvek és célkitűzések szolgáltak alapul:

1. Az elektromos jellemzők az ICAO (Nemzetközi Polgári Légiforgalmi Szervezet) ajánlásainál jobbak kell, hogy legyenek.
2. A berendezés legyen kompakt felépítésű, könnyen felszerelhető és üzemeltethető.
3. Az adónkénti vagy vevőnkénti megbízhatóság olyan legyen, hogy az MTBF érték, vagyis a két meghibásodás közötti érték legalább 20 000 órát érjen el.
4. A megkívánt megelőző karbantartás lehetőleg minimális legyen.
5. A jellemzők gyors vizsgálatára széles körű lehetőséget kell biztosítani.
6. Általánosan nagy elektromos stabilitásra kell törekedni.

A fő műszaki adatok:

frekvenciatartomány:	118 – 136 MHz
csatornatávolság:	50 kHz
üzemmód:	amplitúdómoduláció
kimenőteljesítmények:	
repülőtéri irányítás	10 W
beérkezés/elindulás irányítás	10 W
légtér ellenőrzés	50 W
repülés információs szolgálat	50 – 250 W

RO 980 típusú tranzisztorizált VHF vevő

Az elmúlt néhány év során a légiforgalomban előállott nagy növekedés következtében jelenleg a több VHF csatornán történő egyidejű kommunikáció szükséges. A különböző csatornák egyáltalán nem befolyásolhatják egymást és ezért nagyon fontos, hogy a vevő jellemzői nagyjelű üzemre (keresztmoduláció, intermoduláció és lefulladás) igen jók legyenek.

A modern vevő követelményei rendkívül szigorúak. Ezek közül a legfontosabbak a következők:

- nagy érzékenység,
- elég jó keresztmodulációs jellemzők, a szomszédos csatornán történő egyidejű hírközléshez,
- nagy szelektivitás,
- az intermodulációs termékek kis értéken tartása,
- zajzárral legyen ellátva,
- a légtérben a zavaró kisugárzás legyen kicsi.

Általában

Az egycsatornás RO 980 típusú rádió-telefon vevőt polgári, föld és repülőgép közti kommunikációs rendszerekben történő használatra tervezték. A kompakt egység, amely az ICAO előírásoknak eleget tesz, általában a 118 – 136 MHz-ig terjedő frekvenciatartományban működik. Más frekvenciasávok kívánság szerint rendelhetők.

A vevő teljesen tranzisztorizált. A kristályoszcillátor és a frekvenciakétszerező fokozat dugaszolható egységbe vannak beépítve, amelyek cserélhetőek a vevő kihúzásakor. Ezért lehetőség van előre beállított oszcillátor egység raktáron tartására.

A szabványos csatornatávolság 50 kHz, 25 kHz frekvenciatávolságú vevők kívánság szerint rendelhetőek. Az AF (hangfrekvenciás) kimenet az előlapról szintén figyelhető. A vevő tartalmaz zajzárat is.

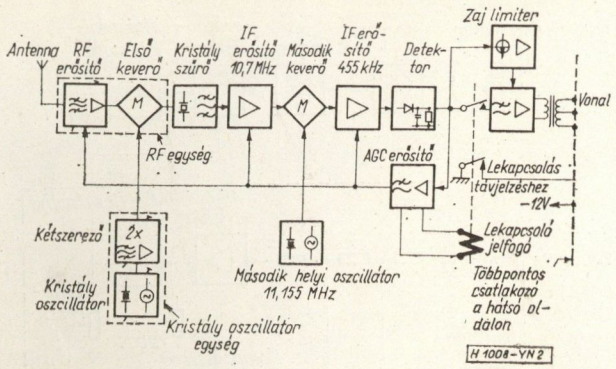
Leírás

A vevőt 12 V-os egyenfeszültségről táplálják. A vevő kettős szuperheterodin típusú, amely kristályvezérelt oszcillátorokat tartalmaz. Az első oszcillátor frekvenciakétszerező fokozatával együtt dugaszolható egységbe van beépítve.

A frekvenciastabilitás eleget tesz a Nemzetközi Rádió Szabályzatnak és nem haladja meg a $\pm 15 \cdot 10^{-6}$ értéket 24 órás periódus alatt fellépő ± 15 C° hőmérséklet-változásra. Külön kívánságra kristálykályhával rendelkező oszcillátoregység is szállítható, ebben az esetben a frekvenciastabilitás $\pm 5 \cdot 10^{-6}$ az említett feltételek mellett.

A 2. ábra bemutatja a vevő blokkvázlatát, amely a következőképpen működik:

Az antennából nyert RF (rádiófrekvenciás) jel hangolt erősítőn keresztül a keverőegységbe kerül. A keverőt a kristályoszcillátor egység jele is vezérli.



2. ábra. Az RO 980-as vevő blokkvázlata

A keverési termék első középfrekvenciás értéke 10,7 MHz, ezt a jelet a kristályszűrővel szűrve, erősítés után a második keverőbe táplálják be a második helyi oszcillátor jelével együtt. Így keletkezik a második középfrekvenciás jel (455 kHz), amelyet erősítenek és detektálnak.

A detektorból nyert egyenfeszültséget az AGC (automatikus erősítés szabályozott) erősítőbe adják be. Az AGC erősítő részben AGC feszültséget ad az RF és IF (középfrekvenciás) erősítőnek, részben a zajzár jelfogót gerjeszti (csak akkor, ha a „zajzár" kapcsoló „BE" állásban van). Amikor megfelelő teljesítményű vivő jut a vevőbe, akkor a zajzár jelfogó bekapcsol és a detektort a hangfrekvenciás erősítő vevőjére kapcsolja. Ha a bemenőjel zavarójeleket tartalmaz, ezeket gradiens típusú zajkorlátozó nyomja el.

Mechanikai kivitel

A vevő modul kivitelű. Maximálisan négy vevő vagy három vevő és az őket ellátó tápegység építhető be egymás mellé egy speciális 19″-os szerelő keretbe, szabványos 19″-os állványokba vagy szekrényekbe. A keretben a kábeltörzsek kialakítása lehetővé teszi a vevők kihúzását, így ezek működés közbeni frekvenciaállítás szempontjából könnyen hozzáférhetőek.

A vevőegység hátsó oldalán a következő csatlakozók vannak:

a) antenna bemenet (BNC típus, miniatűr N csatlakozó),

b) Painton Heavy Duty Multicon 12 pólusú csatlakozó (aparész), amely magába foglalja: a hangfrekvenciás kimenetet, egyenáramú bemenetet, távvezérlő vonalakat.

A fő műszaki adatok

frekvencia tartomány: szabványosan 118 – 136 MHz, kívánságra 108 – 118 vagy 136 – 156 MHz is

üzemmód:	A3
csatornaszám:	egy
csatornatávolság:	50 kHz, kívánságra 25 kHz is
frekvenciastabilitás:	$\leq 15 \cdot 10^{-6}$ (24 óra ± 15 C°) kristálykályhával rendelkező változat $\leq 5 \cdot 10^{-6}$
antennaimpedancia:	50 Ω aszimmetrikus
érzékenység:	2 μV feszültség 30%-os, 1000 Hz-es moduláció, 12 dB-es jel/zaj viszonnyal
nemkívánatos frekvenciák elnyomása:	≥ 80 dB a hasznos jelhez viszonyítva
keresztmoduláció:	50 μV, illetve 1 mV feszültségű, névleges frekvenciájú, modulálatlan vivő és 1000 Hz-cel 30%-os mélységben 20 mV feszültségű, a névlegestől ± 50 kHz-cel vagy többel eltérő frekvenciájú jelek egyidejű beadása mellett, a hangfrekvenciás kimenőteljesítmény legalább 20 dB-lel kisebb a névleges frekvencia szabányos 30%-os modulációja mellett nyert hangfrekvenciás kimenőteljesítménynél
lefulladás:	5 μV feszültségű, névleges frekvenciájú, 1000 Hz-cel 30% mélységben modulált jel és a tőle ± 150 kHz-re eltérő 100 mV feszültségű modulalatlan vivő egyidejű beadása mellett a hangfrekvenciás kimenőteljesítmény változása ≤ 3 dB a zavarmentes állapothoz képest
automatikus erősítés szabályozás:	a hangfrekvenciás kimenőszint konstans ± 2 dB-en belül, ha a vett jel szintje 2 μV és 100 mV feszültségérték között változik
harmonikus torzítás:	10 mW-os névleges, hangfrekvenciás kimenő teljesítmény teljes torzítása $\leq 5\%$ 1000 Hz-en, 70% modulációs mélységgel mérve.

RZ 560 típusú, 10 W-os, VHF adó

Általános adatok

Az RZ 560 típusú, tranzisztorizált, 10 W-os VHF egycsatornás rádió-telefon adót a föld és repülőgép közötti összeköttetés céljaira tervezték polgári légiforgalmi használatra.

Az adó frekvenciatartománya megegyezik a vevőével.

Az adó teljesen tranzisztorizált. A kristályoszcillátor és a frekvenciakétszerező fokozat dugaszolható egységbe vannak beépítve, amelyek az adó kihúzásakor cserélhetőek. Ily módon lehetséges előre beállított oszcillátorok raktáron tartása. Lehetőség van az oszcillátoregység kiiktatására és külső oszcillátor vagy frekvenciaszintetizáló csatlakoztatására. Az adó saját belső oszcillátorának frekvenciastabilitása megegyezik a vevőével.

Az adó túlmodulálásának megakadályozására kompresszor szolgál. Az adó modulálható és a vivő ki- és bekapcsolható helyi és távvezérléssel, illetve helyi

vagy távvezérléssel. Bármilyen alkalmas területen felállítható és központi helyről működtethető, mint pl. a repülőtér irányító torony vagy a forgalom ellenőrző központ.

Leírás

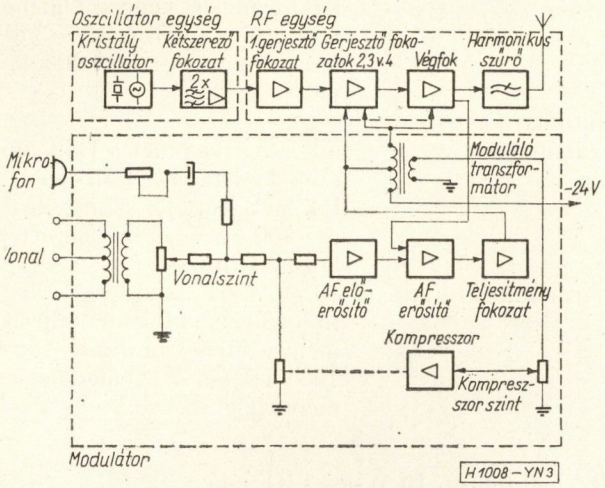
A 3. ábra az adó blokkvázlatát mutatja, amely a következőképpen működik:

Az adó oszcillátoregységének kristályoszcillátora az adófrekvencia felén rezeg. Az oszcillátorfrekvenciát kétszerezik és a négy gerjesztőfokozatban (1–4) történő erősítés után betáplálják a végfokozatba.

A hangfrekvenciás jelet, ami az adót modulálja, vagy egy csatlakozó vonal, vagy helyileg közvetlenül a mikrofon szolgáltatja. Erősítés után a hangfrekvenciás jel modulál az adó három gerjesztő fokozatában (2, 3 és 4) és a végfokozatban. A modulátor kompresszorral van ellátva, ami megakadályozza a bejövő nagy amplitúdójú hangfrekvenciás jelek okozta túlmodulációt. Az adó áramellátása külső –24 V-os feszültségforrásról történik.

Az adó kimenő vivőteljesítménye legalább 10 W az egész frekvenciatartományban.

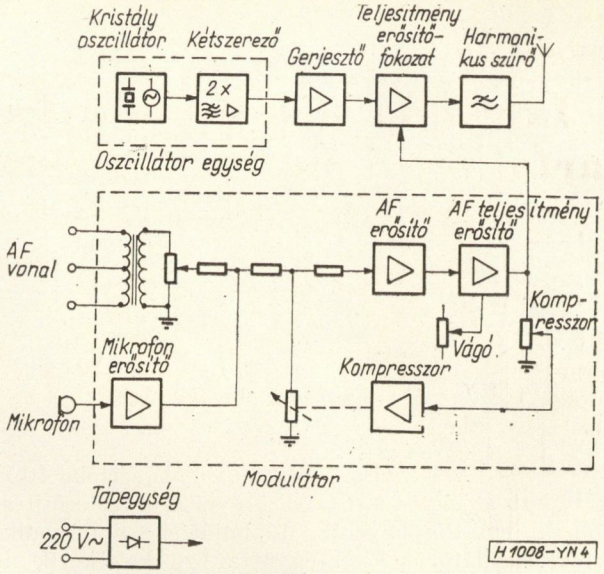
Az adó mechanikai kivitele megegyezik a vevőével.



