

# HÍRADÁS- TECHNIKA

---

---

---

A HÍRADÁS-  
TECHNIKAI  
TUDOMÁNYOS  
EGYESÜLET  
LAPJA

11

# HÍRADÁS- TECHNIKA

1978. november, XXIX. évfolyam, 11. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

## TARTALOM

DR. REDL RICHARD—NOVÁK ISTVÁN: Kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorok áramvezérlése, új módszer a szabályozási paraméterek javítására .....	321
Komporday Aurél és Mérey Imréné kitüntetése .....	334
$\mu P$ '79 .....	334
SZENTPÁLI BÉLA: Félvezető rétegek adalékprofiljának mérésére szolgáló készülékek .....	335
Beszámoló az 5. Zürichi Digitális Hírátviteli Szemináriumról .....	342
Beszámoló az 1978. évi Alkatrész Konferenciáról .....	346
Dr. Valkó Iván Péter a Drezdai Műszaki Egyetem díszdoktora .....	346
SZENTIDAY KLÁRA: Lavina-fotodiódák alkalmazása impulzusüzemű zárófeszültséggel .....	347
Szemle .....	351
Tartalmi összefoglalások .....	352
Обобщения .....	352
Zusammenfassungen .....	352
Summaries .....	352
Résumés .....	B/III.

Operatív szerkesztő bizottság: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL, DR. FLESCHE ISTVÁN, MAY PÉTER, MÉREY IMRÉNÉ. — Szerkesztőségi és kéziratokkal kapcsolatos ügyekben felvilágosítást ad: SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ. Telefon: 495-098

### HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, 1073 Budapest, Lenin krt. 9—11., telefon: 221-285. Levélcím: 1900 Budapest, Pf. 223. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest, Postafiók 149



Egyetemi Nyomda 78.3302 — Budapest, 1978. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

HU ISSN 0018—2028

Index: 25 375

DR. REDL RICHÁRD—NOVÁK ISTVÁN  
BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék

## Kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorok áramvezérlése, új módszer a szabályozási paraméterek javítására

ETO 621.316.722.1.076

A kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorok előnyös tulajdonságaik (nagy energiaátalakítási hatások, kis fajlagos súly és térfogat) miatt egyre szélesedő körben használatosak. Néhány nemkívánatos sajátosságuk azonban bizonyos mértékig lassítja elterjedésüket.

A kisszintű vezérlő áramkör bonyolultsága az integrált áramkörök korában már nem jelent hátrányt, de a gyakran tapasztalható gerjedékenységek, a disszipatív stabilizátorokéhoz képest megnövekedett tranziens idő és amplitúdó annál inkább. A fenti tulajdonságokra a stabilizátorok kisméretű modelljeiből számított szabályozási paraméterek [1] alapján is következtethetünk. Bár a kisméretű modellből nem következik, de a szélességmodulátoros vezérlés leírófüggvényes analízise segítségével kimutatható az alharmonikus oszcillációs hajlam [2], amely a megengedhető hurokerősítés mértékét korlátozza jelentős mértékben. Így sokszor az előírt egyenáramú stabilitás megvalósítása is nehézségekbe ütközik.

A fenti nehézségek kiküszöbölésére többféle módszerrel is próbálkoztak. A feszültségcsökkentő és származékkapcsolásai esetében például jól használható az egyhurkos, önrezgő szabályozás, amelynek tömbvázlatát az 1. ábrán láthatjuk. Ennél az áramkörnél a főágban elhelyezett hiszterézises elem  $U_H$  hiszterézisfeszültségének csökkentésével az egyenáramú stabilitás tetszés szerinti mértékben javítható [3]. Gátat csupán a növekvő kapcsolási frekvencia és az ezzel együtt növekvő dinamikus veszteségek jelentenek.

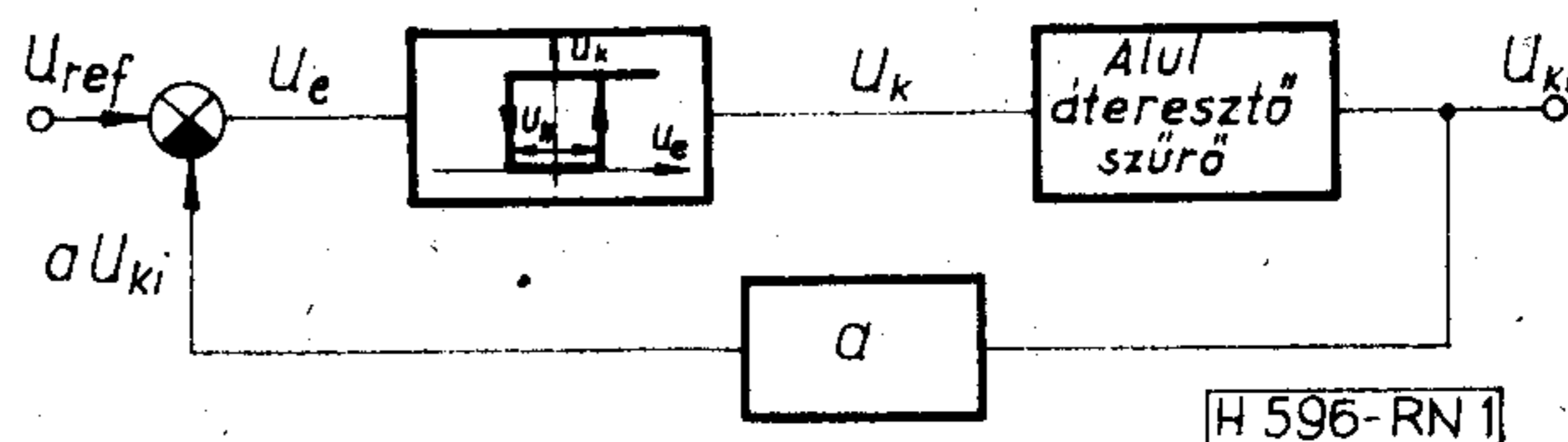
A másik két alaptípusnál (feszültségnövelő, polaritásváltó) az önrezgő működés nem alakítható ki az 1. ábrán feltüntetett módon. Ezekben az esetekben a többhurkos visszacsatolások különféle változatai-

nak alkalmazásával lehet javítani a szabályozási tulajdonságokat [4], [5], [6], [7]. Bár ezek a megoldások jelentős mértékben csökkentik a statikus és dinamikus szabályozási hibákat, realizálásuk és analízisük egyaránt bonyolult, nehezen kézben tartható. Jelentős javulást eredményez az állapotokban felépülő határciklus közvetlen számításán alapuló vezérlési módszer [8], de ez a közeli jövőben valószínűleg nem válik gyakorlatilag is alkalmazhatóvá.

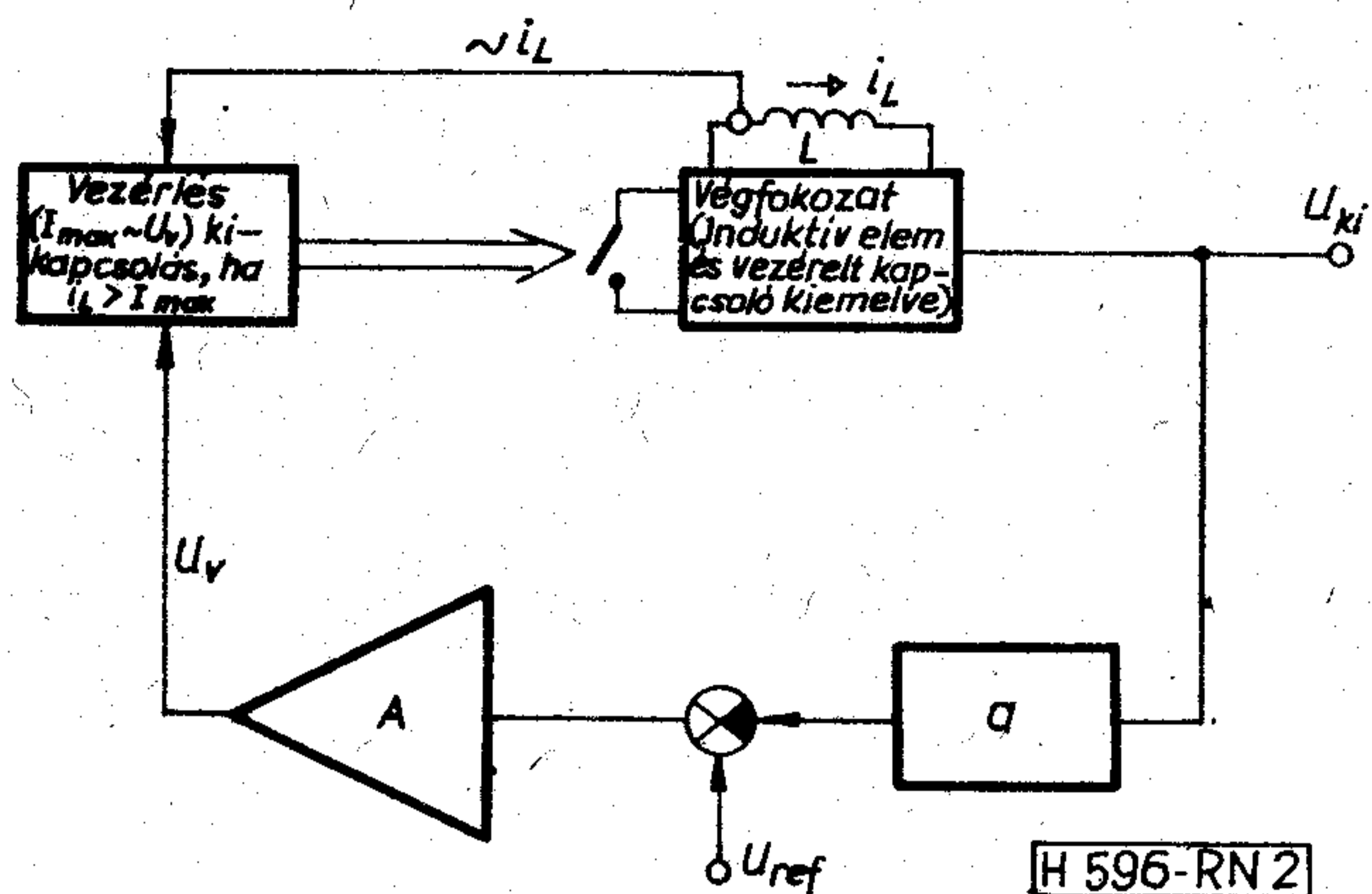
Igen jó kompromisszum azonban a kapcsolóüzemű stabilizátorok szabályozási paramétereinek optimalizálására az úgynevezett áramvezérlés, amelynek tömbvázlatát a 2. ábra mutatja be. A működés lényege a következő. A vezérlőegység egyik bemenetére a teljesítményt átalakító végfokozat induktív elemének áramával arányos jelet vezetünk. Ha az áram elért egy bizonyos maximumot, a vezérlő kör a kapcsolót megszakítja. A maximum értékét külső feszültséggel (visszacsatolt esetben a felerősített hibajellel) megváltoztathatjuk. A visszacsatolás előírt időtartamú vagy előírt nagyságú áramcsökkenés után következhet be. A módszer előnyei:

- a vezérlő feszültségre ( $U_V$ ) vonatkozó átviteli függvény, valamint a szabályozási paramétereket megadó függvények elsőfokúak, így kisméretű instabilitási problémák gyakorlatilag nem lépnek fel;

- használatával a stabilizátor automatikusan túláramvédelemmé válik.



1. ábra. Egyhurkos önrezgő stabilizátor tömbvázlata



2. ábra. Áramvezérelt stabilizátor tömbvázlata

Az áramvezérlés egy konkrét változatát és alkalmazását a feszültségnövelő kapcsolásra [9] ismerteti.

Az irodalomból azonban hiányzik az áramvezérlés statikus és dinamikus tulajdonságainak részletes tárgyalása, a visszacsatolás hatásának analízise és a felvetődő gyakorlati problémák vizsgálata.

E cikk célja ennek a hiánynak a pótlása és ugyanakkor egy viszonylag szemléletes és a kapcsolóüzemű stabilizátoroknál jól alkalmazható matematikai leírásnak — az injektált áramok módszerének — bemutatása. Ez a módszer az automatikából ismert hatásvázlat vagy tömbvázlat megjelenítés segítségével nemcsak az alapkapsolások szabályozási paramétereinek meghatározására alkalmas, hanem például egyszerűen lehetővé teszi a bemeneti és kimeneti szűrőtagok, a körben fennálló késleltetések és egyéb járulékos hatások számítását is [10].

### 1. Az áramvezérlés elve

Áramvezérlésre elvileg minden olyan áramkorlátozási módszer alkalmas, amely a végfokozat tranzisztora számára a túlterhelés alatt is valódi kapcsolóüzemet, azaz telítésszerű (kis maradékfeszültségű) vezetést, illetve kis maradékáramú zárt állapotot biztosít. A gyakorlatban ezek közül számításba vehető eljárásokat [11] és [12] tárgyalja részletesen.

Áramkorlátozásra a következő lehetőségek vannak:

- hiszterézises védelem, amelynél a védő áramkör a végtranzisztort egy adott felső áramszintnél lekapcsolja, egy adott alsó áramszintnél pedig visszakapcsolja;

- állandó kikapcsolási idejű védelem, ahol a felső áramszint elérésekor a végtranzisztor előre meghatározott időtartamra zárt állapotba kerül;

- állandó frekvenciájú túláramvédelem, ahol a felső áramszint elérésekor a végtranzisztor kikapcsol, visszakapcsolás pedig úgy történik, hogy a működési frekvencia állandó marad;

- az úgynevezett megszakított áramú üzemmód alkalmazása, itt az induktív elem árama a működési ciklus egy részében zérusra csökken [13], a rövidzárási áram pedig bizonyos további feltételek teljesülése esetén ([12], [14]) korlátos, általában elfogadható értékű marad.

Az áramvezérlés célszerűen az első két módszerrel valósítható meg. Az állandó frekvenciájú változatról az alább részletezett módon egyszerűen bebizonyítható, hogy csak 50% alatti kitöltési tényezőnél stabil a működés, a megszakított áramú üzemmódnál pedig mind a kapcsolóeszközöknek (tranzisztor, dióda), mind a szűrőkör elemeinek (fojtó, kondenzátor) igen rossz a kihasználtsági foka. Ez a folytonos áramú üzemmódnál viszonyítva azonos feszültség- és teljesítményszinteknél kb. háromszor nagyobb csúcsáramú félvezetőket és hasonlóképpen kb. háromszoros értékű reaktáns elemeket jelent.

Az állandó működési frekvenciájú védelem instabilitását a 3. ábra jelalakjai alapján vizsgáljuk. A levezetés a feszültségcsökkentő változatra érvényes, de hasonló megfontolásokkal azonos eredményt kapunk a másik két alapkapsolásra (feszültségnövelő, polaritásváltó) is.

Állandósult állapotban a fojtó áramának minimumát az

$$I_m = I_M - \frac{T U_{be}}{L} k(1-k) \quad (1)$$

összefüggés adja meg, ahol  $I_M$  a megengedett csúcsáram,  $U_{be}$  a tápfeszültség,  $T$  a periódusidő,  $L$  a fojtó induktivitása,  $k$  pedig a kitöltési tényező ( $k = T_{be}/T$ ).

Ha valamilyen külső hatás következtében az áramminimum megváltozik, akkor az  $(n+1)$ -edik periódusban értéke (az előző periódusbeli értékkel kifejezve):

$$i_{n+1} = I_M \frac{1}{1-k} - \frac{T U_{be}}{L} k - i_n \frac{k}{1-k} \quad (2)$$

Legyen

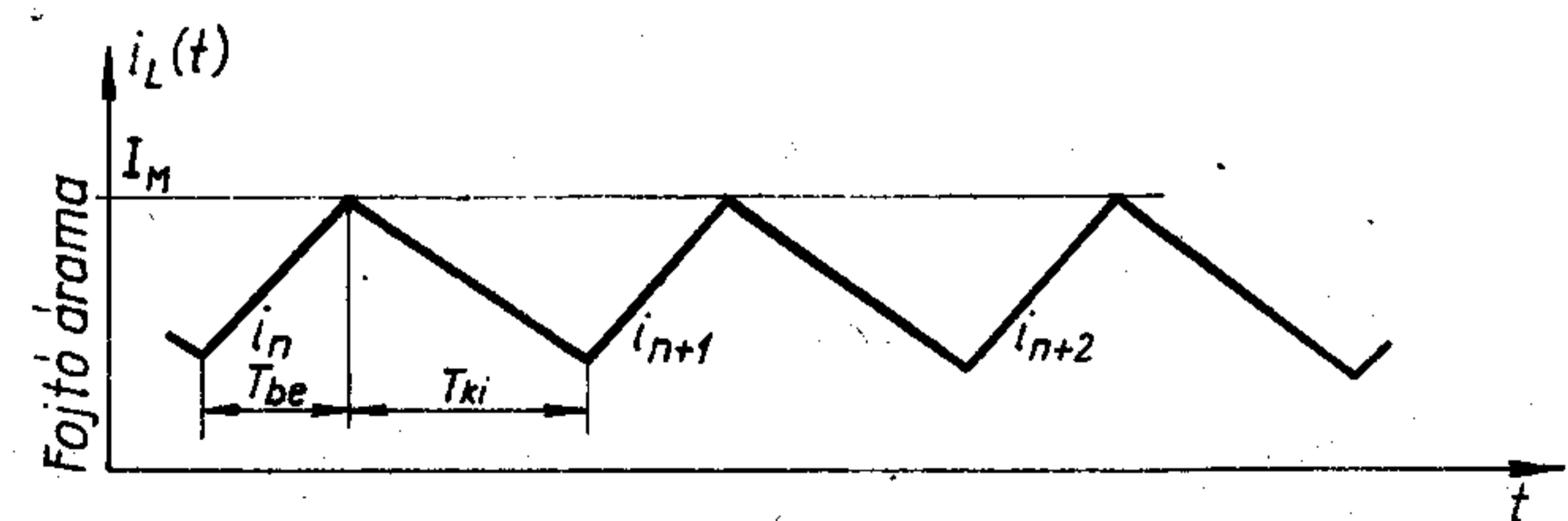
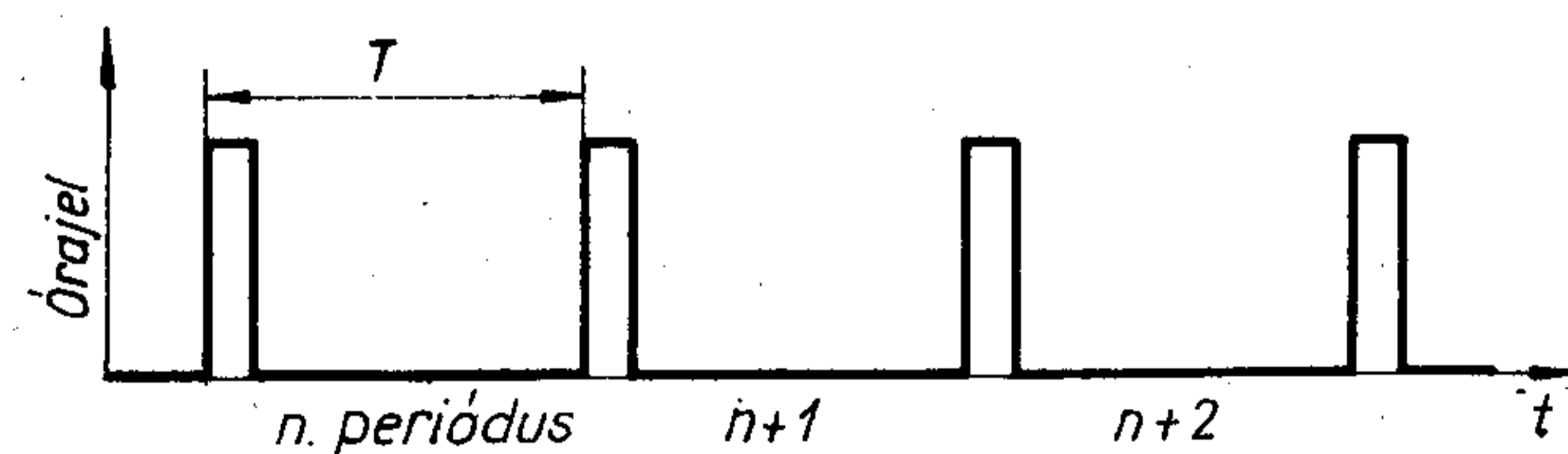
$$i_{n+1} - I_m = \Delta i_{n+1} \quad (3)$$

és

$$i_n - I_m = \Delta i_n \quad (4)$$

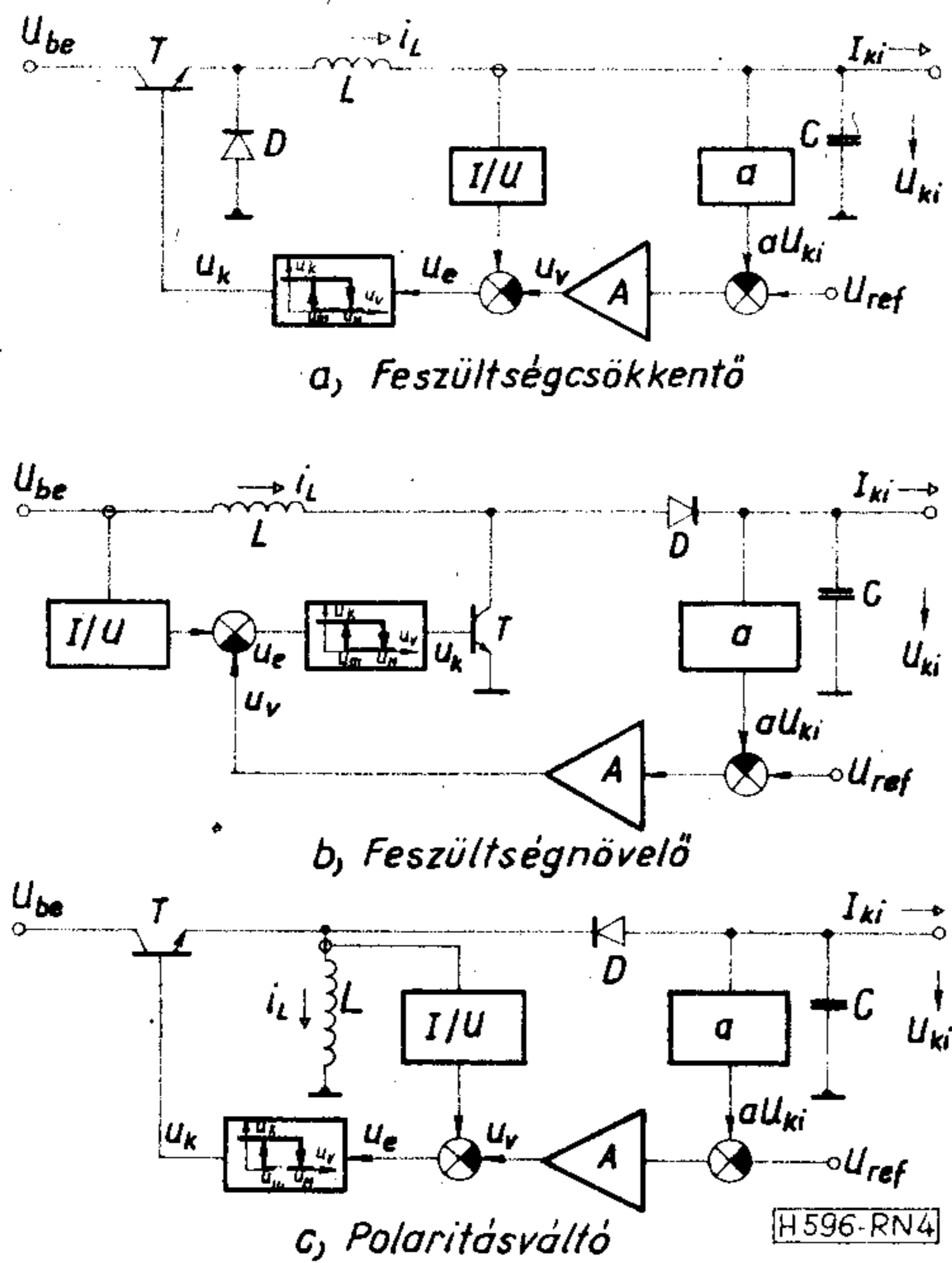
(1)-et, (3)-at és (4)-et (2)-be helyettesítve a következő eredményt kapjuk:

$$\Delta i_{n+1} = -\frac{k}{1-k} \Delta i_n \quad (5)$$



H 596-RN 3

3. ábra. Jelalakok az állandó frekvenciájú működés vizsgálatához



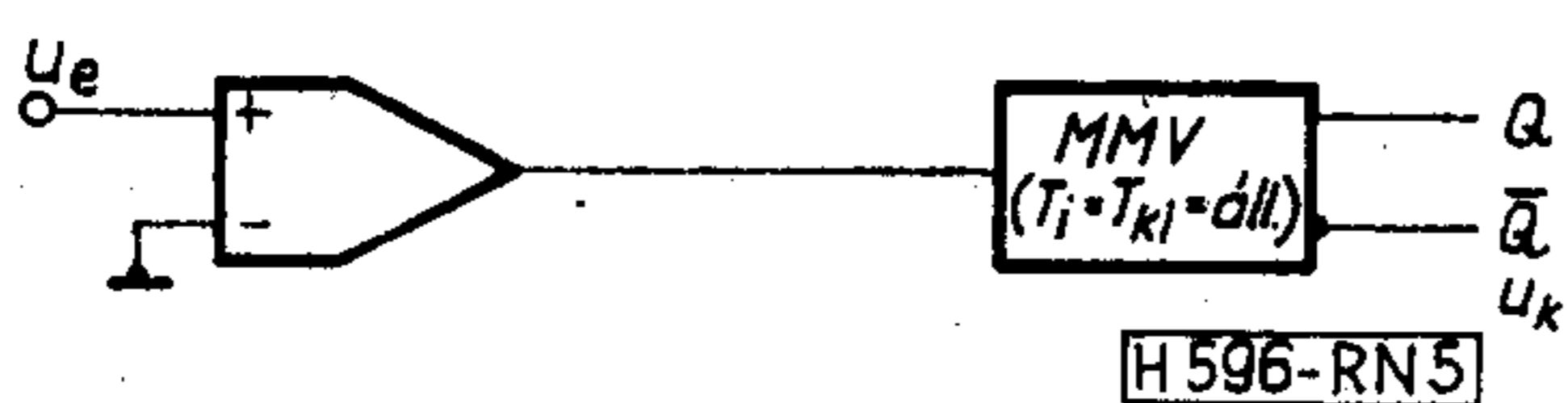
4. ábra. Áramvezérelt kapcsolóüzemű stabilizátortípusok

Ez pedig azt jelenti, hogy 50% fölötti kitöltési tényező esetén a perturbáció nem cseng le, mivel ekkor az áramminimumok megváltozását megadó mértani sor hányadosa 1-nél nagyobb abszolút értékű lesz. A rögzített működési frekvencia tehát csak 50% alatti kitöltési tényezőnél teszi lehetővé a stabil működést.

A hiszterézises védelmen alapuló áramvezérlést a három alapkapsolásra a 4. ábra mutatja be.

A működés mindhárom áramkörnél azonosan magyarázható. A fojtó áramával arányos feszültségből kivonjuk a megfelelően felerősített hibajelel,  $u_p$ -t, és az eredő feszültséget,  $u_e$ -t egy hiszterézises komparátor bemenetére vezetjük. Ha  $u_e$  elérte a komparátor felső billenési szintjét  $U_M$ -et, az áramkör állapotot vált és lezárja a kapcsoló tranzisztort. Állandó hibajel esetén visszabillenés — azaz a kapcsoló tranzisztor vezetése — akkor következik be, ha a fojtó árama az  $U_M - U_m$  hiszterézisfeszültségnek megfelelő értékkel csökken. Növekvő kimenő feszültség esetén kisebb áramszintnél vált állapotot a komparátor, így jön létre a feszültségstabilizálás.

Az állandó kikapcsolási idejű vezérlések tömbvázlatai megegyeznek a 4. ábrán látottakkal, csupán a hiszterézises komparátort kell helyettesíteni szintre billenő monostabil multivibrátorral. Ez például komparátor és a szokásos élvezérelt monostabil multivibrátor kaskád kapcsolásával valósítható meg (5. ábra). A kapcsoló tranzisztort vezérlő jelet az invertált kimenetről kell levenni.