3. ábra. Az RZ 560-as adó blokkvázlata

Fő műszaki adatok

csatornaszám:	egy
frekvenciatartomány:	szabványosan 118–136 MHz kívánságra 108–118 vagy 136–156 MHz
üzemmód:	A3
csatornatávolság:	50 kHz, kívánságra 25 kHz



4. ábra. Az RZ 570-es adó blokkvázlata

frekvenciastabilitás:	$\leq \pm 15 \cdot 10^{-6}$ (24 óra, ±15 C°) kristálykályhával $\leq \pm 5 \cdot 10^{-6}$
VHF kimenőteljesítmény:	10 W (modulálatlan vivő); 118 MHz-en 15 W a jellemző érték, 136 MHz-en minimum 9 W
terhelő impedancia:	50 Ω aszimmetrikus
harmonikus sugárzás:	kisebb $20 \cdot 10^{-6}$ W-nál (modulációs mélység 70%, modulációs frekvencia 1000 Hz)
torzítás:	a 300–3000 Hz-es hangfrekvenciás tartományban kisebb 5%-nál 70%-os modulációs mélység mellett, jellemző az 5% vagy kisebb érték 80%-os modulációs mélység mellett
mikrofon bemenő szint:	a mikrofon kimenetén 5 mV-os feszültség legalább 80%-os modulációs mélységet eredményez
kompresszor:	kompresszió viszony 14 dB ≤ ≤ 2 dB
zajszint:	a zajszint moduláció nélkül mérve legalább 40 dB a szabványos 1000 Hz-es 80% modulációs mélységű szint alatt.

Az RZ 570 típusú, 50 W-os VHF adó (4. ábra) a kimenőteljesítménytől eltekintve nagymértékben hasonló a 10 W-os RZ 560 típusú adóhoz.

KÁLMÁN ISTVÁN
Telefongyár

Lineáris, töréspontos karakterisztikájú diódát tartalmazó, pufferkondenzátoros kimenetű egyenirányító fokozatok analízise és tervezése

ETO 621.314.63:621,382.2

Az itt közölt számítások célja egy elméletileg megalapozott, gyors tervezési módszer kidolgozása. A levezetések során a következő egyszerűsítő feltételezéseket tesszük:

— a félvezető diódák lineáris töréspontos karakterisztikájúak és a töréspont az origóban van. Ha a diódakarakterisztika felhasznált szakaszát közelítő egyenes nem mutat az origóba, akkor a feszültség-tengelyen mért eltérést egy ΔU_e nagyságú fiktív egyenfeszültség forrással vehetjük figyelembe. A számításoknál ΔU_e hozzáadódik a tényleges egyenfeszültséghez.
— az egyenirányító fokozat puffer-kondenzátoros kimenetű és ohmos terhelésre dolgozik;
— a pufferkondenzátor impedanciájának abszolút értéke az itt számításba jövő frekvenciákon elhanyagolható az egyenáramú terhelő ellenálláshoz viszonyítva.

Az így nyert formulák a gyakorlati igényeknek megfelelő pontossággal adják a keresett eredményeket. A számítások során részeredményként kapott folyási szög függvények jól használhatók az áramkörtervezés más területein (pl. frekvencia sokszorozók méretezésére) is.

Beérkezett: 1970. III. 28.

1. Egyenirányító alapkapcsolások

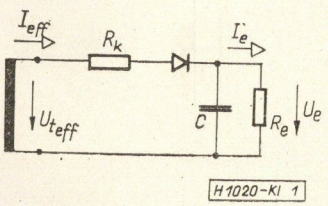
A méretezési eljárás a következő egyenirányító típusokra vonatkozik: egyoldalas egyenirányító (1. ábra), kétoldalas egyenirányító (2. ábra), feszültségkétszerező egyenirányító (3. ábra), kettős terhelésű egyenirányító (4. ábra), Graetz egyenirányító (5. ábra).

2. A folyási szög definíciója

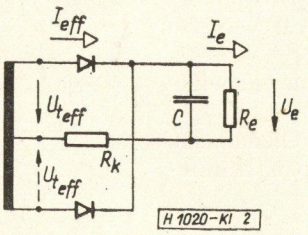
A folyási szög fogalmát a legegyszerűbb egyenirányítókapcsolás az egyoldalas egyenirányító példáján mutatjuk be (6. ábra). R_k az áramkörbe esetlegesen bekerülő áramkorlátozó ellenállást jelenti. Hálózati egyenirányítóknál a generátor ellenállás $R_g=0$. R_e értékét a terhelt egyenirányító kimenetén mérhető egyenfeszültség és az egyenáram hányadosként kapjuk:

$$R_e=\frac{U_e}{I_e} \qquad (2.1.)$$

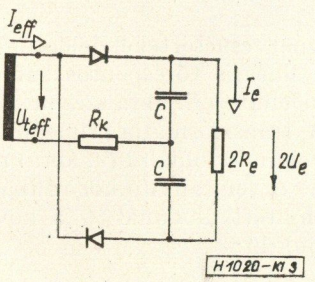
Az egyoldalas egyenirányító egyszerűsített helyettesítő képét a 7. ábra mutatja. A 7. ábrán R_{r1} és R_{r2} a primer, illetve a szekunder tekercs huzalellenállását, U_t pedig a terhelt transzformátor kapocsfeszült-



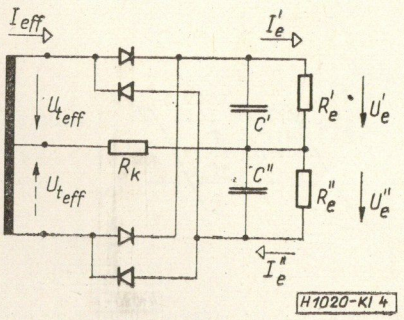
1. ábra



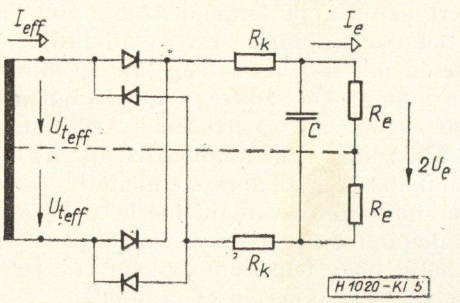
2. ábra



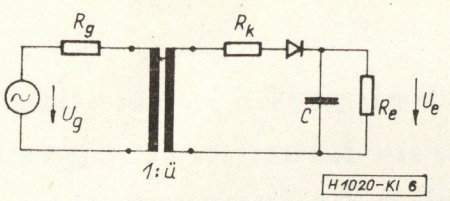
3. ábra



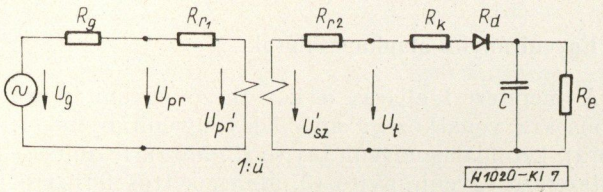
4. ábra



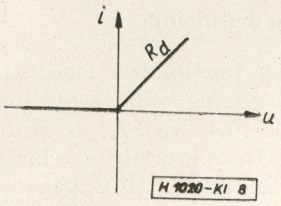
5. ábra



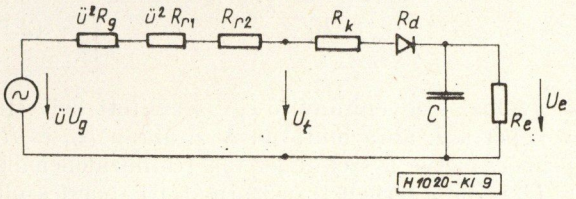
6. ábra



7. ábra. Az egyoldalas egyenirányító egyszerűsített helyettesítő képe



8. ábra. A lineáris töréspontos diódakarakterisztika



9. ábra

ségének csúcsértékét jelenti. A diódát a továbbiakban lineáris töréspontos karakterisztikával vesszük figyelembe a 8. ábra szerint.

A transzformátor primer oldalán szereplő elemeket a szekunder oldalra (9. ábra) redukáljuk.

Az egyenirányító kör váltóáramú belső ellenállását — nyitott diódánál — a következőképpen számíthatjuk ki:

$$R_b = ü^2R_g + ü^2R_{r1} + R_{r2} + R_k + R_d \qquad (2.2.)$$

R_b nem tartalmazza az R_e egyenáramú terhelő ellenállást, mert azt a C pufferkondenzátor váltóáramú szempontból rövidre zárja. Ez a közelítő feltevés természetesen azt is jelenti, hogy az egyenirányító kimenetén nincs zúgófeszültség. A valóságban mindig fellépő zúgófeszültség értékének kiszámításánál már a fenti közelítést nem alkalmazhatjuk. Az egyenirányító működését a 10. ábra szemlélteti.

A pufferkondenzátor sarkain mérhető U_e feszültség a munkapontot negatív irányba tolja el. A 10. ábrán látható, hogy félperiódusonként csak Θ az a szög, amelynek tartama alatt a diódán át áram folyik. Ezt a szöget nevezzük folyási szögnek.

3. Az áramkomponensek meghatározása

3.1. Egyoldalas és kétoldalas egyenirányító

Az egyoldalas egyenirányítónál periódusonként egyszer, $t = \frac{2\Theta}{\omega}$ ideig folyik áram a transzformátoron és a diódán keresztül.

A kétoldalas egyenirányítónál a két transzformátortekercs félperiódusonként felváltva kapcsolódik a terhelésre. Így a kétoldalas egyenirányító egy-egy transzformátor tekercsén ugyanolyan időbeli lefolyású áram folyik, mint az egyoldalas egyenirányítónál (11. ábra, vonalkázott terület).

A pillanatnyi csúcsáram értéke:

$$I_m = A - A\cos\Theta = A(1 - \cos\Theta) \qquad (3.1.)$$

Az áram idő-függvénye — egy periódusra — a következő:

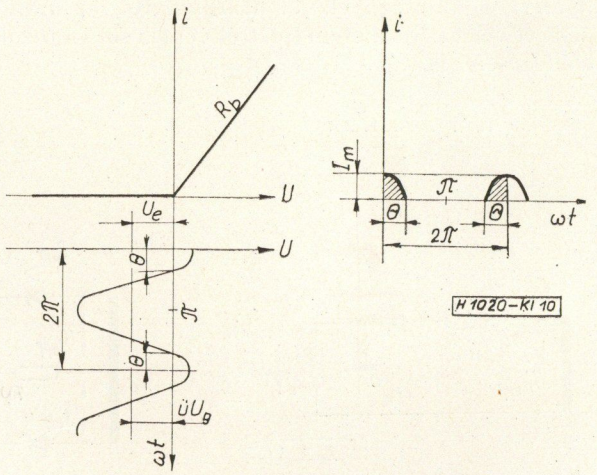
$$i(t) = 0 \qquad \text{ha } -\pi \leq \omega t \leq -\Theta \qquad (3.2.)$$

$$i(t) = A(\cos\omega t - \cos\Theta) \qquad \text{ha } -\Theta \leq \omega t \leq \Theta \qquad (3.3.)$$

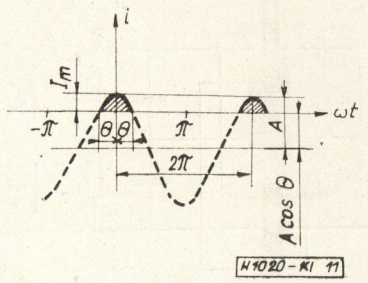
$$i(t) = 0 \qquad \text{ha } \Theta \leq \omega t \leq \pi \qquad (3.4.)$$

Az áramerősség Fourier-sora:

$$i(t) = I_0 + I_1\cos\omega t + I_2\cos 2\omega t + \ldots + I_n\cos n\omega t + \ldots \qquad (3.5.)$$



10. ábra



11. ábra. Egy transzformátortekercs árama az egyoldalas és a kétoldalas egyenirányítónál

A különböző frekvenciájú komponensek amplitúdói:

$$I_0=\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} i(t)\,dt=\frac{1}{2\pi}\int_{-\Theta}^{\Theta} A(\cos\omega t-\cos\Theta)d\omega t=$$

$$=\frac{A}{\pi}(\sin\Theta-\Theta\cos\Theta) \qquad (3.6.)$$

Fejezzük ki a (3.1) egyenletből A értékét és helyettesítsük be a (3.6)-ba:

$$I_0=\frac{I_m}{1-\cos\Theta}\,\frac{\sin\Theta-\Theta\cos\Theta}{\pi}=I_m\,\frac{\sin\Theta-\Theta\cos\Theta}{\pi(1-\cos\Theta)} \qquad (3.7.)$$

A (3.7) egyenletben I_m mellett álló szorzótényezőt $f_0(\Theta)$-val jelöljük. Az olyan függvényeket, amelyeknek értéke csak a Θ-tól függ, folyási szög függvénynek nevezzük.

$$f_0(\Theta)=\frac{\sin\Theta-\Theta\cos\Theta}{\pi(1-\cos\Theta)} \qquad (3.8.)$$

Az I_0 egyenáramú összetevő nem más, mint az R_e ellenálláson átfolyó egyenáram, tehát:

$$I_e=I_0=I_m\cdot f_0(\Theta) \qquad (3.9.)$$

Ebből:

$$I_m=\frac{I_e}{f_0(\Theta)} \qquad (3.10.)$$

Az áram alapharmonikusának amplitúdója:

$$I_1=\frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2} i(t)\cos\omega t\,dt=\frac{1}{\pi}\int_{-\Theta}^{\Theta} A(\cos\omega t-$$

$$-\cos\Theta)\cos\omega t\,d\omega t=\frac{A}{\pi}\left(\Theta-\frac{1}{2}\sin 2\Theta\right) \qquad (3.11.)$$