5. ábra. Állandó kikapcsolási idejű vezérlés megvalósítása

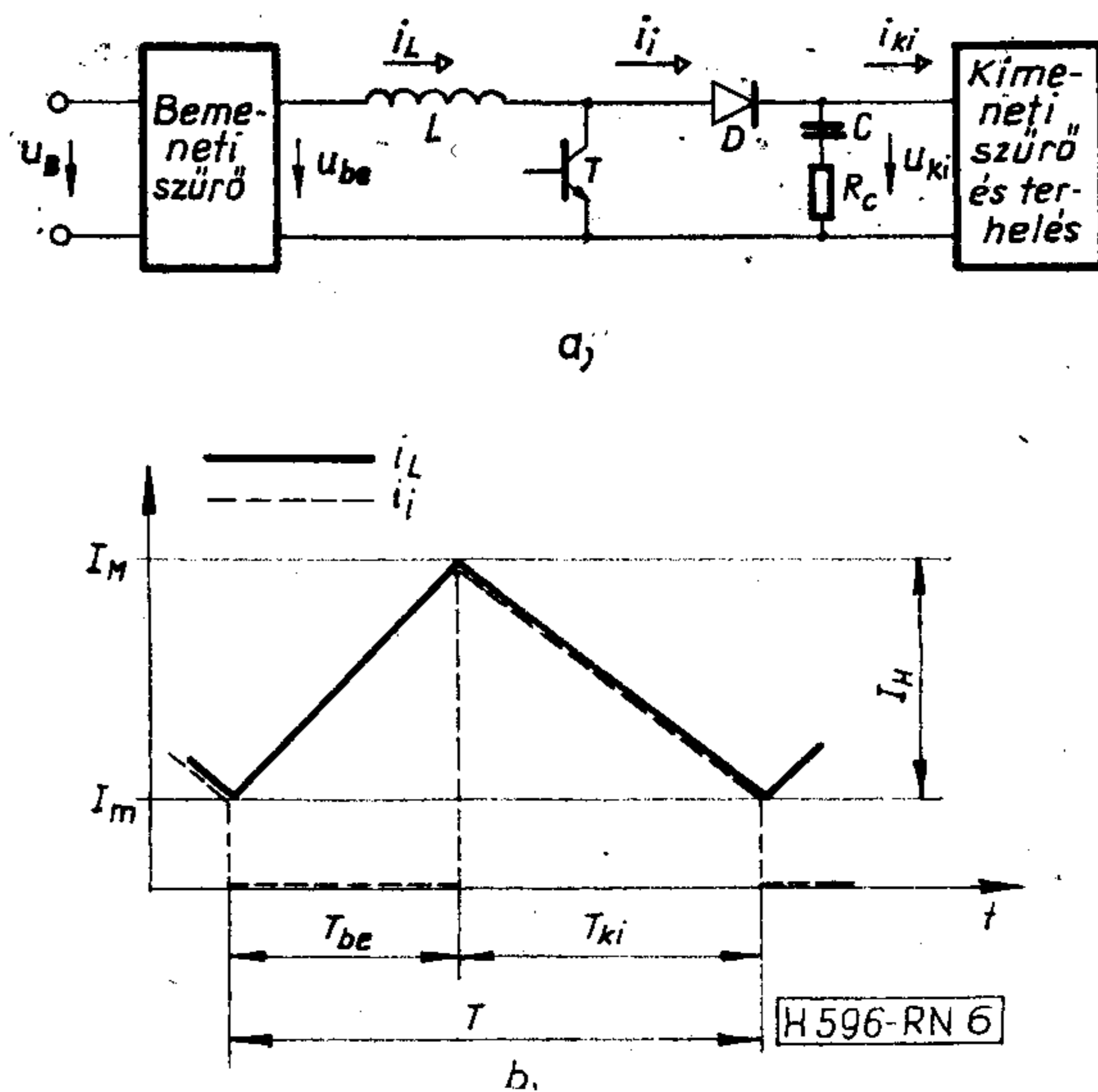
## 2. Analízis az injektált áramok módszerével

A kapcsolóüzemű stabilizátorok analízisére több eljárás ismeretes (l. pl. [15], [1]). A tápegységtervező mérnökök körében ezek közül leginkább az átlagolt, kisfrekvenciás modellek terjedtek el. Ezt viszonylagos egyszerűségük és szemléletességük indokolja. Mivel azonban a statikus nagyjelű és a dinamikus kisjelű karakterisztikák kifejezése egyaránt tartalmazza a kitöltési tényezőt mint független változót, az irodalomban megadott összefüggések az áramvezérlésre közvetlenül nem alkalmazhatók.

Az áramvezérlés leírására tehát olyan módszert kellett keresni, amelyik megőrzi az átlagolt, kisfrekvenciás modellek szemléletességét, de kiküszöböli a kifejezésekből a kitöltési tényezőt. Az injektált áramok módszere [16], [17] erre a célra különösen alkalmasnak tűnik. Ez az eljárás a kimeneti oldalon elhelyezett áramkörbe (szűrőkondenzátor, terhelés, esetleg járulékos szűrés) befolyó — injektált — áram és a kimenő feszültség közötti kapcsolatot vizsgálja. Lényegéből következően optimális az áramvezérlés analízisére. Segítségével a bemeneti oldali szűrőkörök hatása is egyszerűen leírható. Egyaránt alkalmas a statikus, nagyjelű és a dinamikus, kisjelű (átlagolt) karakterisztikák számítására. Természetesen nemcsak az áramvezérlés, hanem a klasszikus, kitöltéstényező-vezérlés esetében is felhasználható, erre lett kifejlesztve [17], [10].

A továbbiakban az injektált áramok módszerét az áramvezérelt, feszültségnövelő stabilizátorra alkalmazva mutatjuk be. Hasonló gondolatmenettel analízálható a másik két alapkapsolás is.

A végfokozat kapcsolási rajza és a jelalakok a 6. ábrán láthatók. A levezetés során hiszterézises szabályozó kört és folytonos áramú üzemet tételezünk fel. A visszacsatolás hatását itt nem vizsgáljuk, erre a következő pontban térünk ki. A 4b ábra áramkörét a hibajelerősítő után nyitjuk fel. Egyszerűen belátható, hogy a fojtó áramának szélső értékei ( $I_M$  és  $I_m$ ) az  $u_p$  feszültséggel arányosan változnak,



6. ábra. Kapcsolás és jelalakok az injektált áramok módszerének alkalmazásához

eredményeink tehát a visszacsatolt hálózatra is alkalmazhatók lesznek.

A 6a ábrán feltüntettük a bemeneti és kimeneti szűrőkört, valamint a kondenzátor soros veszteségi ellenállását. A kapcsoló tranzisztort és a diódát vezető állapotban  $U_s$ , illetve  $U_D$  feszültségű telepek, zárt állapotban szakadásnak tekintjük. Az egyszerűség kedvéért a fojtó ohmos ellenállását figyelmen kívül hagyjuk. Közelítésünk csak a statikus karakterisztikát módosítja kismértékben, a dinamikus tulajdonságokat elhanyagolható módon befolyásolja. Egyébként a fojtó ellenállását is figyelembe vevő statikus karakterisztikák kifejezése [12]-ben megtalálhatók.

Allandósult állapotban a bekapcsolás alatt a következő egyenlet érvényes:

$$\frac{U_{be} - U_s}{L} T_{be} + I_m = I_M. \quad (6)$$

A tranzisztor zárása alatt pedig:

$$I_M - \frac{U_{ki} + U_D - U_{be}}{L} T_{ki} = I_m. \quad (7)$$

A (6) és (7) egyenletből az injektált áram egy periódusra vett átlagértéke kifejezhető:

$$I_i = \frac{1}{T} \int_0^T i_i(t) dt = I_L \frac{U_{be} - U_s}{U_{ki} + U_D - U_s}, \quad (8)$$

ahol:

$$I_L = \frac{I_M + I_m}{2} \quad (9)$$

a fojtó átlagárama.

A végfokozat statikus karakterisztikáját az

$$I_i = I_{kt} \quad (10)$$

egyenletből határozhatjuk meg. Ha a terhelés áramgenerátor ( $I_t$ ) és ohmos ellenállás ( $R_t$ ) párhuzamos eredője, (10) a következő alakot ölti:

$$\frac{U_{ki}}{R_t} + I_t = I_L \frac{U_{be} - U_s}{U_{ki} + U_D - U_s}. \quad (11)$$

Ez  $U_{ki}$ -re másodfokú egyenlet, amely a szokásos módon megoldható.

A kisjelű, dinamikus karakterisztikák meghatározásához fel kell írunk az injektált áram átlagának teljes differenciáját.

$$\Delta I_i = \frac{\partial I_i}{\partial I_L} \Delta I_L + \frac{\partial I_i}{\partial U_{be}} \Delta U_{be} + \frac{\partial I_i}{\partial U_{ki}} \Delta U_{ki}. \quad (12)$$

Áttérve a differenciák kisbetűs jelölésére,  $\Delta I_L$  helyett  $\Delta I_M$ -re, és a (8) egyenletből kiszámítva a parciális deriváltakat:

$$i_i = A i_M + B u_{be} - C u_{ki}, \quad (13)$$

ahol:

$$A = \frac{U_{be} - U_s}{U_{ki} + U_D - U_s}, \quad (14)$$

$$B = \frac{I_L}{U_{ki} + U_D - U_s}, \quad (15)$$

$$C = \frac{I_L (U_{be} - U_s)}{(U_{ki} + U_D - U_s)^2}. \quad (16)$$

Mivel az adott vezérlési mód esetén az injektált áram,  $i_i$  megváltozása gyakorlatilag azonnal — egy periódus alatt — követi a vezérlés, illetve a be- és kimeneti feszültségek változását, egyszerűen elvégezhető a Laplace-transzformáció:

$$i_i(p) = A i_M(p) + B u_{be}(p) - C u_{ki}(p). \quad (17)$$

Itt meg kell jegyeznünk, hogy a kitöltési tényezőn keresztül vezérelt végfokozatoknál az  $A$ ,  $B$  és  $C$  együtthatókat frekvenciafüggő kifejezések adják meg. A függelékben a feszültségcsökkentő analízisével példát mutatunk be erre az esetre, egyébként az irodalmat ajánljuk az érdeklődők figyelmébe [10], [17].

A (16) egyenlet hatásvázlatát a 7. ábrán tüntettük fel. A kimenő feszültség és az injektált áram kapcsolatát a szűrőkondenzátor és a terhelés eredő impedanciája adja meg.

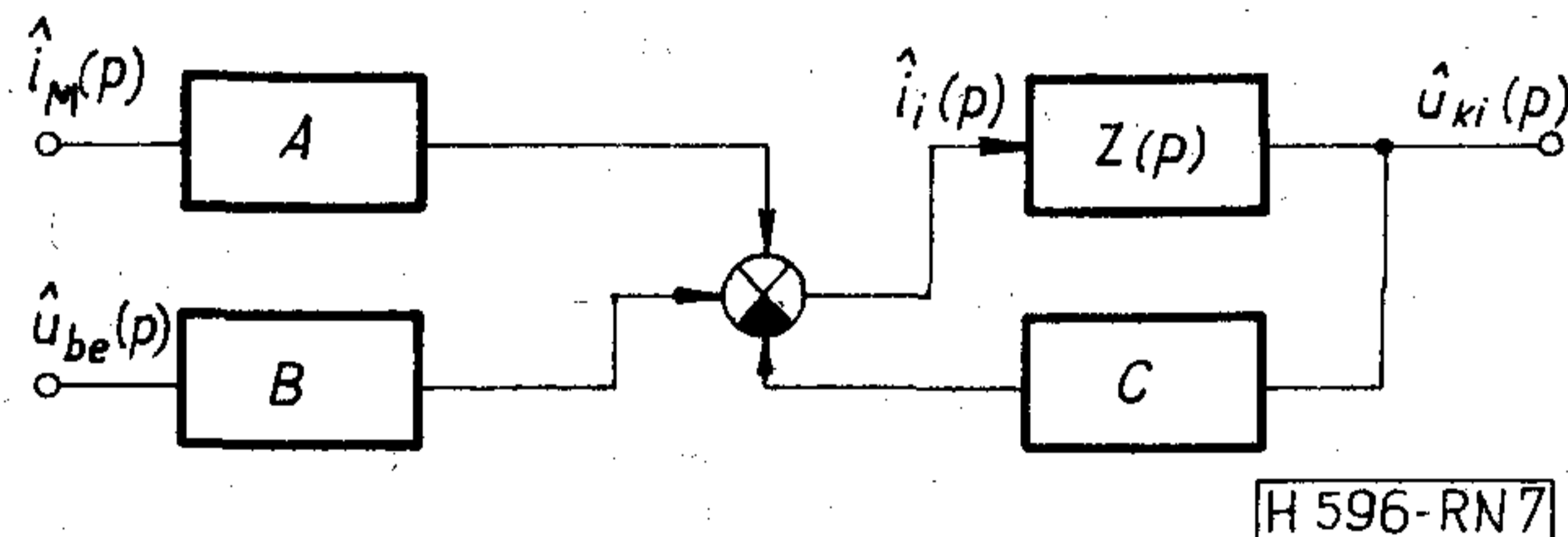
$$u_{ki}(p) = i_i(p) Z(p). \quad (18)$$

Ha a kimeneti pontra terhelő áramgenerátor is csatlakozik, a (18) egyenlet a következő lesz:

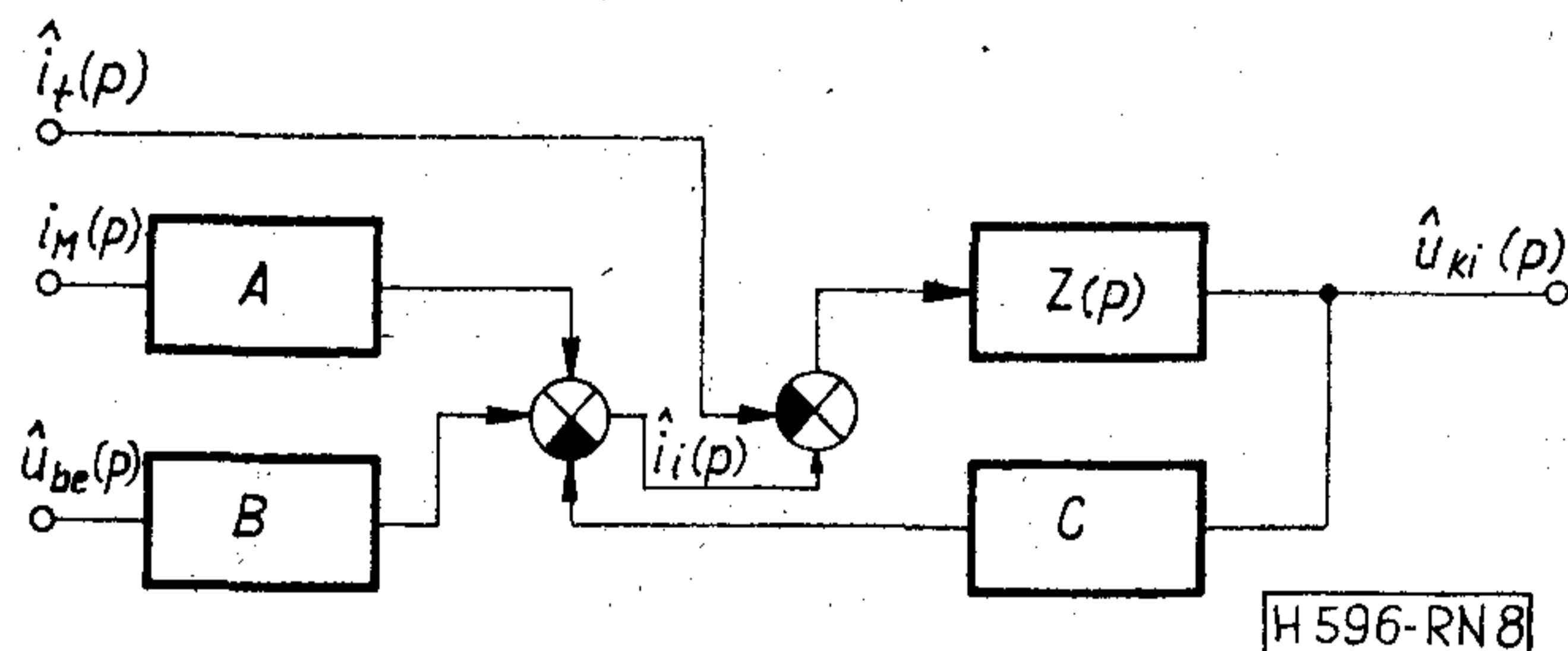
$$u_{ki}(p) = [i_t(p) - i_i(p)] Z(p). \quad (19)$$

A megváltozott tömbvázlat a 8. ábrán látható.

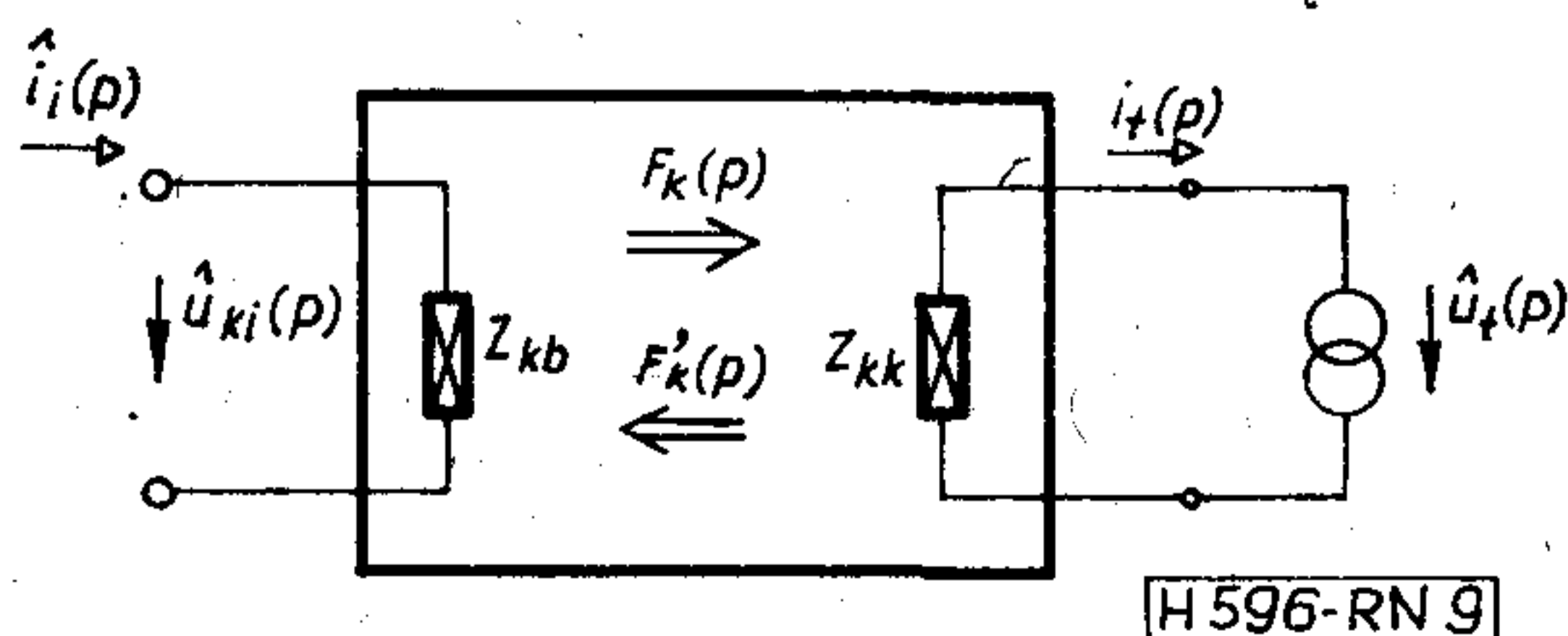
A gyakorlatban sokszor szükség van arra, hogy a terhelő ellenálláson fellépő feszültség váltakozó komponensét járulékos szűrő beiktatásával csökkentsük (9. ábra).



7. ábra. Általános tömbvázlat



8. ábra. A terhelő áram hatását figyelembe vevő tömbvázlat



9. ábra. Kimeneti szűrő

Ekkor a terhelés feszültségét az

$$\hat{u}_t(p) = F_k \hat{u}_{ki}(p) = (Z_{kb} \hat{i}_i - Z_{kk} F'_k \hat{i}_i) F_k \quad (20)$$

egyenlet adja meg, ahol  $F_k, F'_k$  a megfelelő feszültségátviteli tényezők;  $Z_{kb}, Z_{kk}$  a szűrő bemeneti és kimeneti impedanciái (belevonva a kondenzátor és a terhelés impedanciáit).

A (20) egyenletnek megfelelő tömbvázlatot a 10. ábrán mutatjuk be.

A kapcsolóüzemű stabilizátorok és környezetük elektromágneses kompatibilitása szinte minden esetben szűrő elhelyezését igényli a tápoldal és az áramkör között a befolyó áram váltakozó komponensének csökkentésére. Ez a szűrő azonban instabilitást okozhat [18, [19]. Az instabilitás és a bemeneti szűrő egyéb hatásai is jól analizálhatók az injektált áramok módszerével. Az analízishez szükséges jelöléseket a 11. ábrán tüntettük fel.

A bemeneti váltakozó feszültséget a következő kifejezés adja meg:

$$\hat{u}_{be}(p) = F_b(p) \hat{u}_B(p) - Z_b(p) \hat{i}_{bi}(p). \quad (21)$$

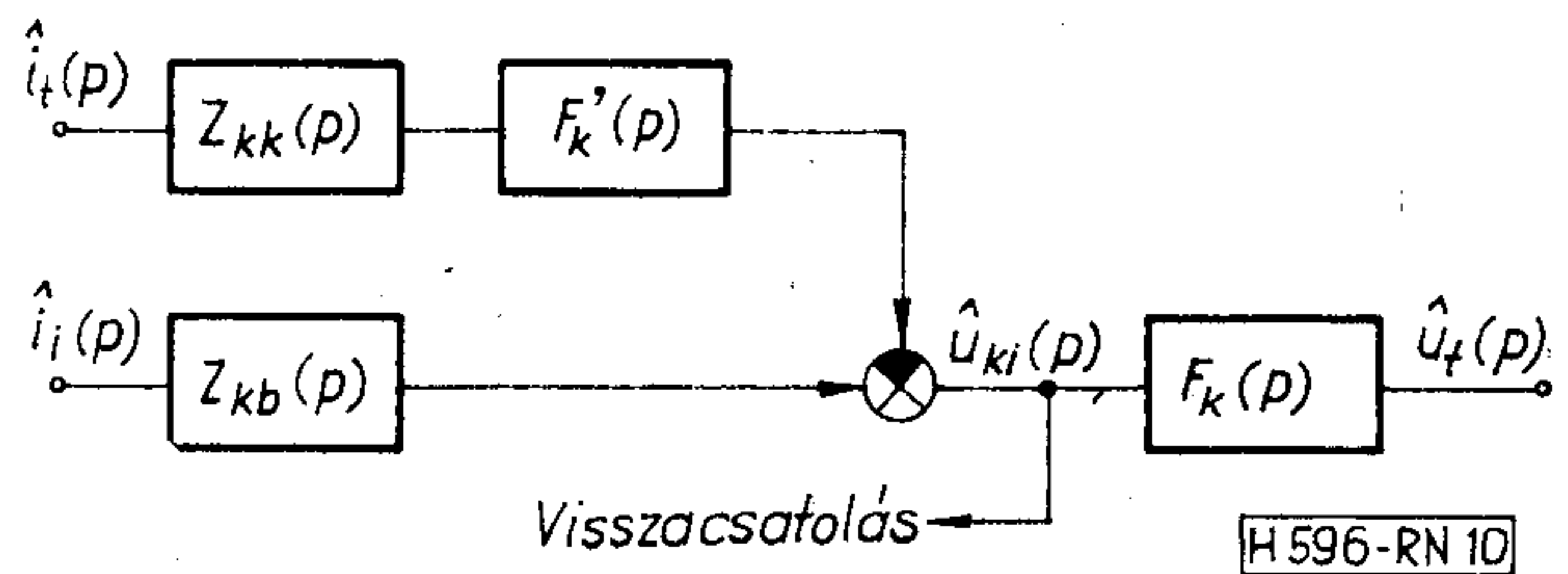
A bemeneti szűrőből kifolyó áramot ( $i_{bi}$ -t) itt is három független változó segítségével (vezérlő áram, bemenő és kimenő feszültség) írhatjuk fel. A (13) képlethez hasonló módon tehát:

$$\hat{i}_{bi} = A^* \hat{i}_M - B^* \hat{u}_{be} + C^* \hat{u}_{ki}. \quad (22)$$

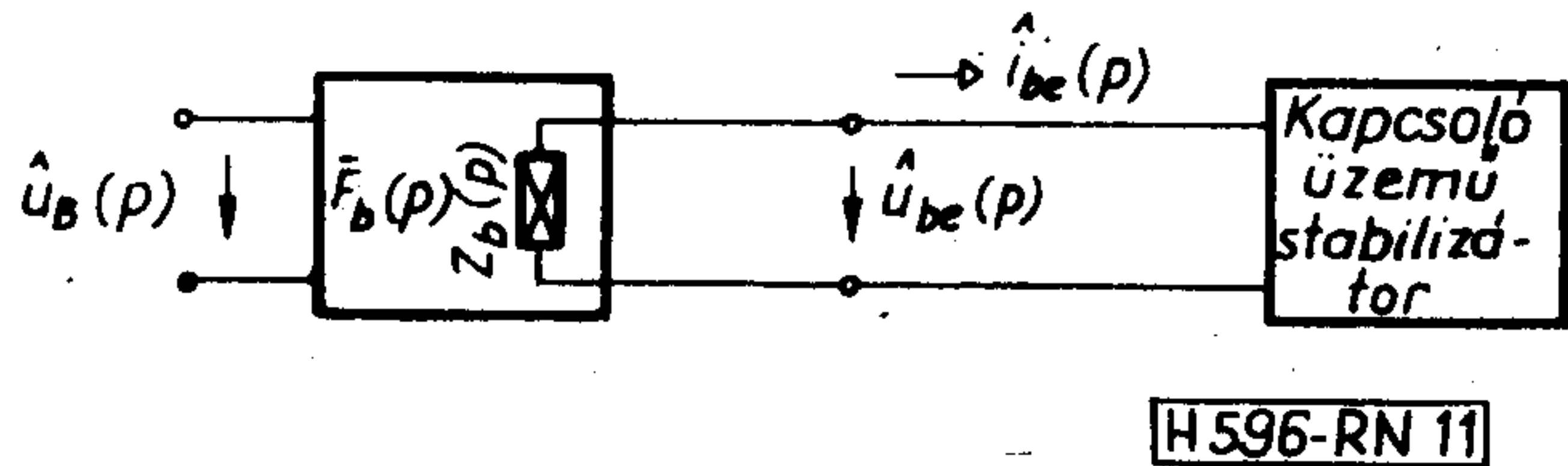
A (21) és (22) egyenletek a hatásvázlatot a 12. ábra szerint bővítik.

Az ábrán a kimeneti szűrő és a terhelő áramgenerátor hatását is feltüntettük, így ez tekinthető az áramvezérelt kapcsolóüzemű végfokozatok általános tömbvázlatának. Jól megfigyelhető, ahogyan a bemeneten elhelyezett szűrő elősegíti az áramkör instabilitását. A  $Z_b$  és a  $B^*$  blokkokon és a két különbségképzőn záruló hurok ugyanis pozitív visszacsatolású. Kevésbé szembeűnő a másik pozitív visszacsatolás, amelyet a kimenő feszültséget stabilizáló negatív visszacsatolás hozhat létre a bemeneti szűrő segítségével (13. ábra). Itt a frekvenciafüggetlennek tekintett  $G$  transzfer vezetéssel jellemezhető hálózaton visszavezetett kimenő jel okozhat az  $A^*, Z_b, B, Z_{kb}$  blokkokból álló hurkon keresztülhaladva nemkívánatos instabilitást.