Ha A értékét behelyettesítjük a (3.11) egyenletbe, kapjuk:

$$I_1=I_m\frac{\Theta-\frac{1}{2}\sin 2\Theta}{\pi(1-\cos\Theta)} \qquad (3.12.)$$

Az I_m mellett álló szorzótényező szintén folyási szög függvény és $f_1(\Theta)$-val jelöljük:

$$f_1(\Theta)=\frac{\Theta-\frac{1}{2}\sin 2\Theta}{\pi(1-\cos\Theta)} \qquad (3.13.)$$

és

$$I_1=I_m\cdot f_1(\Theta) \qquad (3.14.)$$

$$I_{1\,\mathrm{eff}}=\frac{1}{\sqrt{2}}I_m f_1(\Theta) \qquad (3.15.)$$

A második harmonikus számítása hasonló az alapharmonikuséhoz:

$$I_2=\frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2} i(t)\cos 2\omega t\,dt=\frac{1}{\pi}\int_{-\Theta}^{\Theta} A(\cos\omega t-$$

$$-\cos\Theta)\cos 2\omega t\,d\omega t=\frac{A}{2\pi}\left(\sin\Theta-\frac{1}{3}\sin 3\Theta\right) \qquad (3.16.)$$

$$I_2=I_m\frac{\sin\Theta-\frac{1}{3}\sin 3\Theta}{2\pi(1-\cos\Theta)} \qquad (3.17.)$$

Az I_m mellett álló szorzótényezőt $f_2(\Theta)$-val jelölve:

$$f_2(\Theta)=\frac{\sin\Theta-\frac{1}{3}\sin 3\Theta}{2\pi(1-\cos\Theta)} \qquad (3.18.)$$

és

$$I_{2\,\mathrm{eff}}=\frac{1}{\sqrt{2}}I_m f_2(\Theta) \qquad (3.19.)$$

A további harmonikusok számítása is elvégezhető ugyanezzel a módszerrel. Pl. a harmadik harmonikus:

$$I_{3\,\mathrm{eff}}=\frac{1}{\sqrt{2}}I_m f_3(\Theta) \qquad (3.20.)$$

ahol

$$f_3(\Theta)=\frac{\frac{1}{2}\sin 2\Theta-\frac{1}{4}\sin 4\Theta}{3\pi(1-\cos\Theta)} \qquad (3.21.)$$

A (3.13), (3.18) és a (3.21) képleteket összehasonlítva megállapítható a törvényszerűség az 1-nél magasabb indexű folyási szög függvények kiszámítására.

Ha $n>1$, akkor:

$$f_n(\Theta)=\frac{\frac{1}{n-1}\sin[(n-1)\Theta]-\frac{1}{n+1}\sin[(n+1)\Theta]}{n\pi(1-\cos\Theta)} \qquad (3.22.)$$

Az n. áramharmonikus effektív értéke is felírható általánosságban:

$$I_{n\,\mathrm{eff}}=\frac{1}{\sqrt{2}}I_m f_n(\Theta) \qquad (3.23.)$$

Az egyes harmonikusok amplitúdóinak ismeretében felírhatjuk az eredő áram effektív értékét is:

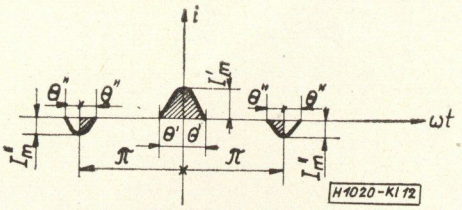
$$I_{\mathrm{eff}}=\sqrt{I_0^2+I_{1\,\mathrm{eff}}^2+I_{2\,\mathrm{eff}}^2+\ldots+I_{n\,\mathrm{eff}}^2+\ldots} \qquad (3.24.)$$

A folyási szögek értékeit behelyettesítve kapjuk:

$$I_{\mathrm{eff}}=I_m\sqrt{f_0^2(\Theta)+\frac{f_1^2(\Theta)+f_2^2(\Theta)+f_3^2(\Theta)+\ldots}{2}} \qquad (3.25.)$$

3.2. Kettős terhelésű egyenirányító

Ennél az egyenirányító típusnál a transzformátor egy-egy tekercsén periódusonként kétszer folyik áram egymással ellentétes irányban (12. ábra). Az egyik áram-impulzus az egyik, a másik áram-impulzus a másik terhelésből származik, így a maximális értékek és a folyási szögek — nem szimmetrikus terhelésnél — különbözőek.



12. ábra. Egy transzformátortekercs árama a kettős terhelésű egyenirányítónál

Az egyoldalas egyenirányítónál a pillanatnyi áram maximális értékét a (3.1) adta:

$$I_m = A(1-\cos\Theta) \qquad (3.1.)$$

ahol A annak a képzelt áramerősségnek az amplitúdója, amely akkor folyna a körben, ha a dióda helyett R_d nagyságú ellenállás lenne. A 9. ábra jelöléseivel:

$$A = \frac{U_t}{R_d + R_k} \qquad (3.26.)$$

Ha tehát ugyanazt a diódatípust és áramkorlátozó ellenállást használjuk mindkét diódakörnél (4. ábra), akkor A értéke a két esetben ugyanakkora. Ezzel:

$$I'_m = A(1-\cos\Theta') \qquad (3.27.)$$

$$I''_m = A(1-\cos\Theta'') \qquad (3.28.)$$

Az áram időfüggvénye:

$$i(t) = A(\cos\omega t + \cos\Theta'') \quad \text{ha} \quad -\pi \le \omega t \le -\pi + \Theta'' \qquad (3.29.)$$

$$i(t) = 0 \quad \text{ha} \quad -\pi + \Theta'' \le \omega t \le -\Theta' \qquad (3.30.)$$

$$i(t) = A(\cos\omega t - \cos\Theta') \quad \text{ha} \quad -\Theta' \le \omega t \le +\Theta' \qquad (3.31.)$$

$$i(t) = 0 \quad \text{ha} \quad +\Theta' \le \omega t \le \pi - \Theta'' \qquad (3.32.)$$

$$i(t) = A(\cos\omega t + \cos\Theta'') \quad \text{ha} \quad \pi - \Theta'' \le \omega t \le \pi \qquad (3.33.)$$

Az áramerősség Fourier-sora ismét a (3.5) képlettel írható:

$$i(t) = I_0 + I_1\cos\omega t + I_2\cos 2\omega t + \ldots + I_n\cos n\omega t + \ldots \qquad (3.5.)$$

Számítsuk ki az egyes komponensek amplitúdóit:

$$I_0 = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{+T/2} i(t)\,dt = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{+\pi} i(\omega t)\,d\omega t =$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{-\pi+\Theta''} i(\omega t)\,d\omega t + \frac{1}{2\pi}\int_{-\Theta'}^{+\Theta'} i(\omega t)\,d\omega t + \frac{1}{2\pi}\int_{\pi-\Theta''}^{\pi} i(\omega t)\,d\omega t =$$

$$= \frac{A}{\pi}(\sin\Theta' - \Theta'\cos\Theta') - \frac{A}{\pi}(\sin\Theta'' - \Theta''\cos\Theta'') =$$

$$= I'_0 - I''_0 \qquad (3.34.)$$

Helyettesítsük be A értékét a (3.27) és a (3.28) egyenletekből a (3.34)-be:

$$I_e = I_0 = I'_m\frac{\sin\Theta' - \Theta'\cos\Theta'}{\pi(1-\cos\Theta')} - I''_m\frac{\sin\Theta'' - \Theta''\cos\Theta''}{\pi(1-\cos\Theta'')} =$$

$$= I'_m \cdot f_0(\Theta') - I''_m \cdot f_0(\Theta'') \qquad (3.35.)$$

Az első harmonikus:

$$I_1 = \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{+T/2} i(t)\cos\omega t\,dt = \frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{-\pi+\Theta''} i(\omega t)\cos\omega t\,d\omega t +$$

$$+ \frac{1}{\pi}\int_{-\Theta'}^{+\Theta'} i(\omega t)\cos\omega t\,d\omega t + \frac{1}{\pi}\int_{\pi-\Theta''}^{\pi} i(\omega t)\cos\omega t\,d\omega t =$$

$$= \frac{A}{\pi}\left(\Theta' - \frac{1}{2}\sin 2\Theta'\right) + \frac{A}{\pi}\left(\Theta'' - \frac{1}{2}\sin 2\Theta''\right) = I'_1 + I''_1 \qquad (3.36.)$$

$$I_{1\,\mathrm{eff}} = \frac{1}{\sqrt{2}}I'_m f_1(\Theta') + \frac{1}{\sqrt{2}}I''_m f_1(\Theta'') = I'_{1\,\mathrm{eff}} + I''_{1\,\mathrm{eff}} \qquad (3.37.)$$

A (3.37) egyenlet szerint a két terhelésből külön-külön származtatott áram komponensek összeadásával kapjuk a transzformátor tekercsén átfolyó áram alapharmonikusát.

A számításokat tovább folytatva azt az eredményt kapjuk, hogy a páros indexű harmonikusoknál a két komponens kivonása, a páratlan indexűeknél pedig összeadása adja az illető harmonikus értékét.

Az eredő áram effektív értékét ismét a (3.24) szerint számíthatjuk.

3.3. A feszültség kétszerező és a Graetz egyenirányító

Mindkét egyenirányító típusnál a transzformátor árama egyforma a két félperiódusnál, mert a terhelések is egyformák.

$$I'_m = I''_m = I_m \qquad (3.38.)$$

$$\Theta' = \Theta'' = \Theta \qquad (3.39.)$$

Behelyettesítve ezeket az egyenlőségeket a 3.35. és a (3.37.) egyenletekbe, az egyenáramú komponens kiesik, az első harmonikus pedig megkétszereződik. Mivel $I'_m = I''_m$, az $i(t)$ függvény harmadfajú szimmetriával rendelkezik. Ilyenkor a páros indexű tagok kiesnek a Fourier-sorból:

$$i(t) = I_1\cos\omega t + I_3\cos 3\omega t + I_5\cos 5\omega t + \ldots \qquad (3.40.)$$

Az eredő áram effektív értékét az ismert összefüggés alapján számíthatjuk:

$$I_{\mathrm{eff}} = \sqrt{I^2_{1\mathrm{eff}} + I^2_{2\mathrm{eff}} + I^2_{5\mathrm{eff}} + \ldots} \qquad (3.41.)$$

4. A transzformátor effektív áramának közvetlen meghatározása

4.1. Egyoldalas és kétoldalas egyenirányító

Az áramerősség effektív értékét nemcsak a komponensek effektív értékéből, hanem az effektív érték

definíciója alapján közvetlenül is meghatározhatjuk:

$$I_{\text{eff}}=\sqrt{\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{+T/2} i^2(t)\,dt} \qquad (4.1.)$$

A 11. ábra és a (3.1–3.4) egyenletek alapján:

$$I_{\text{eff}}^2=\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{+T/2}[A(\cos\omega t-\cos\Theta)]^2\,dt=$$

$$=\frac{A^2}{2\pi}\int_{-\Theta}^{+\Theta}(\cos\omega t-\cos\Theta)^2\,d\omega t=$$

$$=\frac{A^2}{2\pi}\left[2\Theta+\Theta\cos 2\Theta-\frac{3}{2}\sin 2\Theta\right] \qquad (4.2.)$$

Helyettesítsük be A-t:

$$I_{\text{eff}}^2=I_m^2\frac{2\Theta+\Theta\cos 2\Theta-\frac{3}{2}\sin 2\Theta}{2\pi(1-\cos\Theta)^2} \qquad (4.3.)$$

Jelöljük az I_m^2 mellett álló szorzótényezőt $F^2(\Theta)$-tel:

$$F^2(\Theta)=\frac{2\Theta+\Theta\cos 2\Theta-\frac{3}{2}\sin 2\Theta}{2\pi(1-\cos\Theta)^2} \qquad (4.4.)$$

Az új típusú folyási szög függvénnyel az effektív áram:

$$I_{\text{eff}}=I_m\cdot F(\Theta) \qquad (4.5.)$$

4.2. Kettős terhelésű egyenirányító

Az effektív áram négyzete 12. ábra és a (3.27.–3.33.) egyenletek alapján:

$$I_{\text{eff}}^2=\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{+T/2} i^2(t)\,dt=$$

$$=\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{-\pi+\Theta''} i^2(\omega t)\,d\omega t+\frac{1}{2\pi}\int_{-\Theta'}^{+\Theta'} i^2(\omega t)\,d\omega t+\frac{1}{2\pi}\int_{\pi-\Theta''}^{\pi} i^2(\omega t)\,d\omega t=$$

$$=\frac{A^2}{2\pi}\left[2\Theta'+\Theta'\cos 2\Theta'-\frac{3}{2}\sin 2\Theta'\right]+\frac{A^2}{2\pi}\left[2\Theta''+\right.$$

$$\left.+\Theta''\cos 2\Theta''-\frac{3}{2}\sin 2\Theta''\right] \qquad (4.6.)$$

A (4.6.) egyenlet szerint az I_{eff}^2 két tagra bontható, amelyek külön-külön származtathatók a két terhelésből. Jelöljük az első tagot $I_{\text{eff}}'^2$-vel, a másodikat $I_{\text{eff}}''^2$-vel, és eszerint helyettesítsük be A értékét a (3.27.) és a (3.28.) egyenletekből:

$$I_{\text{eff}}'^2=I_m'^2\cdot\frac{2\Theta'+\Theta'\cos 2\Theta'-\frac{3}{2}\sin 2\Theta'}{2\pi(1-\cos\Theta')^2}=I_m'^2F^2(\Theta') \qquad (4.7.)$$