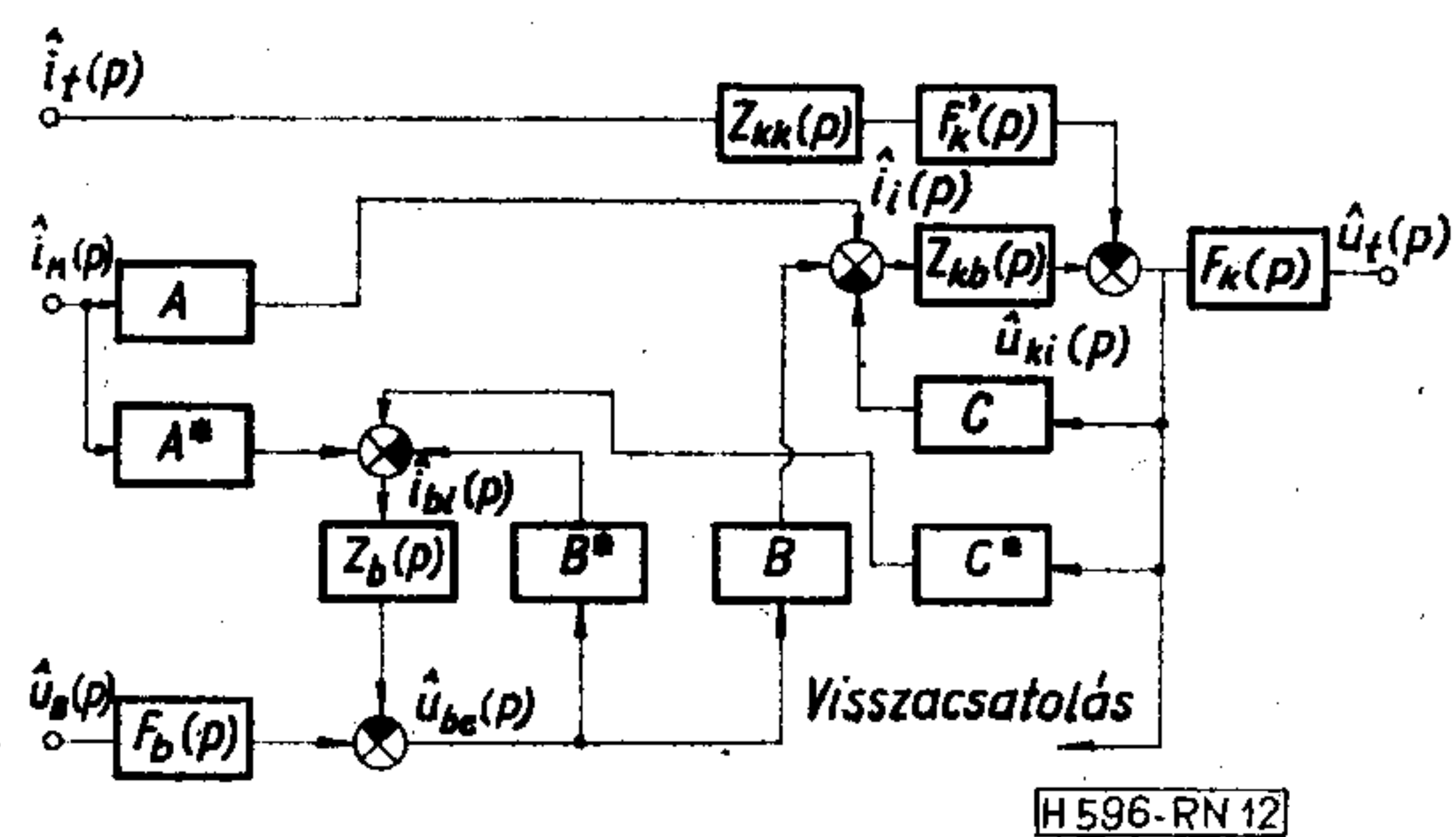
A tömbvázlat  $A, B, C$  és  $A^*, B^*, C^*$  paramétereit a három alapkapcsolásra (feszültségcsökkentő, feszültségnövelő és polaritásváltó) az 1–4. táblázatok tartalmazzák. A paramétereket mindkét vezérlési módra (hiszterézises és állandó kikapcsolási idejű



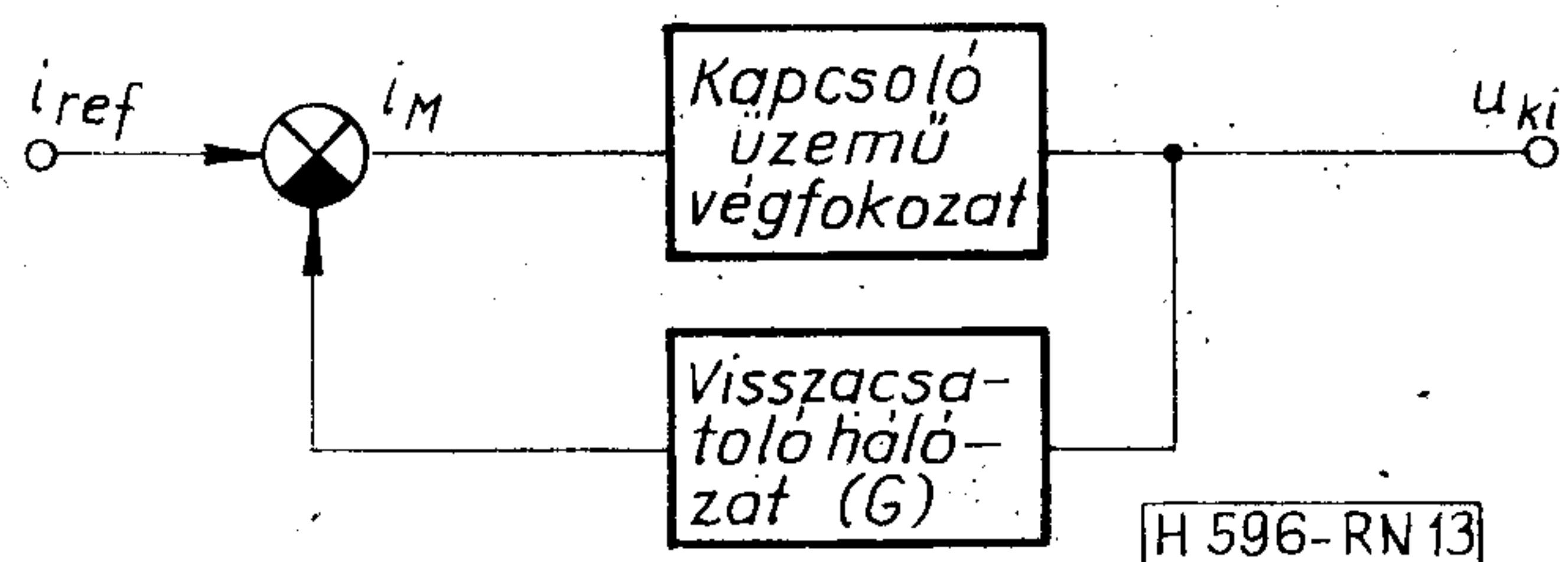
10. ábra. A kimeneti szűrő hatása



11. ábra. Bemeneti szűrő



12. ábra. Kibővített általános tömbvázlat



13. ábra. A visszacsatolt áramvezérelt stabilizátor tömbvázlata

Az általános tömbvázlat együtthatói állandó hiszterézisű vezérlésre

1. táblázat

	A	B	C
Feszültségcsökkentő	1	0	0
Feszültségnövelő	$\frac{U_{be} - U_s}{U_{ki} + U_D - U_s}$	$\frac{I_L}{U_{ki} + U_D - U_s}$	$\frac{I_L(U_{be} - U_s)}{(U_{ki} + U_D - U_s)^2}$
Polaritásváltó	$-\frac{U_{be} - U_s}{U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s}$	$\frac{I_L(U_{ki} - U_D)}{(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)^2}$	$-\frac{I_L(U_{be} - U_s)}{(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)^2}$

Az általános tömbvázlat együtthatói állandó kikapcsolási idejű vezérlésre

	A	B	C
Feszültségcsökkentő	1	0	$\frac{T_{ki}}{2L}$
Feszültségnövelő	$\frac{U_{be} - U_s}{U_{ki} + U_D - U_s}$	$\frac{I_M - \frac{T_{ki}}{2L} (U_{ki} + U_D - U_s - 2U_{be})}{U_{ki} + U_D - U_s}$	$\frac{\left[ I_M + \frac{T_{ki}}{2L} (U_{be} - U_s) \right] (U_{be} - U_s)}{(U_{ki} + U_D - U_s)^2}$
Polaritásváltó	$-\frac{U_{be} - U_s}{U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s}$	$\frac{\left[ I_M + \frac{T_{ki}}{2L} (U_{ki} - U_D) \right] (U_{ki} - U_D)}{(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)^2}$	$\frac{\left[ I_M + \frac{T_{ki}}{2L} (U_{be} - U_s) \right] (U_{be} - U_s)}{(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)^2}$

3. táblázat

A bemeneti szűrő hatását figyelembe vevő együtthatók állandó hiszterézisű vezérlésnél

	A*	B*	C*
Feszültségcsökkentő	$\frac{U_{ki} + U_D}{U_{be} + U_D - U_s}$	$\frac{I_L (U_{ki} + U_D)}{(U_{be} + U_D - U_s)^2}$	$\frac{I_L}{U_{be} + U_D - U_s}$
Feszültségnövelő	1	0	0
Polaritásváltó	$\frac{U_D - U_{ki}}{U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s}$	$\frac{I_L (U_D - U_{ki})}{(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)^2}$	$-\frac{I_L (U_{be} - U_s)}{(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)^2}$

4. táblázat

A bemeneti szűrő hatását figyelembe vevő együtthatók állandó kikapcsolási idejű vezérlésnél

	A*	B*	C*
Feszültségcsökkentő	$\frac{U_{ki} + U_D}{U_{be} + U_D - U_s}$	$\frac{\left[ I_M - \frac{T_{ki}}{2L} (U_{ki} + U_D) \right] (U_{ki} + U_D)}{(U_{be} + U_D - U_s)^2}$	$\frac{I_M - \frac{T_{ki}}{2L} (U_{ki} + U_D)}{U_{be} + U_D - U_s}$
Feszültségnövelő	1	$-\frac{T_{ki}}{2L}$	$-\frac{T_{ki}}{2L}$
Polaritásváltó	$\frac{U_D - U_{ki}}{U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s}$	$\frac{\left[ I_M + \frac{T_{ki}}{2L} (U_D - U_{ki}) \right] (U_D - U_{ki})}{(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)^2}$	$\frac{I_M (U_{be} - U_s) + \frac{T_{ki}}{2L} (U_D - U_{ki}) (2U_{be} - U_{ki} + U_D - 2U_s)}{(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)^2}$

változat) megadtuk. A diagramokban szereplő egyéb mennyiségek az esetlegesen alkalmazott bemeneti és kimeneti szűrők jellemzői. Nem részleteztük a statikus karakterisztikákat, mivel ezek [11]-ben (illetve bővebben [12]-ben) megtalálhatók. Hiányzik a megszakított áramú üzemmód vizsgálata is, ez az eset ugyanis lényegében nem különbözik a kitöltési tényező vezérléstől (l. [10]).

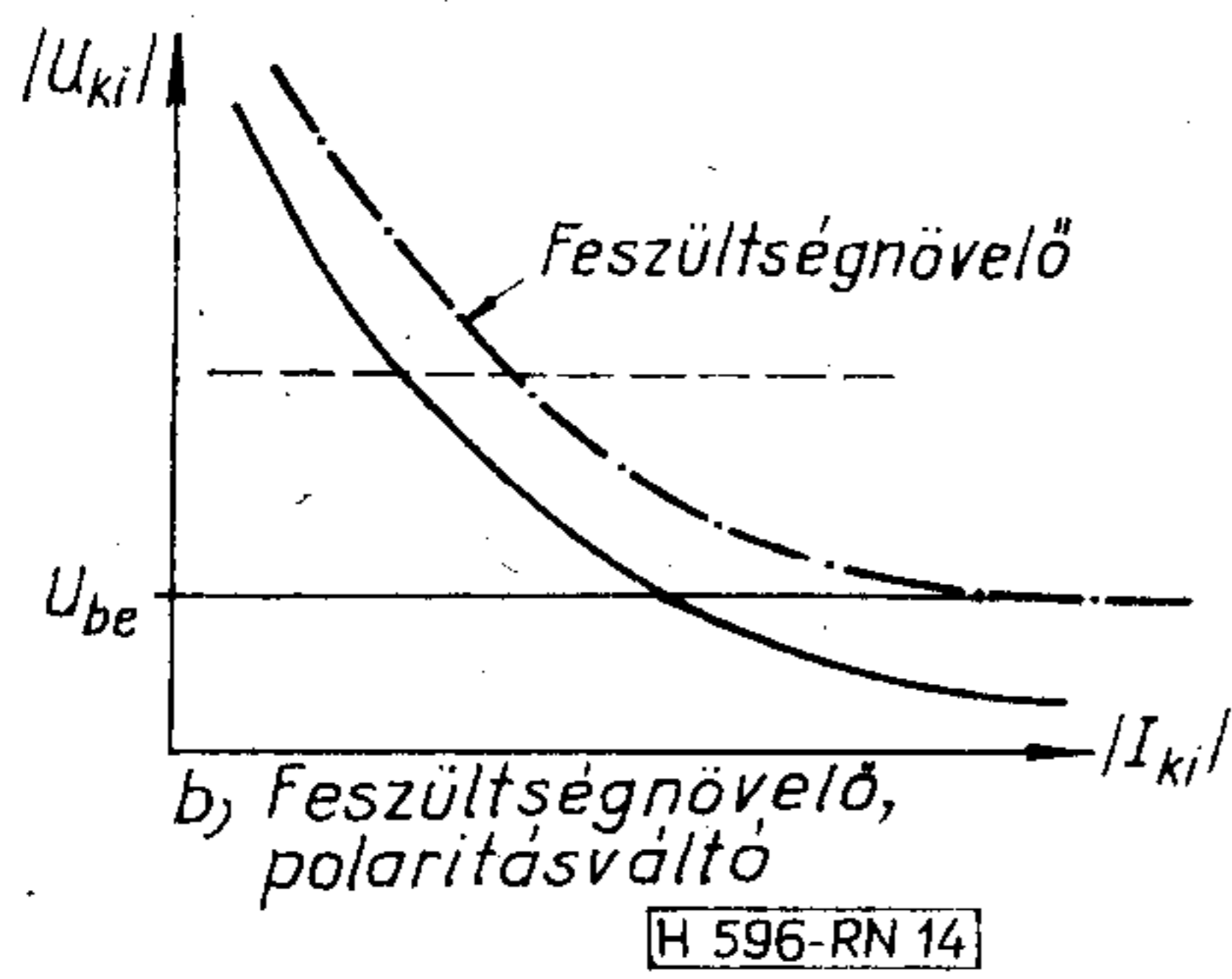
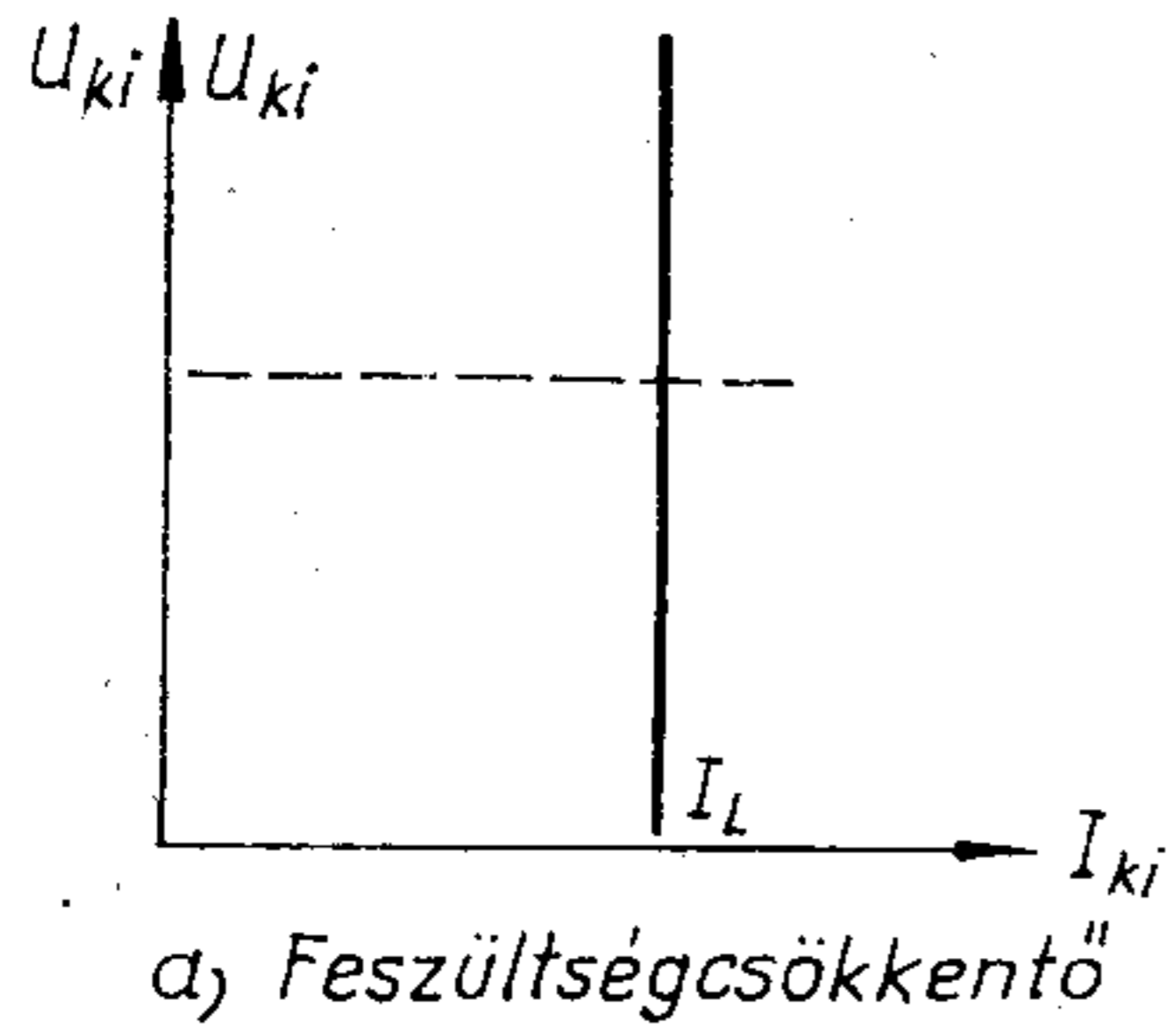
Az általános hatásvázlat és a táblázatokban feltüntetett adatok segítségével a nyílt hurkú szabályozási paraméterek viszonylag könnyen meghatározhatók. Ugyancsak egyszerűen analizálható a vissza-

csatolás hatása. Ezzel és a gyakorlatban felmerülő egyéb problémákkal a következő pontokban foglalkozunk.

### 3. A visszacsatolás hatása

Az áramvezérlés jellegéből következően e végfokozatokkal visszacsatolás nélkül — a kitöltési tényezővel vezérelt változattal ellentétben — nem valószínűsíthető meg kis belső ellenállású egyenfeszültségforrás. A feszültségcsökkentő alapkapcsolás nyílt hu-





14. ábra. Az áramvezérelt kapcsolóüzemű stabilizátorok nyílt hurkú kimeneti karakterisztikája (szaggatott vonallal berajzolva a kitöltési tényező vezérlésű áramkörökre vonatkozó karakterisztikák)

rokban és kis frekvencián igen jól közelíti az ideális áramgenerátort, a feszültségnövelő és a polaritásváltó kimenő karakterisztikája pedig hiperbolával írható le (14. ábra).

A feszültségstabilizálás mechanizmusa a 15. ábra egyszerűsített modelljén kísérhető végig. A differenciáalkalmazó után kapcsolt hibajelerősítőt egyenfeszültségű erősítéssel jellemezzük, az áramvezérelt kapcsolóüzemű teljesítményátalakító végfokozatot egy feszültségvezérelt, véges kimeneti ellenállású áramgenerátorral írjuk le, amelynek transzfer meredeksége

$$g'_m = \frac{i_{ki}}{u_o}$$

A kimeneti feszültség váltakozó komponensét elhanyagoltuk. A szabályozó körre egyszerűen felírható hurokegyenletről kapjuk:

$$U_{ki} = \frac{U_{ref}}{a} - \frac{I_{ki}}{aAg'_m} \quad (23)$$

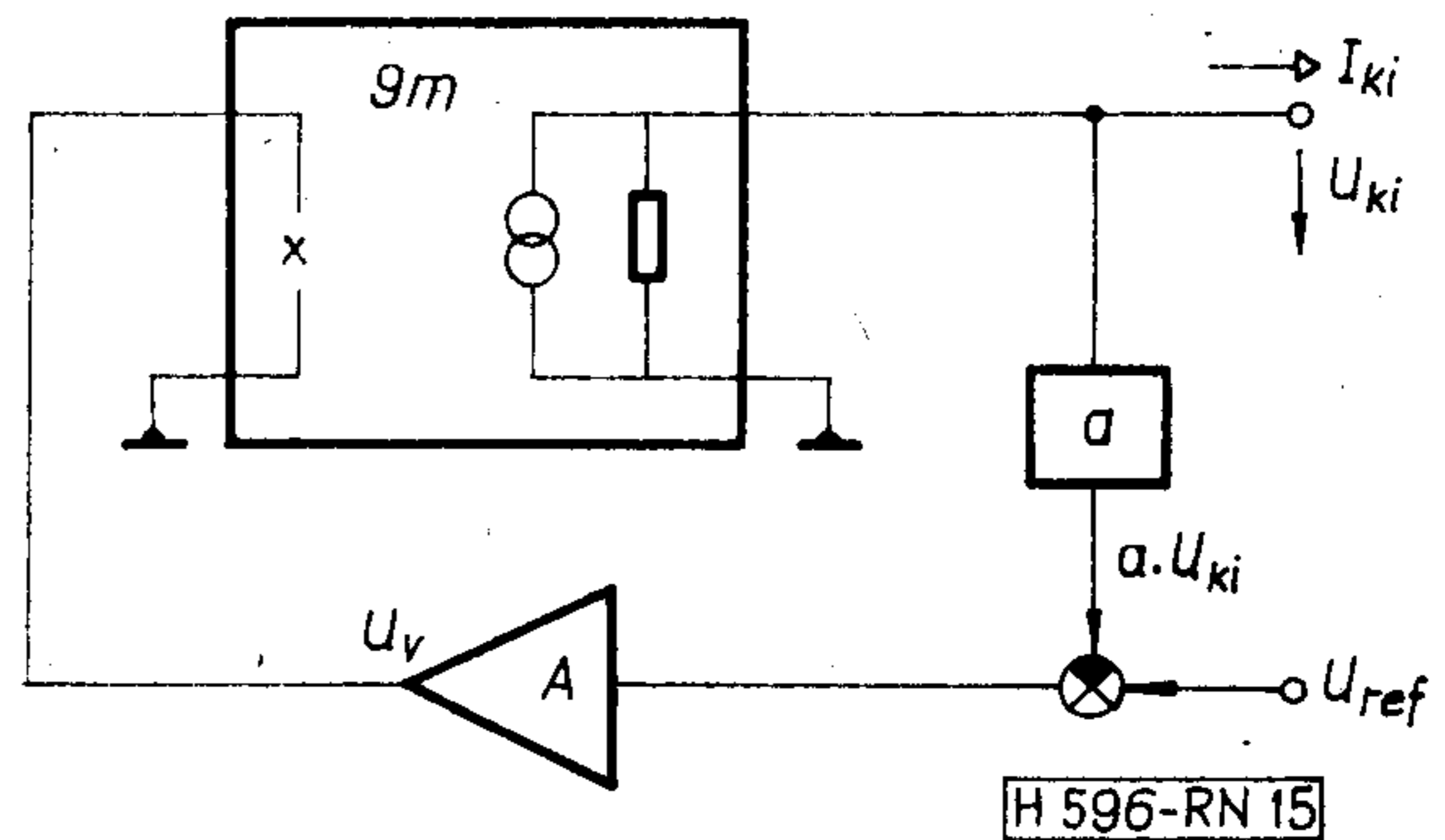
Látható, hogy a statikus kimeneti ellenállást a körben levő feszültségerősítés és a feszültséggel vezérelt áramgenerátor meredeksége szabja meg.

A hurokerősítésre felső korlátot az áramkör stabilitásvizsgálata alapján adhatunk.

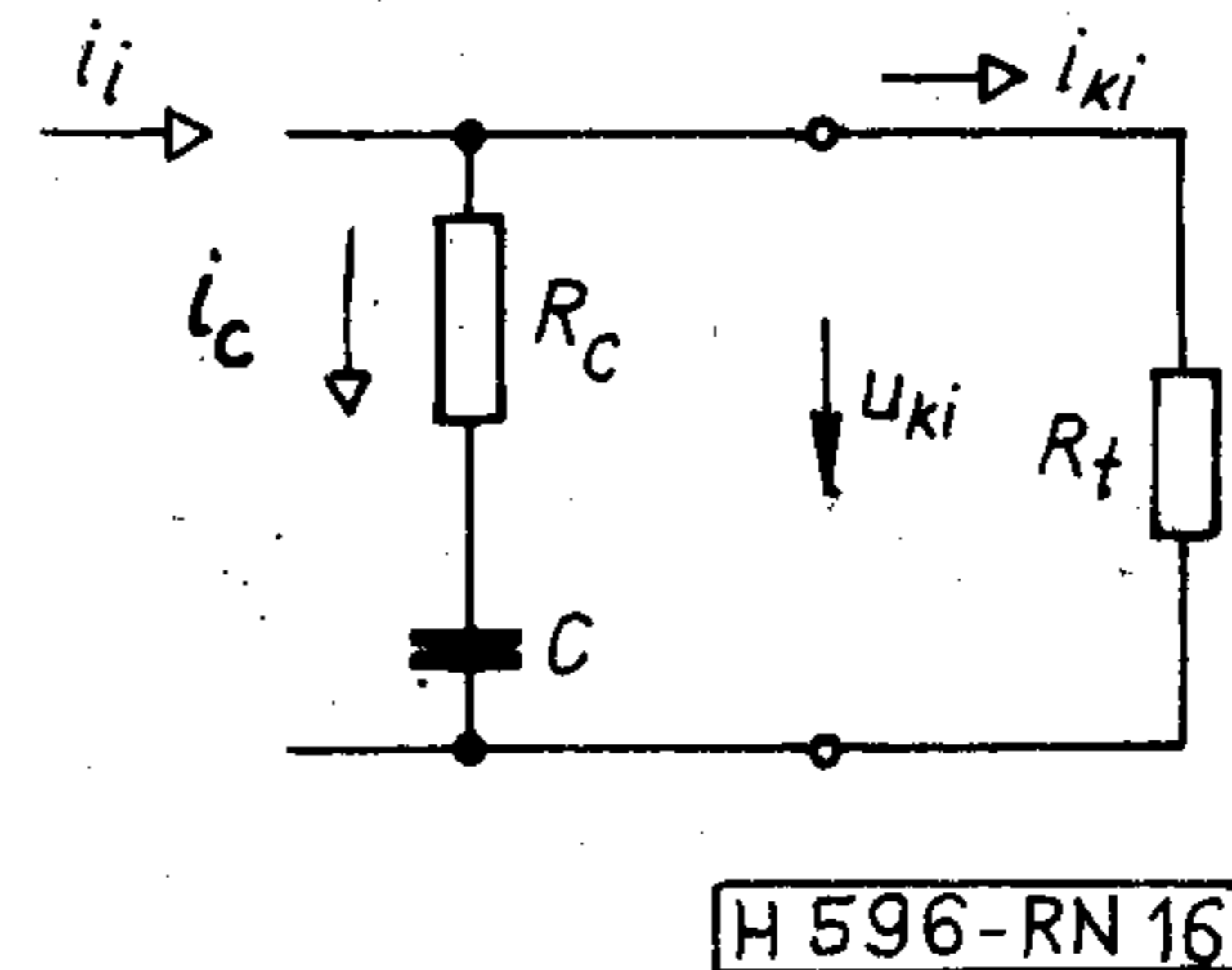
A (13), (14), (15), (16) összefüggésekből látszik, hogy a kimeneti körbe befolyó áram az átlagolt modell érvényességi tartományán belül frekvenciafüggetlenül követi a bemeneti változókat. Mivel a szokásos kimeneti kör — a szűrőkondenzátor és terhelés — a 16. ábra modelljével jól leírható, a nyílt hurkú hálózat kisjelű dinamikus átviteli függvényeinek legfeljebb egy pólusuk van. Ebből következően a hurokerősítő egyenfeszültségű erősítése tetszőlegesen nagy lehet.

A nagy egyenfeszültségű hurokerősítés következtében a statikus szabályozási paraméterek olyan nagy mértékben javíthatók, hogy az ideálistól való eltérésüket gyakorlatilag nem kell figyelembe venni. Ebben az esetben a kitöltési tényező, valamint az induktív elem áram-idő függvényének jellegzetes értékei könnyen meghatározhatók (17. ábra). A kimeneti feszültség váltakozó összetevőit itt is elhanyagoljuk.

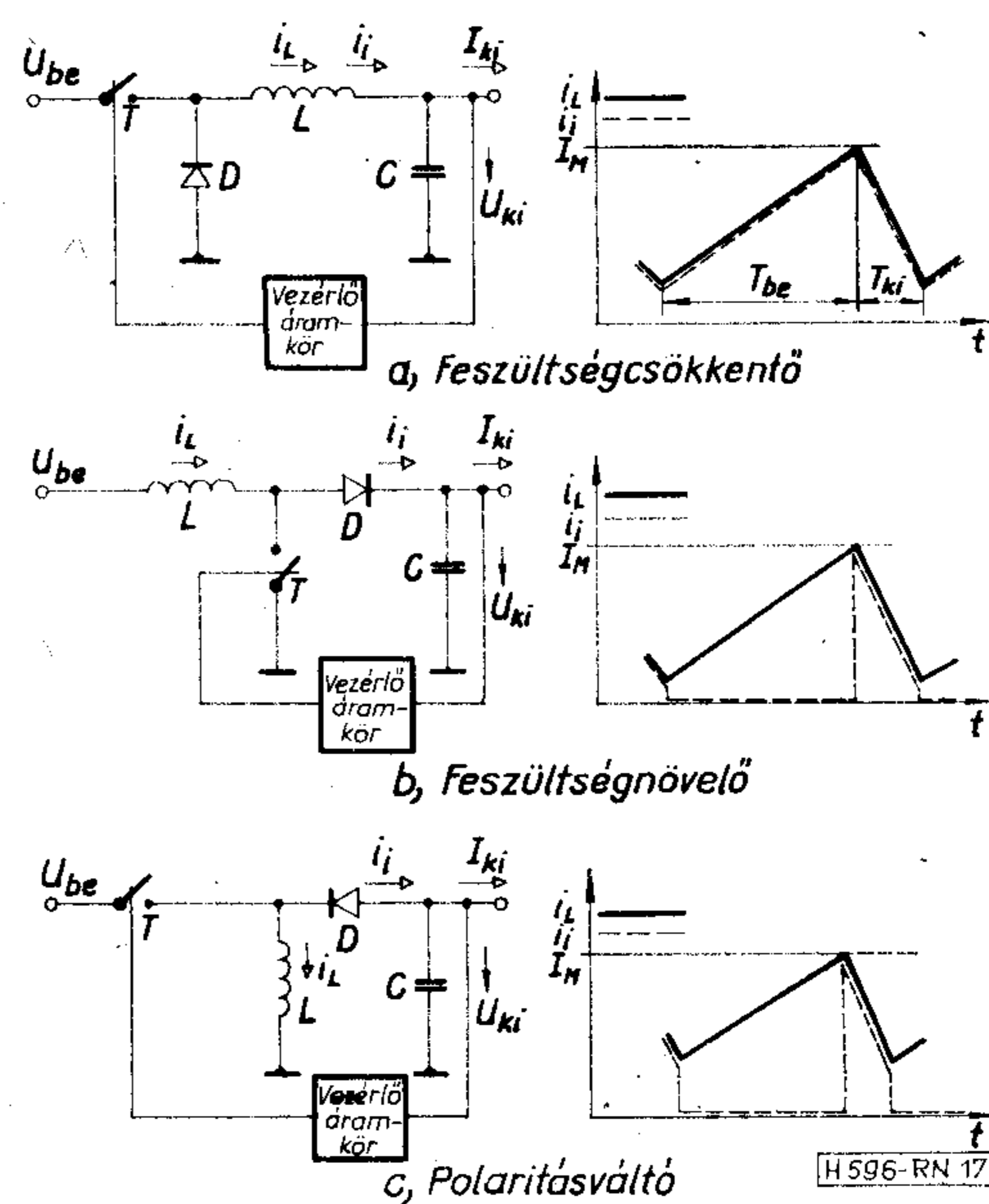
A feszültségcsökkentő kapcsolásnál az induktívitás átlagárama a terhelő egyenárrammal egyenlő.