és

$$I_{\text{eff}}''^2=I_m''^2\cdot\frac{2\Theta''+\Theta''\cos 2\Theta''-\frac{3}{2}\sin 2\Theta''}{2\pi(1-\cos\Theta'')^2}=I_m''^2F^2(\Theta'') \qquad (4.8.)$$

Az eredő effektív áram:

$$I_{\text{eff}}=\sqrt{I_{\text{eff}}'^2+I_{\text{eff}}''^2} \qquad (4.9.)$$

4.3. A feszültségkétszerező és a Graetz egyenirányító

A (3.38.) és a (3.39.) alapján írható, hogy:

$$I_{\text{eff}}'^2=I_{\text{eff}}''^2=I_m^2F^2(\Theta) \qquad (4.10.)$$

és

$$I_{\text{eff}}=\sqrt{I_{\text{eff}}'^2+I_{\text{eff}}''^2}=\sqrt{2I_{\text{eff}}'^2}=\sqrt{2}\,I_{\text{eff}}' \qquad (4.11.)$$

$$I_{\text{eff}}=\sqrt{2}I_m\cdot F(\Theta) \qquad (4.12.)$$

5. A maximális áram meghatározása

5.1. Egyoldalas és feszültségkétszerező egyenirányító

Az áramkomponensek kiszámításánál az egyoldalas egyenirányító esetében azt az eredményt kaptuk, hogy

$$I_e=I_m\cdot f_0(\Theta) \qquad (3.9.)$$

a (3.9.) egyenlet a feszültségkétszerező kapcsolás esetén is igaz, mert ott is fennáll, hogy a pufferkondenzátor periódusonként csak egyszer kap töltőáramot. I_m értéke az egyenáram és a folyási szög ismeretében számítható:

$$I_m=\frac{I_e}{f_0(\Theta)} \qquad (3.10.)$$

5.2. A kétoldalas, a kettős terhelésű és Graetz egyenirányító

Ezeknél az egyenirányító típusoknál figyelembe kell venni azt is, hogy terhelésre — félperiódusonként felváltva — két egyenirányító dolgozik. Tehát egy egyenirányító csak az egyenáram felét szolgáltatja. Ha p-vel jelöljük az egy terhelésre dolgozó egyenirányítók számát, akkor az egy egyenirányító kör által szállított egyenáram:

$$\frac{I_e}{p}$$

Helyettesítsük a (3.9.) egyenletbe I_e helyett $\frac{I_e}{p}$-t.

Ekkor az I_m-re azt kapjuk, hogy

$$I_m=\frac{I_e}{p\cdot f_0(\Theta)} \qquad (5.1.)$$

Az egyoldalas és a feszültségkétszerező egyenirányítónál $p=1$; a kétoldalas, a kettős terhelésű és a Graetz egyenirányítónál $p=2$.

6. A folyási szög kiszámítása

Az eddigi levezetések azt mutatják, hogy az áramkör egyes jellemzői közötti összefüggésekben valamilyen formában mindig szerepel a Θ folyási szög. Ezért a gyakorlati méretezésnél elsődleges feladat a folyási szög meghatározása.

Könnyen belátható, hogy a folyási szög értékét a váltóáramú körellenállás és az egyenáramú terhelőellenállás viszonya határozza meg. Írjuk fel a 10. ábra alapján R_b-t és osszuk el R_e-vel:

$$R_b = \frac{\ddot{u}U_g - U_e}{I_m} \tag{6.1.}$$

$$\frac{R_b}{R_e} = \frac{\ddot{u}U_g - U_e}{I_m} \cdot \frac{I_e}{U_e} = \frac{I_e}{I_m} \cdot \frac{\ddot{u}U_g - U_e}{U_e} \tag{6.2.}$$

Helyettesítsük be az (5.1.) egyenletből $\frac{I_e}{I_m}$-t, és végezzük el a szükséges átalakításokat:

$$\frac{R_b}{R_e} = pf_0(\Theta)\left[\frac{\ddot{u}U_g}{U_e} - 1\right] \tag{6.3.}$$

A 10. ábra szerint:

$$\frac{\ddot{u}U_g}{U_e} = \frac{1}{\cos\Theta} \tag{6.4.}$$

Ezzel:

$$\frac{R_b}{pR_e} = f_0(\Theta)\left[\frac{1}{\cos\Theta} - 1\right] = \frac{1}{\pi}(\operatorname{tg}\Theta - \Theta) \tag{6.5.}$$

A (6.5.) egyenlet alapján táblázatosan vagy diagrammal megadhatók az egyes $\frac{R_b}{pR_e}$ értékek a Θ függvényében.

7. A transzformátor szekunder feszültségének meghatározása

A 10. ábráról leolvasható a folyási szög és a feszültségek közötti összefüggés:

$$\cos\Theta = \frac{U_e}{\ddot{u}U_g} = \frac{U_e}{\sqrt{2}\cdot U_{\text{eff}}} \tag{7.1.}$$

ahol $\ddot{u}U_g = \sqrt{2}U_{\text{eff}}$ a transzformátor üresjárási szekunder feszültsége.

Határozzuk meg az összefüggést a terhelt transzformátor szekunder feszültsége és az egyenfeszültség között.

Az $\frac{U_t}{U_g}$ viszony a 7. ábra jelöléseivel:

$$\frac{U_t}{U_g} = \frac{U_t}{U'_{sz}} \cdot \frac{U'_{sz}}{U'_{pr}} \cdot \frac{U'_{pr}}{U_{pr}} \cdot \frac{U_{pr}}{U_g} \tag{7.2.}$$

A transzformátorok elméletéből ismeretes, hogy:

$$\frac{U_t}{U'_{sz}} = \frac{1}{1+\beta_2} \tag{7.3.}$$

és

$$\frac{U'_{pr}}{U_{pr}} = 1 - \beta_1 \tag{7.4.}$$

ahol β_1 és β_2 a primer és a szekunder oldali rézveszteségi állandó. Értékük általában néhány százalék. Tehát, ha $\beta_1 = \beta_2$, akkor írható:

$$\frac{U_t}{U'_{sz}} = \frac{1}{1+\beta_2} = \frac{1}{1+\beta_1} = (1+\beta_1)^{-1} \cong 1 - \beta_1 \tag{7.5.}$$

Ha $R_g = 0$, akkor

$$U_{pr} = U_g \tag{7.6.}$$

Az $\frac{U'_{sz}}{U'_{pr}}$ hányados az ideális transzformátor áttétele:

$$\frac{U'_{sz}}{U'_{pr}} = \ddot{u} \tag{7.7.}$$

A (7.4.–7.7.) képleteket a (7.2.)-be helyettesítve kapjuk a terhelt transzformátor feszültség áttételét:

$$\ddot{u}_t = \frac{U_t}{U_g} = \ddot{u}(1-\beta_1)^2 \tag{7.8.}$$

Ha a (7.8.)-ból $\ddot{u}U_g$ értékét a (7.1.) egyenletbe behelyettesítjük, kapjuk:

$$\cos\Theta = \frac{U_e}{U_t}(1-\beta_1)^2 = \frac{U_e}{U_t} \tag{7.9.}$$

A gyakorlatban a váltófeszültség csúcsértéke helyett az effektív értékkel számolunk:

$$U_{t\text{eff}} = \frac{U_e}{\sqrt{2}\cos\Theta}(1-\beta_1)^2 \tag{7.10.}$$

8. A rövidzárási áram meghatározása

8.1. Az egy diódán átfolyó csúcsáram

Ha a 9. ábrán R_e helyébe rövidzárat helyezünk, akkor megszűnik a dióda egyenfeszültségű előfeszítése és a körben a teljes félperiódus alatt folyik áram. A folyási szög ilyenkor:

$$\Theta = \frac{\pi}{2}$$

Tételezzük fel, hogy a transzformátor jellemzői nem változnak meg, ha az egyenirányító fokozat nagyobb árammal terheli. Ekkor a 9. ábra alapján belátható, hogy az U_t kapocsfeszültség változatlan marad, mert az áramkörben a váltóáramú körellenállás egyik összetevője sem változott meg.

A körben folyó maximális áram:

$$I_{mr} = A(1-\cos\Theta) = A\left(1-\cos\frac{\pi}{2}\right) = A \tag{8.2.}$$

Másrészt:

$$A = \frac{\ddot{u}U_g}{R_b} = \frac{U_t}{R_d + R_k} = I_{mr} \tag{8.3.}$$

Tehát a dióda és az áramkorlátozó ellenállás megválasztásánál arra kell figyelemmel lenni, hogy a (8.3.) képlettel meghatározott csúcsáramot a dióda károsodás nélkül kibírja.

8.2. A rövidzárási áram effektív értéke

Az egyoldalas és a kétoldalas egyenirányítónál az effektív áram:

$$I_{\text{eff}}=I_m\cdot F(\Theta) \tag{4.5.}$$

Ha $\Theta=\frac{\pi}{2}$, akkor

$$F(\Theta)=\sqrt{\frac{2\Theta+\Theta\cos 2\Theta-\frac{3}{2}\sin 2\Theta}{2\pi(1-\cos\Theta)^2}}=\frac{1}{2} \tag{8.4.}$$

$F(\Theta)$ értékét és a (8.2.) egyenletet a (4.5.)-be behelyettesítve kapjuk,

$$I_{r\text{eff}}=A\cdot\frac{1}{2} \tag{8.5.}$$

Határozzuk meg A értékét az üzemszerű terhelésnél fellépő egyenáram függvényében.

$$A=\frac{I_m}{1-\cos\Theta} \tag{8.6.}$$

I_m értékét behelyettesíthetjük az (5.1.) egyenletből:

$$A=\frac{I_e}{p\cdot f_0(\Theta)}\cdot\frac{1}{1-\cos\Theta} \tag{8.7.}$$

Ebből:

$$I_{r\text{eff}}=I_e\,\frac{1}{2p\,f_0(\Theta)\cdot(1-\cos\Theta)}=\frac{I_e}{p}\,\frac{\pi}{2(\sin\Theta-\Theta\cos\Theta)} \tag{8.8.}$$

A kettős terhelésű egyenirányítónál a zárlatos terhelésből származó effektív áramot szintén a (8.8.) adja. A zárlatos és a nem zárlatos terhelés áramát a (4.9.) szerint kell összegezni.

A feszültség-kétszerező és a Graetz egyenirányítónál a két részre osztott terhelés mindkét részének zárlata értelemszerűen egyszerre következik be. Tehát a (4.11.) szerint:

$$I_{r\text{eff}}=\sqrt{2}\,I_e\,\frac{\pi}{2p(\sin\Theta-\Theta\cos\Theta)}=$$

$$=\frac{I_e}{p}\,\frac{\pi}{\sqrt{2}\,(\sin\Theta-\Theta\cos\Theta)} \tag{8.9.}$$

9. Az egyenirányító fokozat által felvett teljesítmény

9.1. Egyoldalas egyenirányító

Az egyenirányító fokozat által felvett teljesítmény számításánál induljunk ki a teljesítmény általános definíciójából:

$$P=\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{+T/2}u_t(t)i(t)dt \tag{9.1.}$$

ahol

$$u_t(t)=U_t(t)\cos\omega t \tag{9.2.}$$

$i(t)$-t a (3.2.–3.4.) egyenletek adják meg. A behelyettesítést elvégezve kapjuk:

$$P=\frac{1}{2\pi}\int_{-\Theta}^{+\Theta}U_t\,\frac{I_m}{1-\cos\Theta}\,(\cos\omega t-\cos\Theta)\cos\omega t\,d\omega t=$$

$$=\frac{U_tI_m}{2}\,f_1(\Theta) \tag{9.3.}$$

$$P=\frac{1}{\sqrt{2}}\,U_{t\text{eff}}\cdot I_m\cdot f_1(\Theta)=U_{t\text{eff}}\cdot I_{1\text{eff}} \tag{9.4.}$$

A (7.10.), a (3.15.) és a (3.10.) egyenlet behelyettesítésével kapjuk, hogy:

$$P=\frac{(1-\beta_1)^2}{\sqrt{2}\cos\Theta}\cdot\frac{f_1(\Theta)}{\sqrt{2}}\cdot\frac{1}{f_0(\Theta)}\cdot U_e\cdot I_e=$$

$$=(1-\beta_1)^2\,\frac{1}{2\cos\Theta}\cdot\frac{f_1(\Theta)}{f_0(\Theta)}\,U_eI_e \tag{9.5.}$$

Tehát a folyási szög ismeretében az egyenirányító fokozat méretezése nélkül, előre megállapítható a transzformátorról felvett teljesítmény.

9.2. Kétoldalas egyenirányító

A kétoldalas egyenirányító teljesítmény felvételét a legegyszerűbben két olyan egyoldalas egyenirányító teljesítményfelvételéből származtathatjuk, amelyek $\frac{I_e}{2}$ egyenáramot szolgáltatnak. A (9.4.) egyenletből kiindulva:

$$P=2(U_{t\text{eff}}\cdot I_{1\text{eff}})=2\left[U_{t\text{eff}}\cdot\frac{1}{\sqrt{2}}\,I_mf_1(\Theta)\right]=$$

$$=2\left[\frac{(1-\beta_1)^2}{\sqrt{2}\cos\Theta}\right]U_e\left[\frac{1}{\sqrt{2}}\,\frac{f_1(\Theta)}{f_0(\Theta)}\right]\frac{I_e}{p}=$$

$$=\frac{(1-\beta_1)^2}{2\cos\Theta}\cdot\frac{f_1(\Theta)}{f_0(\Theta)}\,U_e\cdot I_e \tag{9.6.}$$

9.3. Kettős terhelésű egyenirányító

A 12. ábra és a (3.27.–3.33.) egyenletek alapján az egy tekercs által leadott teljesítmény:

$$P=\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{+\pi}U_t(t)i(t)dt=U_{t\text{eff}}(I'_{1\text{eff}}+I''_{1\text{eff}}) \tag{9.7.}$$

A két tekercs együttes teljesítménye:

$$2P=\frac{U_{t\text{eff}}}{\sqrt{2}}\left[I'_e\,\frac{f_1(\Theta')}{f_0(\Theta')}+I''_e\,\frac{f_1(\Theta'')}{f_0(\Theta'')}\right]=$$

$$=(1-\beta_1)^2\,\frac{1}{2\cos\Theta'}\,\frac{f_0(\Theta')}{f_1(\Theta')}\cdot U_e\cdot I'_e+$$

$$+(1-\beta_1)^2\,\frac{1}{2\cos\Theta''}\,\frac{f_1(\Theta'')}{f_0(\Theta'')}\,U_e\cdot I''_e \tag{9.8.}$$

9.4. A feszültségkétszerező és a Graetz egyenirányító

A (3.38.) és a (3.39.) egyenlőségeket a (9.7.) egyenletbe behelyettesítve kapjuk, hogy az egy tekercs által leadott teljesítmény:

$$P = U_{t\mathrm{eff}}(2I_{1\mathrm{eff}}) = \frac{(1-\beta_1)^2}{\cos\Theta}\cdot\frac{f_1(\Theta)}{f_0(\Theta)}U_e\cdot\frac{I_e}{p} \qquad (9.9.)$$

A feszültségkétszerező kapcsolásnál $p=1$, a Graetz kapcsolásnál $p=2$. A Graetz kapcsolásnál a (9.9.) által adott teljesítményt kettővel meg kell szorozni, mert a transzformátort két tekercsnek tekintjük.

10. Végformulák és tervezési segédletek

Az elméleti levezetések eredményeit célszerű táblázatba összefoglalni. A táblázat összeállítását a tervezés sorrendjében végezzük.

1. táblázat

$\Theta°$	$\frac{R_b}{pR_e}$	$\frac{pI_m}{I_e}$	$\frac{pI_r}{I_e}$	$\frac{U_{\mathrm{eff}}}{U_e}$	$\left(\frac{pI_{1\mathrm{eff}}}{I_e}\right)_q$	$\left(\frac{pI_{\mathrm{eff}}}{I_e}\right)_q$	$\left(\frac{P_q}{U_eI_e}\right)_q$	$\Theta°$
30	0,017	9,01	33,63	0,82	1,37	2,64	1,12	30
31	0,019	8,72	30,56	0,82	1,37	2,61	1,13	31
32	0,021	8,46	27,85	0,83	1,36	2,57	1,14	32
33	0,023	8,21	25,45	0,84	1,36	2,54	1,15	33
34	0,026	8,97	23,30	0,85	1,36	2,49	1,16	34
35	0,028	7,74	21,42	0,86	1,35	2,46	1,17	35
36	0,031	7,53	19,73	0,87	1,35	2,43	1,18	36
37	0,034	7,33	18,22	0,88	1,35	2,40	1,19	37
38	0,038	7,14	16,85	0,90	1,35	2,38	1,21	38
39	0,041	6,97	15,63	0,91	1,35	2,35	1,22	39
40	0,045	6,80	14,53	0,92	1,34	2,32	1,24	40
41	0,049	6,63	13,52	0,94	1,34	2,29	1,25	41
42	0,053	6,48	12,62	0,95	1,34	2,27	1,27	42
43	0,058	6,33	11,79	0,97	1,33	2,24	1,29	43
44	0,060	6,19	11,03	0,98	1,33	2,21	1,31	44
45	0,068	6,06	10,34	1,00	1,33	2,19	1,33	45
46	0,074	5,93	9,71	1,02	1,32	2,17	1,34	46
47	0,080	5,82	9,15	1,04	1,32	2,15	1,37	47
48	0,087	5,69	8,60	1,06	1,32	2,12	1,39	48
49	0,094	5,57	8,10	1,08	1,31	2,10	1,41	49
50	0,102	5,47	7,65	1,10	1,31	2,08	1,44	50
51	0,110	5,36	7,23	1,12	1,30	2,06	1,47	51
52	0,119	5,28	6,85	1,15	1,30	2,04	1,49	52
53	0,128	5,17	6,49	1,17	1,30	2,02	1,52	53
54	0,138	5,08	6,16	1,20	1,29	2,00	1,55	54
55	0,149	4,98	5,84	1,23	1,29	1,99	1,59	55
56	0,161	4,90	5,56	1,26	1,28	1,97	1,62	56
57	0,174	4,81	5,29	1,30	1,28	1,95	1,66	57
58	0,187	4,74	5,04	1,33	1,28	1,94	1,70	58
59	0,202	4,66	4,80	1,37	1,27	1,92	1,74	59
60	0,218	4,59	4,59	1,41	1,26	1,91	1,79	60

10.1. A folyási szög kiszámítása

A folyási szög értékét mindegyik kapcsolásnál a (6.5.) és a (2.2.) egyenlet alapján határozzuk meg:

$$\frac{1}{\pi}(\mathrm{tg}\,\Theta-\Theta)=\frac{R_b}{pR_e} \qquad (6.5.)$$

$$R_b=\ddot{u}^2R_g+\ddot{u}^2R_{r1}+R_{r2}+R_k+R_d \qquad (2.2.)$$

R_b az egy diódakörben szereplő összes váltóáramú ellenállás. A több diódakörben közösen szereplő R_k ellenállást teljes értékével kell figyelembe venni, amennyiben a kapcsolást az 1–5. ábrák szerint rajzoljuk meg. Egy diódakörben mindig csak egy dióda szerepel. R_e az egyenáramú terhelőellenállás az 1–5. ábrák szerint. (Tehát a feszültségkétszerező és a Graetz kapcsolásnál az egyenfeszültségből és az egyenáramból számított értéket osztani kell kettővel.) p az egy terhelőellenállásra dolgozó egyenirányítók száma.

Foglaljuk össze táblázatosan p értékeit:

2. táblázat

	p
Egyoldalas	1
Kétoldalas	2
Feszültségkétszerező	1
Kettős terhelésű	2
Graetz	2

$\frac{R_b}{pR_e}$ értékeit a leggyakrabban előforduló folyási szögeknél az 1. táblázat 2. oszlopa tartalmazza a (6.5.) egyenlet szerint. A táblázat első oszlopából a folyási szög értéke leolvasható.

10.2. A maximális áram meghatározása

Az egy diódakörben folyó maximális pillanatnyi áram az (5.1.) alapján számítható:

$$I_m=\frac{I_e}{pf_0(\Theta)} \qquad (5.1.)$$

Az 1. táblázat 3. oszlopa

$$\frac{pI_m}{I_e}=\frac{1}{f_0(\Theta)} \qquad (10.1.)$$

értékeit tartalmazza Θ függvényében. Ebből:

$$I_m=\left(\frac{p\cdot I_m}{I_e}\right)\frac{I_e}{p} \qquad (10.2.)$$

A maximális áram ismeretében a választott diódatípus megfelelősége ellenőrizhető.

10.3. A váltófeszültség számítása

A terheletlen transzformátor szekunder feszültsége a (7.1.) alapján:

$$U_{\mathrm{eff}}=\frac{1}{\sqrt{2}\cos\Theta}U_e \qquad (10.3.)$$

A táblázat 5. oszlopa $\frac{U_{\mathrm{eff}}}{U_e}$ értékeit tartalmazza a Θ függvényében. Ebből az üresjárási váltófeszültség:

$$U_{\mathrm{eff}}=\left(\frac{U_{\mathrm{eff}}}{U_e}\right)U_e \qquad (10.4.)$$

ahol

$$\frac{U_{\mathrm{eff}}}{U_e}=\frac{1}{\sqrt{2}\cos\Theta} \qquad (10.5.)$$

Az egyenirányítóval terhelt transzformátor szekunder feszültsége a (7.10.) alapján:

$$U_{t\,\mathrm{eff}} = U_{\mathrm{eff}}(1-\beta_1)^2 \qquad (10.6.)$$

ahol β_1 a transzformátor primer és szekunder tekercsének a rézveszteségi állandója.

Az így számított váltófeszültségek értelmezését az 1–5. ábrák adják.

10.4. Az egyenirányító áramfelvétele

Egy diódakör áramfelvétele a (3.15.) és az (5.1) egyenlet szerint:

$$I_{1\,\mathrm{eff}} = \frac{1}{\sqrt{2}}\,\frac{f_1(\Theta)}{f_0(\Theta)}\cdot\frac{I_e}{p} \qquad (10.7.)$$

Az 1. táblázat 6. oszlopa $\frac{pI_{1\,\mathrm{eff}}}{I_e}$ értékét tartalmazza Θ függvényében.

$$\frac{p\cdot I_{1\,\mathrm{eff}}}{I_e} = \frac{1}{\sqrt{2}}\,\frac{f_1(\Theta)}{f_0(\Theta)} \qquad (10.8.)$$

Amennyiben egy transzformátor tekercs több diódakört táplál, akkor az egyes körökből származó terhelő áramokat össze kell adni.

Jelöljük q-val az egy tekercsről táplált diódakörök (vagyis terhelések) számát. Egy tekercs eredő áramfelvétele:

$$I_{1\,\mathrm{Reff}} = \sum_q \left[\left(\frac{pI_{\mathrm{eff}}}{I_e}\right)\cdot\frac{I_e}{p}\right]_q \qquad (10.9.)$$

q értékeit a 3. táblázat tartalmazza:

3. táblázat

	q
Egyoldalas	1
Kétoldalas	1
Feszültségkétszerező	2
Kettős terhelésű	2
Graetz	2

10.5. A transzformátor tekercsén átfolyó effektív áram számítása

A transzformátor szekunder tekercsénél a rézveszteség szempontjából ezt az áramot kell figyelembe venni. Amennyiben olvadó biztosítékot helyezünk el a szekunder körben, akkor a biztosíték névleges értéke I_{eff}-nél nagyobb legyen. A (4.5.) és az (5.1.) egyenletek szerint az egy terhelésből származó effektív áram:

$$I_{\mathrm{eff}} = \frac{F(\Theta)}{f_0(\Theta)}\cdot\frac{I_e}{p} \qquad (10.10.)$$

Az 1. táblázat 7. oszlopa $\frac{pI_{\mathrm{eff}}}{I_e}$ értékeit tartalmazza a Θ függvényében. A (4.9.) szerint a több terhelésből számított effektív áramértékeket négyzetesen kell összeadni:

$$I_{R\,\mathrm{eff}} = \sqrt{I'^2_{\mathrm{eff}} + I''^2_{\mathrm{eff}}} \qquad (10.11.)$$

A feszültségkétszerező és a Graetz kapcsolásnál

$$I'_{\mathrm{eff}} = I''_{\mathrm{eff}}, \text{ ezért } I_{R\,\mathrm{eff}} = \sqrt{2}\,I_{\mathrm{eff}} \qquad (10.12.)$$

10.6. Az egy diódán átfolyó csúcsáram

A terhelés rövidzárlata esetén vagy bekapcsoláskor a töltetlen pufferkondenzátor miatt a diódán fellépő áramlökés:

$$I_{mr} = \frac{U_t}{R_d + R_k} \qquad (10.13.)$$

10.7. A transzformátor árama zárlatos terhelésnél

A zárlatos terhelésből származó transzformátoráram (8.8.) egyenlet szerint:

$$I_{r\,\mathrm{eff}} = \frac{\pi}{2(\sin\Theta - \Theta\cos\Theta)}\,\frac{I_e}{p} \qquad (10.14.)$$

Több terhelésnél a transzformátortekercsen átfolyó eredő áramot a (10.11.) szerint kell kiszámítani a zárlatos és a nem zárlatos terhelés áramából.