15. ábra. A visszacsatolt áramvezérelt feszültségstabilizátorok statikus kimeneti karakterisztikájának számításához



16. ábra. A kimeneti szűrőkondenzátor és a terhelés helyettesítő képe



17. ábra. A visszacsatolt stabilizátorok statikus paramétereinek meghatározásához

Ha a kikapcsolási idő alatt az áram változási meredeksége

$$m = -\frac{\partial I_L}{\partial t},$$

akkor  $I_M$ -re és  $I_m$ -re a következő összefüggés írható fel:

$$I_m = I_M - mT_{ki}. \quad (24)$$

Ha a vezérlés nem állandó kikapcsolási idejű, hanem állandó hiszterézisű, akkor  $I_m$  az  $I_H$  hiszterézisárammal kifejezve:

$$I_m = I_M - I_H. \quad (25)$$

Az induktivitás átlagárama, illetve a terhelő egyenáram:

$$I_L = I_{ki} = \frac{I_M + I_m}{2}. \quad (26)$$

A feszültségnövelő és a polaritásváltó alapkapsolásban a terhelés felé csak a kikapcsolt állapot alatt folyik áram, ezért:

$$I_{ki} = I_L K'. \quad (27)$$

Az  $I_L$  és  $I_M$  közötti összefüggést bármely alapkapsolásra a következő összefüggés adja meg: állandó hiszterézisre:

$$I_M = I_L + \frac{I_H}{Z}, \quad (28)$$

állandó kikapcsolási időre:

$$I_M = I_L + \frac{m}{2} T_{ki}. \quad (29)$$

Az induktivitás egyenáramát ( $I_L$ -et), maximális áramát ( $I_M$ -et), és a kitöltési tényezőt ( $K$ -t) a három alapkapsolásra a körben fellépő feszültségekkel és a terhelő árammal kifejezve az 5. és 6. táblázatban gyűjtöttük össze.

A hibajelerősítő maximális váltakozó feszültségű erősítésére az átlagolt kisfrekvenciás modellből nem lehet következtetni. Az átviteli függvények alapján tetszőlegesen nagy erősítést megengedhetünk. A valószínűségben több tényező is korlátozza a beépíthető erősítést, ezeket a következő pontban tekintjük át.

#### 4. A megengedhető váltakozó feszültségű hurokerősítés meghatározása

A maximális váltakozó feszültségű erősítés meghatározásához egy eddig elhanyagolt tényezőt, a kimeneten fellépő váltakozó feszültségű összetevőt kell figyelembe vennünk. A hibajelerősítőn áthaladva a felerősített kimeneti váltakozó feszültség az áramérzékelési szintet megváltoztatja, és ez állandó hiszterézisű vezérlésnél az üzemi frekvencia megváltozását, állandó kikapcsolási idejű vezérlésnél alharmonikus gerjedést okozhat.

Az állandó hiszterézisű vezérlés frekvenciacsúszásának okát a 18. ábrán követhetjük végig. A vizsgált modelleket a 4. ábra mutatja.

A nagy egyenfeszültségű hurokerősítés miatt a kimeneti feszültséget és a terhelő áramot változatlanak tételezhetjük fel. A 18. ábra első diagramján látható, hogy a feszültségcsökkentő elrendezésben az induktivitás árama a terhelő áram körül szimmetrikusan  $I_M$  és  $I_m$  között változik. A második

5. táblázat

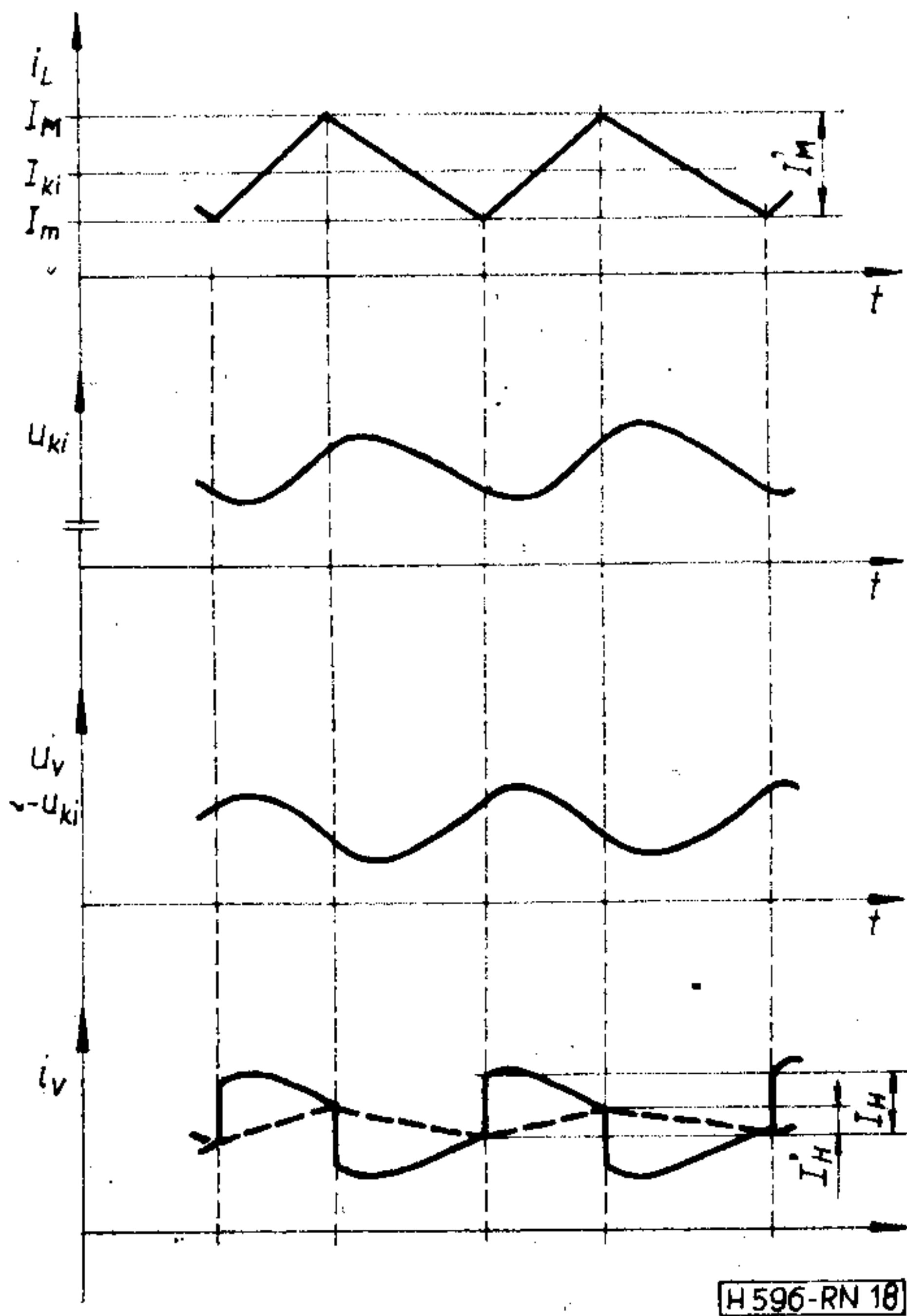
Kitöltési tényező, az induktivitás átlag- és csúcsárama állandó hiszterézisű vezérlésnél

	$K$	$I_L$	$I_M$
Feszültségcsökkentő	$\frac{U_{ki} + U_D}{U_{be} + U_D - U_s}$	$I_{ki}$	$I_{ki} + \frac{I_H}{2}$
Feszültségnövelő	$\frac{U_{ki} + U_D - U_{be}}{U_{ki} + U_D - U_s}$	$\frac{I_{ki}(U_{ki} + U_D - U_s)}{U_{be} - U_s}$	$\frac{I_{ki}(U_{ki} + U_D - U_s)}{U_{be} - U_s} + \frac{I_H}{2}$
Polaritásváltó	$\frac{U_D - U_{ki}}{U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s}$	$\frac{I_{ki}(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)}{U_{be} - U_s}$	$\frac{I_{ki}(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)}{U_{be} - U_s} + \frac{I_H}{2}$

6. táblázat

Az induktivitás átlag- és csúcsárama állandó kikapcsolási idejű vezérlésnél

	$I_L$	$I_M$
Feszültségcsökkentő	$I_{ki}$	$I_{ki} + \frac{T_{ki}}{2L} (U_{ki} + U_D)$
Feszültségnövelő	$\frac{I_{ki}(U_{ki} + U_D - U_s)}{U_{be} - U_s}$	$\frac{I_{ki}(U_{ki} + U_D - U_s)}{U_{be} - U_s} + \frac{T_{ki}}{2L} (U_{ki} + U_D - U_{be})$
Polaritásváltó	$\frac{I_{ki}(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)}{U_{be} - U_s}$	$\frac{I_{ki}(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)}{U_{be} - U_s} + \frac{T_{ki}}{2L} (U_D - U_{ki})$



18. ábra. A feszültségcsökkentő, állandó hiszterézisű alapkapcsolás jelformái a frekvenciacsúszás számításához

és harmadik diagramon a 16. ábrán feltüntetett  $R_c$  és  $C$  elemekkel figyelembe vett kimeneti szűrőkondenzátor hatására kialakult kimeneti váltakozó feszültségtartalom és a különbségképző és hibajelerősítő utáni  $u_v$  vezérlő feszültség látható. A legalsó időfüggvény az induktivitás áramát figyelő áramkör bemenetére redukált áramérzékelési szintet mutatja. Ez a szint a kimeneti váltakozó feszültség miatt időben változik. A jelben levő ugrások a hiszterézist képviselik. Szaggatott vonallal berajzoltuk a megfelelő fázisú érzékelt jelet (az induktivitás áramát) is. A teljesítményátalakító kapcsoló tranzisztorát a vezérlő áramkör a két időfüggvény metszési pontjainak megfelelő időpillanatokban kapcsolja ki, illetve be.

Az egymásba rajzolt jelalakokból látható, hogy az áramkör stacionárius működése alatt fellépő,

7. táblázat

Az állandó hiszterézisű áramvezérelt feszültségstabilizátorok üzemi frekvenciája a váltakozó áramú meredekség függvényében

Feszültségcsökkentő	$f = f_0(1 +  g_m R_c)$
Feszültségnövelő	$f = f_0 \frac{1 -  g_m  \left[ \frac{R_c}{2} + \frac{LI_{ki}}{C(U_{be} - U_s)} \right]}{1 +  g_m  \frac{I_{ki}R_c(U_{ki} + U_D - U_s)}{I_H(U_{be} - U_s)}}$
Polaritásváltó	$f = f_0 \frac{1 -  g_m  \left[ \frac{R_c}{2} + \frac{L(-I_{ki})}{C(U_{be} - U_s)} \right]}{1 +  g_m  \frac{-I_{ki}R_c(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)}{I_H(U_{be} - U_s)}}$