A feszültségkétszerező és a Graetz egyenirányítónál a 3. és az 5. ábra szerint csak a két terhelő ellen-

4. táblázat

A folyási szögfüggvények értékei $\Theta = 30°$-tól $60°$-ig (lineáris diódakarakterisztika esetén)

$\Theta°$	$f_0(\Theta)$	$f_1(\Theta)$	$f_2(\Theta)$	$f_3(\Theta)$	$f_4(\Theta)$	$f_5(\Theta)$	$f_6(\Theta)$
30	0,111	0,214	0,198	0,171	0,139	0,103	0,068
31	0,114	0,221	0,203	0,174	0,138	0,100	0,063
32	0,117	0,228	0,207	0,176	0,138	0,097	0,058
33	0,121	0,235	0,212	0,178	0,137	0,094	0,054
34	0,125	0,241	0,217	0,180	0,135	0,090	0,048
35	0,129	0,247	0,221	0,181	0,134	0,086	0,043
36	0,132	0,254	0,226	0,182	0,132	0,082	0,038
37	0,136	0,260	0,230	0,183	0,130	0,077	0,032
38	0,139	0,267	0,234	0,184	0,127	0,072	0,027
39	0,143	0,273	0,237	0,184	0,124	0,067	0,022
40	0,147	0,279	0,241	0,184	0,121	0,062	0,016
41	0,150	0,285	0,244	0,184	0,118	0,057	0,011
42	0,154	0,292	0,247	0,184	0,114	0,052	0,0053
43	0,157	0,298	0,251	0,183	0,111	0,047	0,0015
44	0,161	0,304	0,253	0,182	0,107	0,041	−0,0023
45	0,165	0,310	0,256	0,181	0,102	0,036	−0,0073
46	0,168	0,315	0,259	0,180	0,0981	0,031	−0,011
47	0,171	0,321	0,261	0,178	0,0935	0,026	−0,015
48	0,176	0,327	0,263	0,176	0,0888	0,020	−0,018
49	0,179	0,333	0,265	0,174	0,0840	0,015	−0,022
50	0,183	0,338	0,267	0,172	0,0790	0,010	−0,024
51	0,186	0,344	0,269	0,169	0,0740	0,0057	−0,027
52	0,190	0,349	0,270	0,166	0,0689	0,0011	−0,028
53	0,193	0,355	0,271	0,163	0,0637	−0,0034	−0,030
54	0,197	0,360	0,272	0,160	0,0585	−0,0076	−0,031
55	0,200	0,365	0,273	0,157	0,0533	−0,011	−0,022
56	0,204	0,370	0,274	0,153	0,0481	−0,015	−0,033
57	0,208	0,375	0,275	0,150	0,0429	−0,019	−0,033
58	0,211	0,381	0,275	0,146	0,0377	−0,022	−0,033
59	0,215	0,385	0,275	0,141	0,0326	−0,025	−0,032
60	0,218	0,390	0,276	0,138	0,0275	−0,027	−0,031

5. táblázat

A harmonikus áramkomponensek effektív értékei az egyenáram függvényében $\Theta = 30° - 60°$-ig

$\Theta°$	$\frac{pI_{1eff}}{I_e}$	$\frac{pI_{2eff}}{I_e}$	$\frac{pI_{3eff}}{I_e}$	$\frac{pI_{4eff}}{I_e}$	$\frac{pI_{5eff}}{I_e}$	$\frac{pI_{6eff}}{I_e}$
30	1,37	1,26	1,09	0,88	0,65	0,43
31	1,37	1,25	1,07	0,85	0,62	0,40
32	1,36	1,24	1,05	0,83	0,85	0,35
33	1,36	1,23	1,03	0,79	0,54	0,31
34	1,36	1,22	1,01	0,76	0,51	0,27
35	1,35	1,21	0,99	0,73	0,47	0,24
36	1,35	1,20	0,97	0,70	0,43	0,20
37	1,35	1,19	0,95	0,67	0,40	0,17
38	1,35	1,18	0,93	0,64	0,37	0,14
39	1,35	1,17	0,91	0,61	0,33	0,11
40	1,34	1,16	0,89	0,58	0,30	0,08
41	1,34	1,14	0,86	0,55	0,27	0,05
42	1,34	1,12	0,84	0,52	0,24	0,03
43	1,33	1,12	0,82	0,50	0,21	0,007
44	1,33	1,11	0,80	0,47	0,18	−0,01
45	1,33	1,10	0,78	0,44	0,16	−0,03
46	1,32	1,09	0,75	0,41	0,13	−0,05
47	1,32	1,07	0,73	0,38	0,11	−0,06
48	1,32	1,06	0,71	0,36	0,08	−0,07
49	1,31	1,04	0,69	0,33	0,06	−0,08
50	1,31	1,03	0,66	0,31	0,04	−0,09
51	1,30	1,02	0,64	0,28	0,02	−0,10
52	1,30	1,00	0,62	0,26	0,004	−0,11
53	1,30	0,99	0,60	0,23	−0,01	−0,11
54	1,29	0,98	0,58	0,21	−0,03	−0,11
55	1,29	0,96	0,55	0,19	−0,04	−0,11
56	1,28	0,95	0,53	0,17	−0,05	−0,11
57	1,28	0,94	0,51	0,15	−0,06	−0,11
58	1,28	0,92	0,49	0,13	−0,07	−0,11
59	1,27	0,91	0,47	0,11	−0,08	−0,11
60	1,26	0,89	0,45	0,09	−0,07	−0,10

állás egyidejű zárlata lehetséges, ezért a transzformátoron átfolyó zárlati áram:

$$I_{r\,eff} = \sqrt{2}\,\frac{2(\sin\Theta - \Theta\cos\Theta)}{\pi}\,\frac{I_e}{p} \qquad (10.15.)$$

$\frac{p \cdot I_{reff}}{I_e}$ értékét az 1. táblázat 4. oszlopa tartalmazza:

$$\frac{p \cdot I_{reff}}{I_e} = \frac{\pi}{2(\sin\Theta - \Theta\cos\Theta)} \qquad (10.16.)$$

10.8. Teljesítményfelvétel számítása

Az egyenirányító által felvett teljesítményt a váltófeszültségből és az alapharmonikus áramból lehet számítani. Közelítő pontossággal azonban a folyási szög ismeretében, előre is meghatározható. Az egy terhelés által felvett teljesítmény:

$$P_q = (1-\beta_1)^2\,\frac{1}{\sqrt{2}\,\cos\Theta}\,\frac{f_1(\Theta)}{\sqrt{2}\,f_0(\Theta)}\,U_e I_e \cong$$

$$\cong \left(\frac{U_{eff}}{U_e}\right)\left[\frac{f_1(\Theta)}{\sqrt{2}\,f_0(\Theta)}\right] U_e I_e \qquad (10.17.)$$

$\left(\frac{P_q}{U_e I_e}\right)$ értékét az 1. táblázat 8. oszlopa tartalmazza.

A felvett összteljesítményt az egyes terhelésekből származó teljesítmények összegezésével kapjuk. (A feszültségkétszerező és a Graetz kapcsolás esetén kettővel kell szorozni a (10.17.) értékét.)

Végezetül köszönetemet fejezem ki Antal Sándornénak a számítások elvégzése során nyújtott értékes segítségéért.

IRODALOM

1. *Dr. Komarik J.:* Nem lineáris áramkörök. Tankönyvkiadó, 1963.
2. *Palotás L.:* Nem lineáris áramkörök. Példatár. Tankönyvkiadó, 1966.
3. *Takács F.:* Híradástechnikai alkatrészek. Tankönyvkiadó, 1964.

SZEMLE

(Folytatás a 238. oldalról)

crossbar rendszerű automata telefonközpontok gyártását. Azóta már a vállalat az elektronikus telefonközpontot is kidolgozta. Az LM Ericsson Svédország egyik legnagyobb üzeme. Múlt év végén a foglalkoztatottak létszáma elérte a 48 700 főt. A vállalat forgalma a múlt évben 488 millió dollárt tett ki. Ebből 33% a hazai piacra, 37% exportra került, egyéb európai országokba, 19% Latin-Amerikába, 9%-ot exportált Afrikába, Ázsiába, Ausztráliába és 2%-ot az USA-ba és Kanadába. Egyéb különféle elektronikus berendezéseket és katonai célokat szolgáló elektronikát 1,3 millió dollárban állított elő. Legutóbb a vállalat az angol Plessey-vel 20 évre szóló szerződést kötött, amelynek értelmében az Ericsson műszereket importál Angliából és ennek ellenében a vállalat elkezdte gyáralapítását Angliában.

A SAAB külföldön általában az autójáról híres, azonban jelentős elektronikus műszer termelése is van. Többek között a légierőnek speciális konstrukciójú komputereket állít elő. A komputer tevékenységét azonban a cég kifejlesztette a polgári életben használható komputerfajtákra is. Így a legismertebb típus a D 22-es, amelyből a közelmúltban 42 millió Skr értékben értékesített. A vállalat ezen a területen bővítette tevékenységét, és legutóbb Finnországból és Dániából is rendeléseket kapott.

A Facit csoport a számológépekről és irodagépek gyártásáról ismeretes, általában a komputerekhez perifériális berendezéseket is előállít. Aktivitására a SAAB céggel együtt jellemző, hogy a közelmúltban nyertek el egy nemzetközi tender kiírást, amelyen 15 ismert világcég vett részt, a svéd, dán és finn bankok részére egy komputer termináló berendezés szállítására. Ezt az 1970-es évek elején szállították le. A szerződés értéke 40 millió dollárt reprezentál.

Az említett cégeken kívül az elektronikus iparban jelentős — még ha nem is olyan súllyal, mint az említettek — az AGA és a Bofors, azonban e két cég főleg a hadiiparban érdekelt, különféle elektronikus berendezések szállításában. A termelésük csökkenő tendenciát mutatott (mintegy – 12%-os csökkenést), amellett, hogy a múlt évi teljes eladás értéke meghaladja a 70 milliós Skr-t. *(Műszaki-gazdasági Adattár)*

S. TÓTH FERENC
GELKA Gyengeáramú Műszaki Osztály

Színes tv-vevőkészülékek fejlődésének tendenciája

ETO 621.397.132:621.397.62.001.6

A színes tv-vevőkészülékek fejlesztése, gyártása és szervizelése során szerzett hazai és külföldi tapasztalatok azt mutatják, hogy a vétel alapproblémáit és fejlődési tendenciáit — függetlenül attól, hogy PAL vagy SECAM rendszerrel állunk szemben — három feladatcsoporttal jellemezhetjük.

Az első a színes képcső és annak kiszolgáló áramköreinek egyszerűsítése, a második a már kialakult áramköri megoldások korszerűsítése, a harmadik a kétnormás (PAL—SECAM) vevőkészülék kidolgozása.

Az NSZK televízióiparának fejlődését figyelve megállapíthatjuk, hogy 1967 nyarán — a színes televíziózás kezdetekor — csak a 63 cm képátlójú (A 63-11X típusú) árnyékmaszkos képcsővel hoztak forgalomba tv-készülékeket. Az igények jelentkezése folytán alig egy évvel később már 56, 48, sőt 28 cm-es képcsövekkel is gyártották vevőkészülékeiket. Ezáltal az 1968-as hannoveri vásáron a választékbőség 88 készüléktípusra nőt, bár ezek a készülékek csak 13 fajta alaplemez variánsai.

Jelenleg a készülék előállítási árának kb. 50%-át a színes képcső, az eltérítő szerelvény, a konvergencia egység és a hozzá tartozó szabályzók teszik ki. Ezért az előállítási árra a fejlesztő mérnöknek — adott képcsőtípus esetén — kevés befolyása van. Hasonló a helyzet az önköltségi ár további 20—25%-ával, amelyet a piac igényeinek (formatervezés, kávaköltség, kényelmi szolgáltatások stb.) kielégítésére kell fordítani. A fentieket összegezve megállapíthatjuk, hogy a konstruktőr kb. az előállítási ár 25%-án belül végezheti fejlesztői tevékenységét, ami nem nagy perspektíva számára.

Az eddigiekből látható, hogy a fejlődés iránya az egyszerűbb, olcsóbb színes képcső kidolgozása. Az újabb képcső megjelenését gazdasági tényezőkön kívül az is sürgeti, hogy pl. a 63 cm-es képcsővel — amelynek eltérítési szöge 90° — megépített készülék mélysége kb. 60 cm.

A készülék mélységének jelentős csökkentése csak nagyobb eltérítési szögű képcsővel valósítható meg. A képcsőgyártó cégek ugyan megkísérelték a nagyobb eltérítési szög elérését, de a tapasztalat azt mutatja, hogy az eltérítési szög növelése olyan konvergenciahibákat okoz, amelyek kiegyenlítése nehézkes, igen bonyolult segédáramköröket igényel.

Jelenleg az európai készülékekben többnyire az A63-11X típusú, 90°-os szögletes képcsövet találjuk. Ez a képcső mintegy 63 VA teljesítményt igényel a vízszintes eltérítéshez, és további 37,5 VA teljesítményt az 1,5 mA sugáráram esetén is szükséges 25 kV gyorsító feszültség fenntartásához.

A technika fejlődésének hatására bizonyos eredmények mutatkoznak, de jelentős fejlődést csak az új, „Trinitron" elnevezésű képcső mutat, amelynek teljesítmény-szükséglete jóval kisebb, és a konvergencia-problémák is egyszerűbben, így olcsóbban oldhatók meg.

Érdemes szólni a képcsövek gyorsító feszültségének korszerű előállításáról. Ma már az ún. egygenerátoros és a ballasztszabályozás nélküli kétgenerátoros megoldások túlhaladottak. A ballasztcső nélküli új kapcsolások általában a feszültségsokszorozás valamilyen megoldását alkalmazzák.

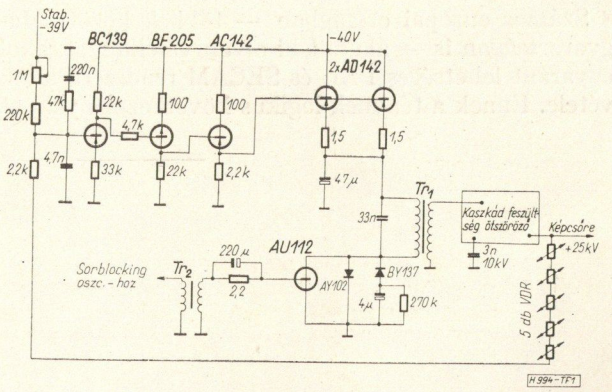
Az 1. ábra egy francia EMO gyártmányú készülék nagyfeszültségű végfokozatát szemlélteti a hozzátartozó stabilizáló áramkörrel együtt.

A fokozat a 25 kV-os feszültséget kaszkád feszültség-sokszorozóval állítja elő. Ezáltal az eddigi áramköri megoldásokkal ellentétben a nagyfeszültségű transzformátorra, a végtranzisztorra stb. előírt követelmények lényegesen enyhébbek, ezért a megvalósítás, üzemeltetés könnyebb és tartósabb.

A kapcsolási rajz alapján az áramkör működése a következő:

Az AU 112 végtranzisztor a vízszintes eltérítő generátorról (amely blocking oszcillátor), a Tr_2 elválasztó transzformátoron keresztül kap vezérlést. A végtranzisztor kollektorkörében munkaellenállásként a sorfrekvenciára hangolt Tr_1 nagyfeszültségű transzformátort találjuk. A felerősített sorimpulzusok a transzformátor szekunder tekercsén kb. 5—5,5 kV nagyságúak. A végtranzisztorral párhuzamosan kapcsolt AY 102 dióda a booster dióda szerepét tölti be, míg a BY 137, 4 μF, 270 Kohm komplexum a végtranzisztor védelmét szolgálja.

Mint ismeretes, a színes képcső gyorsító feszültségét a különböző behatások (hálózati feszültségingadozás, sugáráramváltozás stb.) ellenére stabil értéken kell tartani. Az ismertetett megoldásban ezt a célt szolgálja a 2 db AD 142 ballaszt tranzisztor és a



1. ábra. Nagyfeszültségű végfokozat

Beérkezett: 1969. X. 16.

BC 139, BF 205, AC 142 tranzisztorokból álló stabilizáló kapcsolás. A 25 kV-os feszültség változását az 5 db VDR ellenállásból álló visszacsatoló lánc érzékeli. A változás irányától és nagyságától függő hibafeszültség a BC 139, BF 205, AC 142 tranzisztorokkal épült egyenáramú erősítő bemenetére kerül. A felerősített hibajel az AC 142 emitteréről kerül az AD 142-k bázisára. A 2 db párhuzamosan kapcsolt AD 142 mint áteresztő tranzisztor működik, és ezen keresztül lehetőség nyílik a nagyfeszültségű végfokozat tápfeszültségének változtatására. A tápfeszültségváltozás iránya mindig olyan, hogy a gyorsító feszültség megváltozása ellen dolgozik, és ennek eredményeként a 25 kV-os nagyfeszültség ±500 V-os tűrésen belül állandó. A névleges értéket a BC 139 báziskörében található 1 Mohmos potenciométerrel állíthatjuk be.

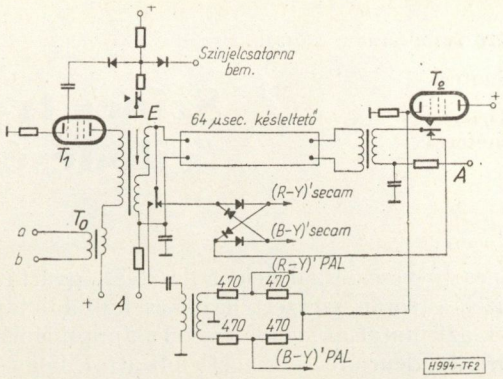
A színes televízió-vevőkészülékek további fejlesztését a félvezetők messzemenő és az integrált áramkörök részleges bevezetésével jellemezhetjük.

A tranzisztorok, illetve tranzisztoros áramkörök alkalmazására hazai és külföldi példát is tudunk említeni, ugyanis a VIDEOTON TS 5204 S típusú színes vevőkészülékének színcsatornája korszerű módon teljesen tranzisztoros kialakítású. Szintén alkalmaz tranzisztoros áramköröket a Szovjet „Szivárvány" elnevezésű és a francia EMO vagy a NORMENDE legújabb készüléke is.

Mint ismeretes a mai kapcsolási megoldások mindegyike nagyszámú beállító és kiegyenlítő elemet tartalmaz. Ez a tény a szerviz szakemberek helyzetét nagymértékben megnehezíti, mert a javítások során egy-egy hibás alkatrész cseréje határesetben az összes áramkör vizsgálatát, beállítását vonja maga után. Ezen a helyzeten segít az integrált áramkörök alkalmazása, amikor is a javítás alkalmával egy-egy hibás, de előre beállított egységet kell csupán kicserélni. Sajnos, az integrált áramkörök bevezetési lehetősége a technika mai állása mellett csak korlátozott. Mindenekelőtt a video fokozatok, a világosság-, és színjel előerősítők, az automatikus erősítés-szabályozó áramkör, a színjelcsatorna (dekóder) valamennyi nem szelektív áramköre, a különbségi hangcsatorna áramkörei jöhetnek elsősorban számításba.

A különböző KF fokozatok, az eltérítő végfokozatok, a nagyfeszültség előállítása és a hálózati rész az integrálásra nem alkalmas, ár vagy teljesítmény, vagy egyszerűen a megvalósíthatatlanság miatt. Ezekben a fokozatokban továbbra is a diszkrét aktív elemek kerülnek alkalmazásra.

Számos európai országban — többek között Magyarországon is — alakult ki olyan vételkörzet, ahol egyaránt lehetséges PAL és SECAM rendszerű adók vétele. Ennek a ténynek logikus következményeként



2. ábra. CFT gyártmányú kétnormás készülék elvi kapcsolása

a külföldi készülékgyártó cégek kifejlesztették az ún. „kétnormás" készülékeiket.

Az alábbiakban a francia CFT gyár kétnormás dekóderét ismertetjük főbb vonalakban.

Az áramkör egyszerűsített rajzát a 2. ábra szemlélteti.

PAL rendszerre áttérés esetén egy többérintkezőjű jelfogó meghúz. A jelfogó munkaérintkezőin keresztül a PAL dekódoló a késleltető művonal E jelű pontjára csatlakozik (nyugalmi állapotban a nyugalmi érintkezőkön keresztül a SECAM dekódoló van üzemben). A T2 cső a PAL dekódolót egy sornyi, vagyis 64 μsec időkésleltetéssel vezérli. PAL vétel esetén a SECAM rendszer által alkalmazott „harangkört" csillapítani kell, továbbá a SECAM előlimitert ki kell iktatni, hogy a PAL információ teljes egészében rákerüljön a dekódolóra.

A kapcsolásban „A"-val jelölt pontok a SECAM vételhez szükséges elektronkapcsolót vezérlő multivibrátorra csatlakoznak. A modulált színjelerősítő egy T_0-lal jelzett járulékos transzformátort tartalmaz, amelynek *a* és *b* pontjairól táplálják az úgynevezett PAL azonosító (fázis komparátor) áramkörét.

A továbbiakban már csak egy SECAM, illetve PAL dekódoló értelem szerinti (lásd 2. ábra) összekapcsolására van szükség ahhoz, hogy „kétnormás" dekódolóhoz jussunk.

Az elmondottakból látható, hogy napjainkban rohamosan változnak azok a szempontok, amelyek egy-egy vevőkészülék kialakítását meghatározzák, ezért ezeknek ismerete elengedhetetlenül szükséges.

IRODALOM

1. *R. Aschen:* Les décodeurs autonomes SECAM-PAL. Radio-Tv-service, Nr. 91/92 p. 3668.
2. *Günter Kroll:* Technik und Entwicklungstendenzen bei Farbfernsehempfängern. Funk-Technik, 1968. Nr. 24.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.316.722.1:621.382.233

Saufert J.:

Tirisztoros feszültségstabilizátorok szabályozási paraméterei

HÍRADÁSTECHNIKA XXI. (1970) 8. sz.

A stabilizátorok fontos paramétere a szabályozási jóság és a belső ellenállás. A szerző e paraméterek levezetését tárgyalja és értékeli a kapott eredményeket. Megállapítja, hogy a statikus paraméterek javításával növekszik a stabilizátor válaszideje a terhelés változásra. A Miller-szűrés alkalmazása javítja a stabilizátor dinamikus tulajdonságait. A szabályozási paraméterek felhasználhatóak a tervezéshez is.

ETO 621.391.3:313

Johanneson, N. O.:

A jövő hírközlési rendszerének lehetőségei

HÍRADÁSTECHNIKA XXI. (1970) 8. sz.

Az áttekintő jellegű cikk összefoglalja azokat a lehetőségeket, amelyek a jövőben a ponttól pontig terjedő kapcsolatokban a telefonrendszerekben alkalmazásra kerülnek.

ETO 621.396.721.029.62:621.396.933

Näslund, Y.:

Tranzisztorizált VHF 1 csatornás rádióberendezés modul kivitelben a polgári légiforgalomban a föld és repülőgép közötti összeköttetés céljaira

HÍRADÁSTECHNIKA XXI. (1970) 8. sz.

A szerző ismerteti a svéd Philips Teleindustri AB cég 1 csatornás VHF rádióberendezés 10 W-os és 50 W-os adóteljesítményű típusait. A berendezésekben csak tranzisztorok vannak alkalmazva az 50 W-os végfok kivételével.

ETO 621.314.63:621.382.2

Kálmán I.:

Lineáris, töréspontos karakterisztikájú diódát tartalmazó, pufferkondenzátoros kimenetű egyenirányító fokozatok analízise és tervezése

HÍRADÁSTECHNIKA XXI. (1970) 8. sz.

A cikk a folyási szög üzemű egyenirányítók közelítő tervezését ismerteti. Tartalmazza a lényeges feszültség és áramértékek meghatározására szolgáló összefüggéseket és azok levezetéseit. A gyakorlati tervezés meggyorsítása érdekében külön táblázatok adják meg a végformulák relatív értékeit a folyási szög függvényében.

ETO 621.397.132:621.397.62.001.6

S. Tóth F.:

Színes tv-vevőkészülékek fejlődésének tendenciája

HÍRADÁSTECHNIKA XXI. (1970) 8. sz.

A cikk tárgyalja a színes tv-vevőkészülékek aktuális fejlesztési szempontjait. A vevőkészülékek tervezése során fellépő gazdaságossági kérdéseken kívül a munka konkrét megoldást közöl a színes képcső 25 kV-os gyorsító feszültségének korszerű előállítására, valamint vázlatosan ismerteti a kétnormás (SECAM-PAL) dekódoló áramkör kialakításának elvi körülményeit.

Обобщения

ДК 621.316.722.1:621.382.233

Й. Сауферт:

Регуляционные параметры стабилизаторов напряжения на тиристорах

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXI. (1970) № 8

Добротность регуляции и внутреннее сопротивление являются важными параметрами стабилизаторов. Автор излагает эти параметры и оценивает полученные результаты. Установлено, что улучшение статических параметров увеличивает время ответа стабилизатора в случае изменений нагрузки. Применение фильтрации Миллера улучшает динамические свойства стабилизатора. Параметры регуляции могут быть использованы в ходе проектирования.

ДК 621.391.3:313

Йоханнесон, Н. О.:

Возможности системы связи будущего

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXI. (1970) № 8

Статья является обозрением возможностей, которые будут применены в будущем в телефонных связях от одной точки до другой.

ДК 621.396.721.029.62:621.396.933

Неслунд И.:

I-канальная радиоаппаратура очень высоких частот на транзисторах модульной конструкции для радиосвязи между земли и самолетом в гражданской авиации

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАЩТЕХНИКА, Будапешт) XXI. (1970) № 8

Автор описывает 10 вт и 50 вт типы I-канальной радиоаппаратуры шведской фирмы Филипс Телеиндустрии АБ. Устройства исполнены полностью на транзисторах за исключением выходного каскада 50 вт.

ДК 621.314.63:621.382.2

Калман И.:

Анализ и проектирование выпрямительних каскадов с буфферным конденсатором на выходе, содержанных диод, имеющий линейную характеристику с точкой перелома

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXI. (1970) № 8

Статья излагает приближенный метод проектирования выпрямителей с различными углами попускания тока.
Даны выражения для определения важнейших величин напряжения и токов, а также их вйводы. В целях ускоркния проектирования в практике относительные значения конечных формул составлены в отдельных таблицах, как функция от угла пропускания тока.

ДК 621.397.132:621.397.62.001.6

Ш. Тот, Ф.:

Тенденция развития цветных телевизоров

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXI. (1970) № 8

Статья излагает актуальные точки зрения развития цветных телевизоров. Кроме экономических вопросов, возникающих в ходе проектирования телевизоров, дано конкретное решение по современному созданию ускоряющего напряжения 25 кв цветной приемной трубки, а также кратко описываются условия осуществления двухнормной (СЕКАМ ПАЛ) цепи декодирования.

Zusammenfassungen

DK 621.316.722.1:621.382.233

Saufert, J.:

Regelungsparameter der Thyristorspannungsstabilisatoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) Nr 8.

Der Regelungsgütefaktor und der innere Widerstand sind wichtige Parameter der Stabilisatoren. Der Verfasser diskutiert die Deduktion der Parameter und bewertet die erzielten Ergebnissen. Er behauptet, dass mit der Verbesserung der statischen Parameter wächst die Antwort-Zeit des Stabilisators mit der Änderung der Belastung. Die Verwendung des Miller'schen Filtersystems verbessert die dynamischen Eigenschaften des Stabilisators. Die Regelungsparameter können für den Entwurf auch benutzt werden.

Summaries

UDC 621.316.722.1:621.382.233

Saufert, J.:

Control Parameters of Thyristor Voltage Stabilizators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) № 8.

Control quality and internal resistance are very important parameters of the stabilizers. The author discusses the deduction of the parameters and evaluates the obtained results. He states that by the improvement of the static parameters the response time of the stabilizer increases in consequence of the change of the load. The application of the Miller-type filtering method improves the dynamic properties of the stabilizer. The control parameters can be utilized also for the design.

DK 621.391.3:313

Johanneson N. O.:

Möglichkeiten der Fernmeldesysteme in der Zukunft

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) Nr 8.

Der Artikel von übersichtlichen Charakter fasst jene Möglichkeiten zusammen, welche in der Zukunft in den von Punkt-zu-Punkt Verbindungen in den Telephonsystemen angewendet werden können.

UDC 621.391.3:313

Johanneson, N. O.:

Aspects of Future Telecommunication Systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) № 8.

The paper constituting only a survey summarizes those possibilities which may be applied in point-to-point connections of telephone systems.

DK 621.396.721.029.62:621.396.933

Y. Näslund:

Transistorisierte VHF 1-Kanal modulierte Radioeinrichtung in dem Zivilverkehr für die Verbindung zwischen Bodenstation und Flugzeug

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) Nr 8.

Der Verfasser erötert die Sendertypen 10 und 50 W der 1-Kanal VHF Radioeinrichtung, erzeugt bei der schwedischen Firma AB Philips Teleindustri. In der Einrichtung sind ausser der 50 W Endstufe nur Transistoren angewendet.

UDC 621.396.721.029.62:621.396.933

Y. Näslund:

Transistorized VHF 1-Channel Radio in Module Construction Used in the Civil Air Traffic for the Purpose of Communication Between the Earth and the Aircraft

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) № 8.

The paper presents the new type of 1-channel VHF radio equipment of 10 and 50 W transmitter power produced by the Swedish firm Philips Teleindustri AB. The equipment is all solid state with the exception of the 50 W high power stage.

DK 621.314.63:621.382.2

I. Kálmán:

Analyse und Entwurf von Gleichrichterstufen mit Pufferkondensatorenausgang die Dioden mit linearen und Knickpunktkarakteristik enthalten.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) Nr 8.

In dem Artikel wird der genäherte Entwurf von Gleichrichter mit veränderlichen Fliesswinkeln erörtert. Es enthält die Zusammenhänge und deren Ableitungen die zur Bestimmung der wesentlichen Spannungs- und Stromwerte dienen. Zur Beschleunigung des praktischen Entwurfs geben Tabellen die relativen Werte der Endformeln als Funktion des Flieswinkels.

UDC 621.314.63:621.382.2

I. Kálmán:

Analysis and Design of Rectifier stage Comprising a Diode with Linear breakpoint Curve and Buffer-Condenser.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) № 8.

The approximative design of rectifiers with different angles of flow is presented. Relations and deductions for the determination of essential voltages and current values are set forth. To accelerate practical design separate tables give the relative values of the final formulae as a function of the angle of flow.

DK 621.397.132:621.397.62.001.6

S. Tóth, F.:

Tendenz der Entwicklung der Farbfernsehempfangsgeräte

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) Nr 8.

In dem Artikel werden die aktuellen Entwicklungsgesichtspunkte der Farbfernsehgeräte diskutiert. Ausser den Wirtschaftlichkeitsfragen, dei während der Planung der Empfängergeräte auftreten, werden in dem Artikel konkrete Lösungen bezüglich der modernen Erzeugung der Beschleunigungsspannung von 25 kV der Farbbildröhren und die grundsätzlichen Umstände der Entwicklung der Dekodierschaltungen für zwei Normen (SECAM-PAL) erörtert.

UDC 621.397.132:621.397.62.001.6

S. Tóth, F.:

Trend of the Development of Colour Television Receivers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) № 8.

The paper deals with the actual development problems of colour television receivers. Besides the economic problems occurring in the course of the design of the receivers the paper presents a concrete solution concerning the up-to-date generation of the 25 kV accelerating voltage of the colour picture tube. Finally the fundamental conditions of the development of the double-standard (SECAM-PAL) decoding circuit are presented.

Résumés

CDU 621.316.722.1:621.382.233

Saufert, J.:

Paramètres de régulation des stabilisateurs de tension à thyristors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) № 8.

La qualité de régulation et la résistance interne sont des paramètres importants des stabilisateurs. L'auteur traite la déduction des paramètres et analyse les résultats obtenus. Il constate que le temps de réponse du stabilisateur aux variations de la charge augmente par l'amélioration des paramètres statiques. L'application de la filtration de Miller produit un perfectionnement des propriétés dynamiques du stabilisateur. Les paramètres de régulation peuvent être utilisés pour le projet.

CDU 621.391.3:313

Johanneson, N. O.:

Possibilités du systeme de télécommunication de l'avenir

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) № 8.

L'article du caractère général donne un résumé des possibilités lesquelles seront appliquées dans l'avenir pour établir des systèmes de téléphonie d'un point à l'autre.

CDU 621.396.721.029.62:621.396.933

Näslund, Y.:

Appareillage radiophonique VHF à une voie de construction modulaire pour la communication entre terre et avion dans le service aérien civil

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) N°. 8.

L'auteur expose les types de 10W et 50W puissance de sortie de l'appareilllage radiophonique VHF à une voie de la compagnie suédoise Philips Teleindustri AB. L'appareillage comprend seulement transistors à l'exeption de l'étage final de 50W.

CDU 621.314.63:621.382.2

Kálmán, I.:

Analyse et plan des degrés redresseurs, de sortie batterie tampon aux diodes de caractére points de rupture linéaire.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) N° 8.

L'article expose le projet approximatif des redresseurs avec différents angles d'écoulement. Il décrit les rélations et leurs déduction pour déterminer les valeurs des tensions et courants essentielss Pour accélerer le projet pratique les valeurs rélatives des formules finales en fonction de l'angle d'écoulement sont données dans tableaux.

CDU 621.397.132:621.397.62.001.6

S. Tóth, F.:

Tendences du développement des récepteurs de télévision en couleurs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) № 8.

L'article expose les points de vue actuels du développement des récepteurs de télévison en couleurs. Hors des questions économiques qui se présentent au cours du projet des récepteurs une solution concrète est donnée pour produire, d'une facon moderne, la tension d'accéleration de 25 kV du tube-image en couleurs, ainsi que les conditions de la réalisation du circuit décodeur binorme (SECAM-PAL.) sont brièvement analysées.

MAGYAR KÁBEL MŰVEK

VEZÉRIGAZGATÓSÁGA

Budapest, XI., Budafoki út 60 • Telefon: 453-590

GYÁRTMÁNYOK:

Jelző-, mérő-, működtetőkábelek

Erősáramú szigetelt vezetékek

Erősáramú kábelek 1–35 kV-ig

Alumínium és acél-alumínium szabadvezetékek

Tekercselőhuzalok

Switch-kábelek

Gumitömlő vezetékek

Híradástechnikai vezetékek

Távkábelek

Hírközlő kábelek

Hajókábelek

Zománchuzalok

Zárt-acélkötelek

SIEMENS

Az építőelem-rendszer következtében megbízható és jól illeszthető

Az egyre nagyobb mértékben növekvő távíró- és adatátvitel, a belföldi és nemzetközi információcsere — nagy és speciális követelményeket támaszt a mai távválasztórendszerekkel szemben. E feladatok elvégzésére biztos jövőjű, csatlótechnikás választórendszereket ajánlja a SIEMENS:

A SIEMENS-TWK-RENDSZEREKET.

Ezek a világszerte bevált SIEMENS-Crosspoint-elv alapján működnek, azaz nemesfém-kontaktusú, gyorskapcsolású (ESK) — relékből álló, tetszőleges nagyságú kapcsolómezőket építenek össze egy vagy több fokozatú hálózati egységekké, ahol azután az egyes csatlakozási pontok egyenként összekapcsolhatók. Ez az elv lehetővé teszi a távválasztást, mechanikus egységek közbeiktatása nélkül.

A TWK-rendszernél — hasonlóan a számítógépekhez — központi programlogika veszi át az üzem lefolyásának vezérlését és ellenőrzését.

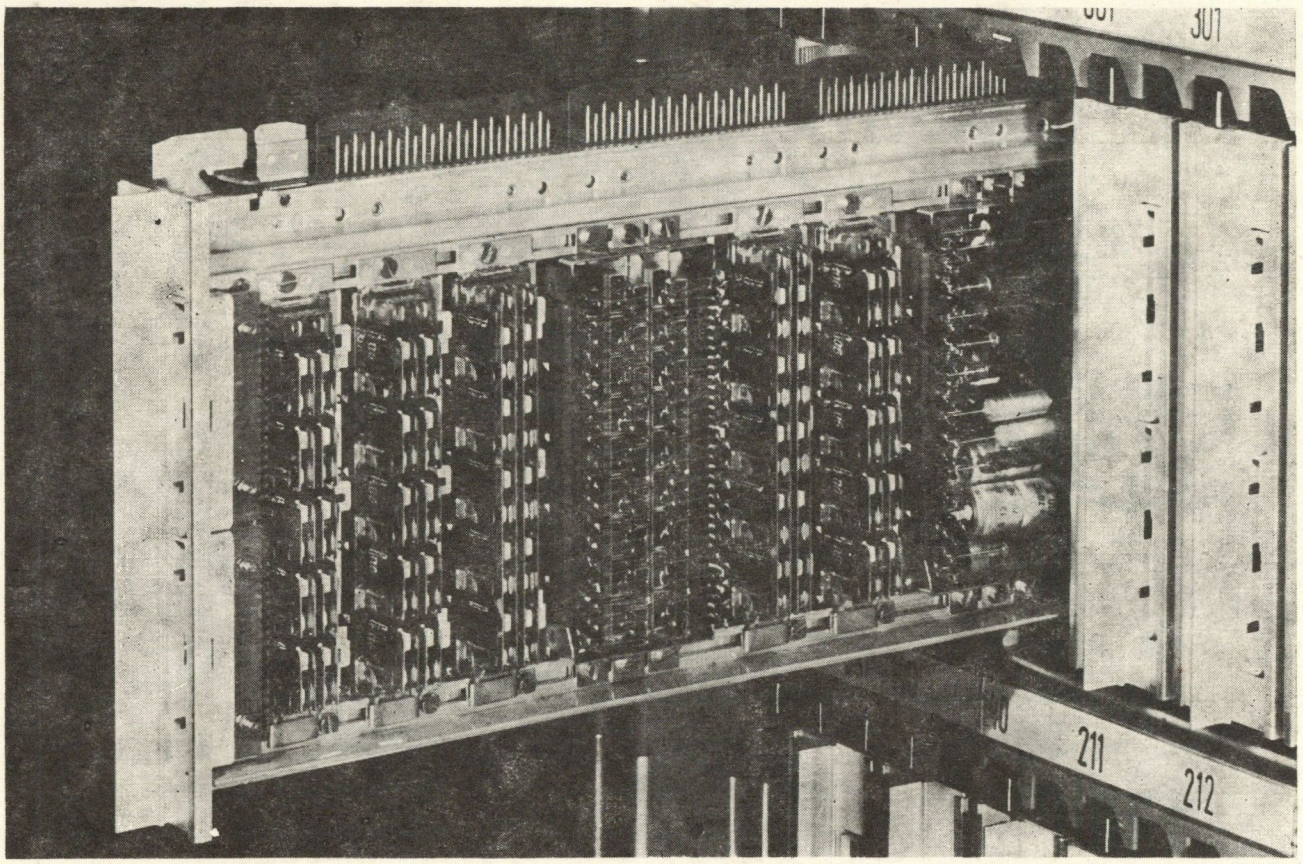
Különleges hálózatok (Gentex, privát hálózatok stb.) és Datex-hálózatok jól beilleszthetők a távíróhálózatba, ezáltal a vezetékeket jobban ki lehet használni.

Ebben az esetben osztályzókészülékek gondoskodnak az előfizető osztályok szigorú különválasztásáról. A TWK-rendszerek további kiemelkedő jellemzői:

Egyszerű, takarékos szerelés
Nagy üzembiztonság
Minimális karbantartás
Gyors összeköttetés
Nagy távírósebesség (2400 Baud-ig)

1970 OKT - 3

Ismertetőt küld Önöknek:
az Intercooperation AG Siemens osztálya
Budapest
XII., Böszörményi út 9.
illetőleg
SIEMENS AG. D—8000 München 25, Postfach 701.



222-255-117

SIEMENS TWK-SYSTEM