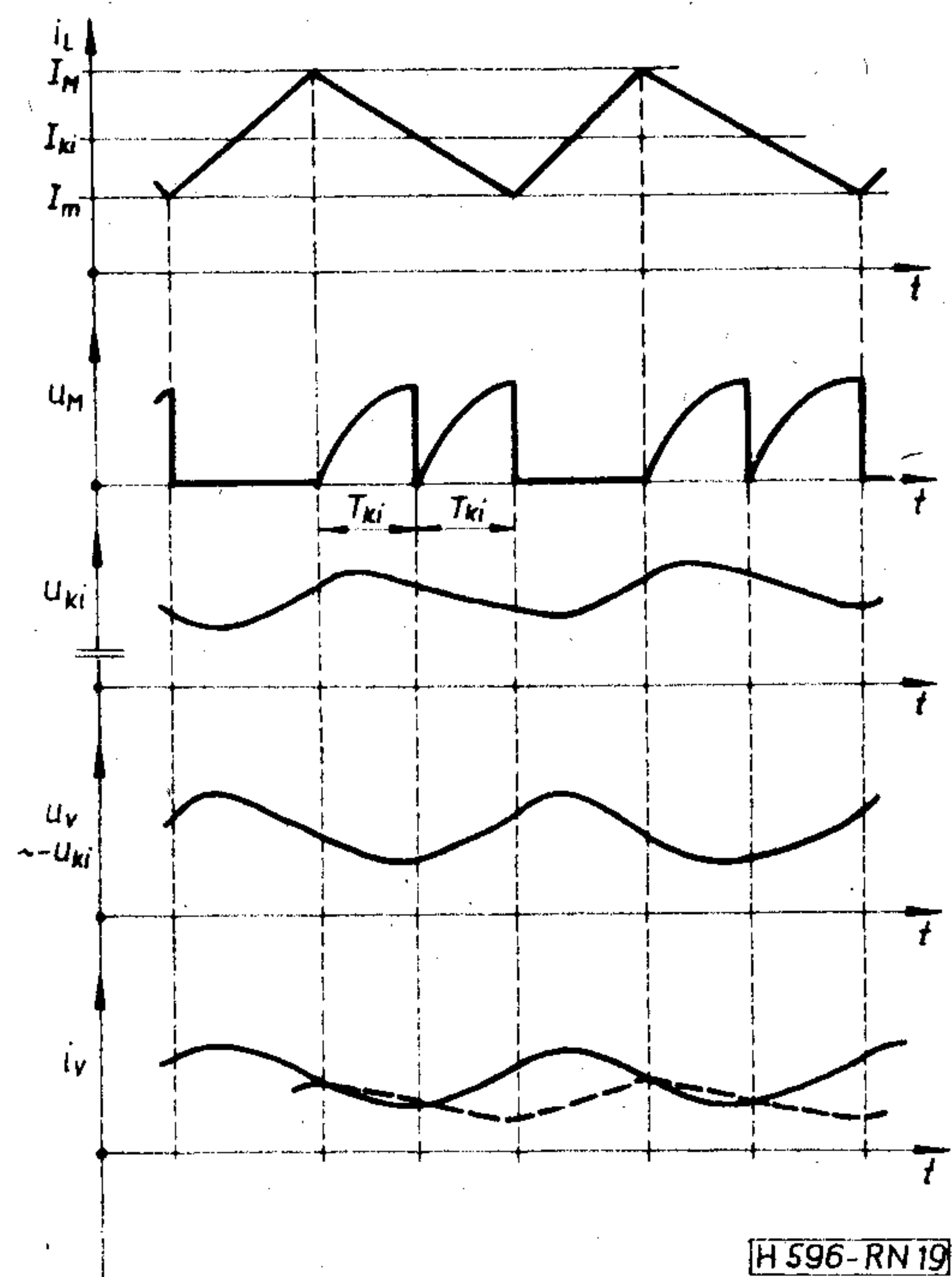
az induktivitás áramában jelentkező hatásos hiszterézis kisebb, mint amit az áramérzékelő áramkör meghatároz. A csökkenés oka a visszacsatoló hurokban levő váltakozófeszültség-tartalom. Mivel a működési frekvencia a hiszterézis áram nagyságával fordítva arányos, ezért a tényleges működési frekvencia megnő. Hasonló gondolatmenettel belátható, hogy a visszacsatolt feszültségnövelő és polaritásváltó alapkapcsolások esetén szintén várhatjuk a működési frekvencia megváltozását.

A frekvenciacsúszás kifejezése a váltakozó feszültségű hurokerősítés (helyesebben váltakozó áramú meredekség) függvényében a 7. táblázatban található. A kifejezésekben:  $|g_m| = \left| \frac{\partial I_L}{\partial U_{ki}} \right|$ . Az összefüggések levezetését a 2. függelékben közöltük.

Érdemes megfigyelni, hogy a meredekség növelésével a feszültségcsökkentő kapcsolásban a frekvencia növekszik (itt a növekedés független a kimeneti kapacitástól, a terhelő áramtól és a bemenő feszültségtől), a feszültségnövelő és polaritásváltó elrendezésben pedig csökken.

A működési frekvencia tervezetthez képesti megváltozása több problémát vehet fel: ilyen a megnövekedett kimeneti váltakozófeszültség-tartalom vagy a megnövekedett dinamikus veszteségek, az induktív elem telítése, elektromágneses kompatibilitási kérdések stb. A frekvenciacsúszás kifejezésének ismeretében az áramkör a megfelelő üzemi frekvenciára méretezhető. A váltakozó feszültségű erősítést ez esetben csak a hibajelerősítő kimenetének telítése korlátozza. A telítés a vezérlő egyenfeszültségre szuperponált felerősített kimeneti váltakozó feszültség miatt következik be.

Az állandó kikapcsolási idejű vezérlésben a hurokerősítés növelése alharmonikus gerjedéshez vezet.



19. ábra. A feszültségcsökkentő, állandó kikapcsolási idejű alapkapcsolás jelformái az alharmonikus gerjedés számításához

Az állandó kikapcsolási idejű feszültségstabilizátor alapkapsolásokban megengedhető maximális váltakozó áramú meredeksége

Feszültségcsökkentő	$ g_m  < \frac{1}{\frac{T_{ki}}{2C} - R_c}$
Feszültségnövelő	$ g_m  < \frac{1}{R_c + \frac{T_{ki}}{2C} + \frac{LI_{ki}}{U_{be} - U_s} \left[ \frac{R_c(U_{ki} + U_D - U_s)}{T_{ki}(U_{ki} + U_D - U_{be})} + \frac{1}{C} \right]}$
Polaritásváltó	$ g_m  < \frac{1}{R_c + \frac{T_{ki}}{2C} + \frac{L(-I_{ki})}{U_{be} - U_s} \left[ \frac{R_c(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)}{T_{ki}(-U_{ki} + U_D)} + \frac{1}{C} \right]}$

A jelenséget szintén a feszültségcsökkentő kapcsolásra szemléltetjük. A gerjedést bemutató jelalakok a 19. ábrán láthatók.

Az ábrán feltételeztük, hogy az áramkör már stationáriusan az alharmonikus gerjedés állapotában van. Ilyenkor a teljes kikapcsolási idő a stabil működésbelinek kétszerese, és ennek megfelelően az ez idő alatt bekövetkezett áramváltozás is megduplázódik. A számoláshoz feltételezzük, hogy áramkörünk a megnövekedett kikapcsolási idő ellenére sem megy át megszakított áramú üzemmódba.

Az ábra második sorában az egymás után kétszer elinduló monostabil multivibrátor időzítő jelalakjai láthatók. A harmadik és negyedik sor kimeneti és vezérlő feszültség jelalakjai hasonlóak a gerjedésmentes állapot jelalakjaihoz. A gerjedés fizikai okát a pillanatnyi áramkomparálási szint és az induktív szaggatott vonallal belerajzolt áram-idő függvénye mutatja. A kikapcsolási idő elején a komparálási szint egy ideig még tovább csökken, a kimenő feszültség növekedésének megfelelően. Ha a monostabil multivibrátor időzítési idejének végén a komparálási szint még kisebb, mint az induktív elem árama, akkor a monostabil multivibrátor újra kikapcsol, és a kapcsolótranszisztor továbbra is zárva marad. A gerjedés határhelyzetében a két áram azonos, a kritikus hurokerősítés, illetve meredekség ebből a feltételből határozható meg.

Hasonló módon szemléltethető, illetve számolható a többi alapkapsolás stabilitási feltétele is.

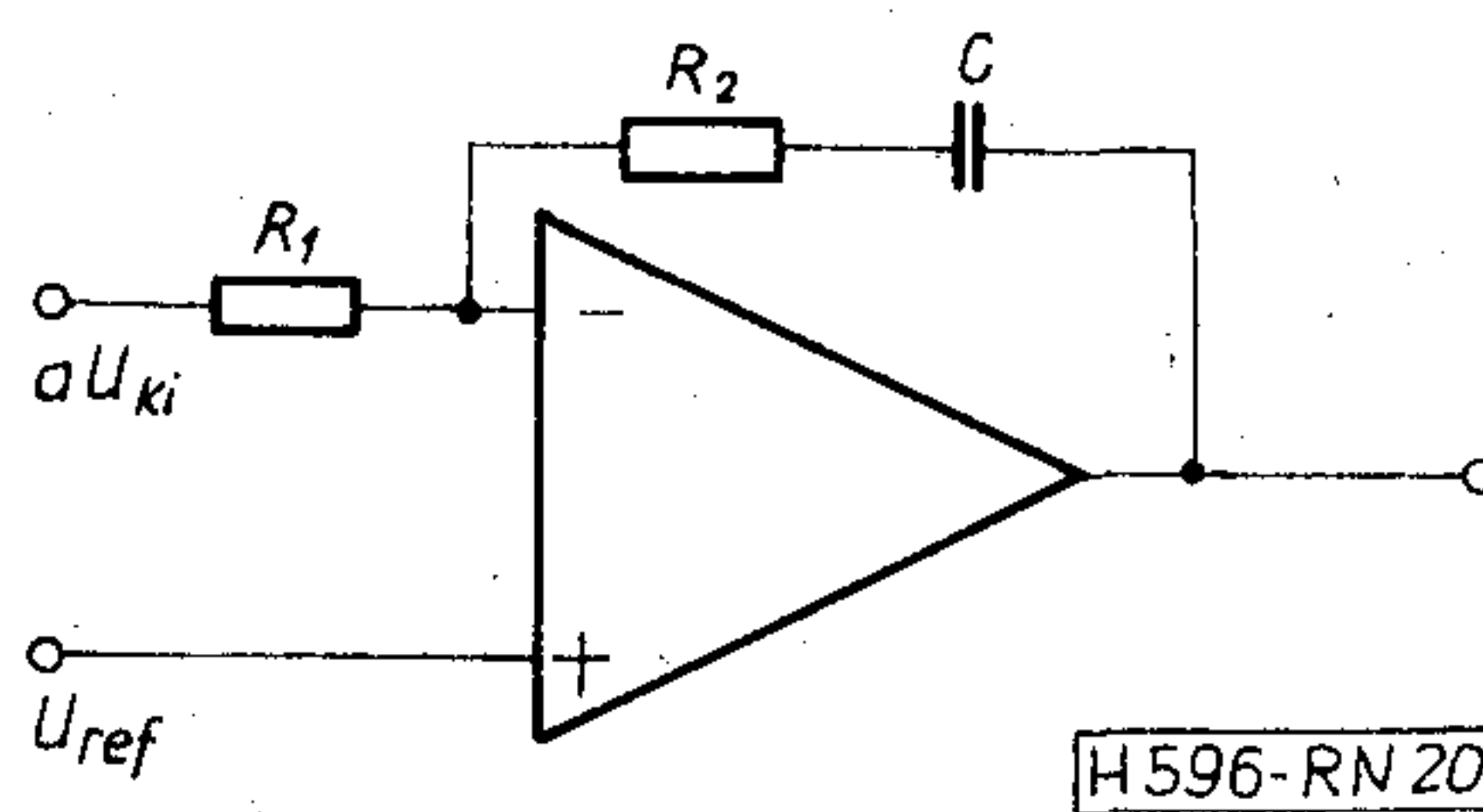
A gerjedés határhelyzetéhez tartozó váltakozó áramú meredekség értéke a 8. táblázatban található, a levezetést a 3. függelékben adtuk meg.

Észrevehetjük, hogy a feszültségcsökkentő alapkapsolásban ez a kifejezés is független a terhelő áramtól, illetve a feszültségektől. A nevezőben két pozitív szám különbsége áll, ha ez zérus vagy negatív, akkor az előbb vázolt mechanizmusú gerjedés tetszőleges nagy váltakozó feszültségű erősítésnél sem lép fel, az erősítést csak a hibajelerősítő kimenetén megjelenő váltakozófeszültség-tartalom miatt bekövetkező telítés korlátozza. A feszültségnövelő és polaritásváltó alapkapsolásokra levezetett kifejezésben szerepel a terhelő áram, az induktivitás és a bemenő feszültség is. Itt a nevező mindig pozitív.

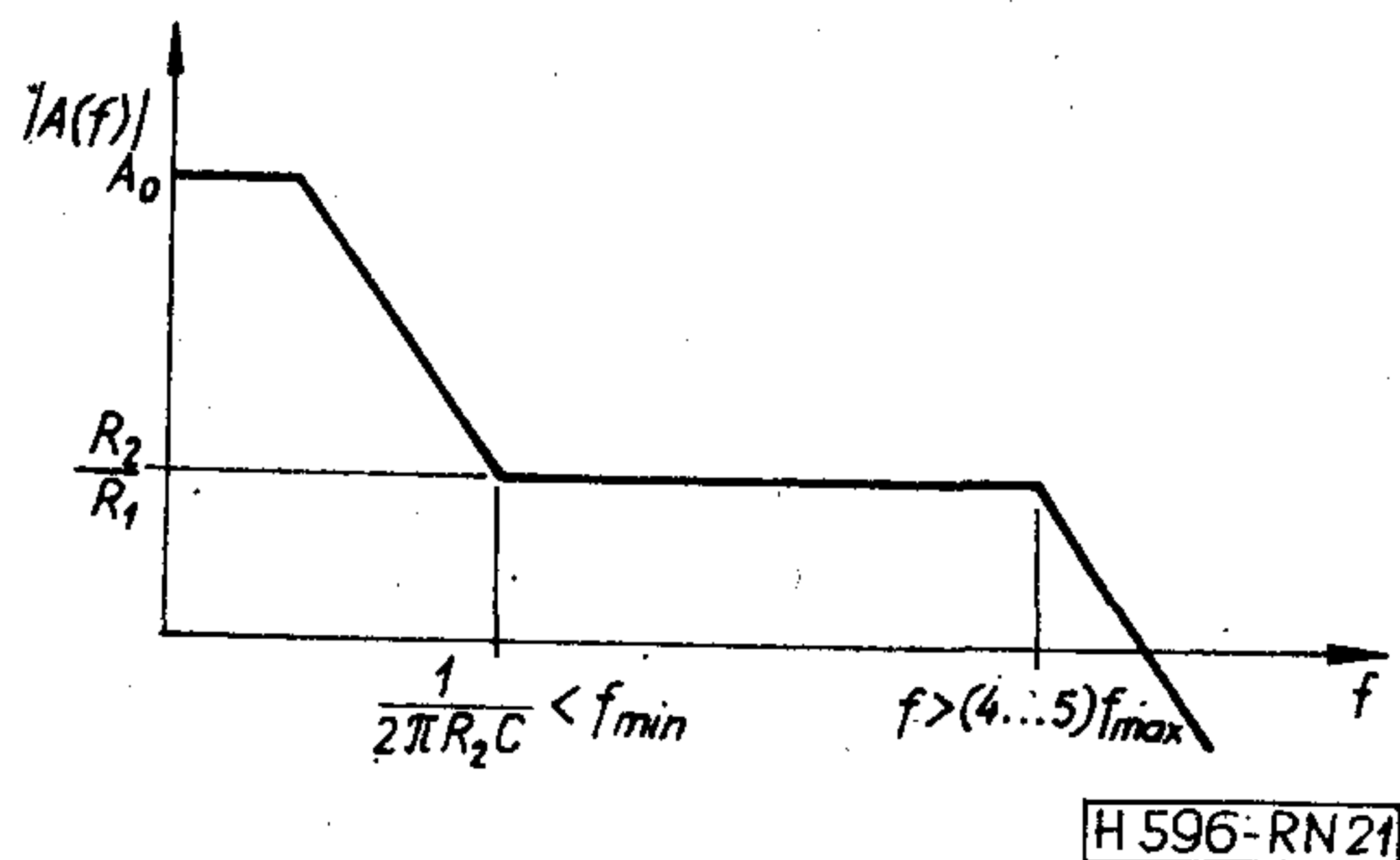
### 5. Gyakorlati problémák

#### 5.1. A hibajelerősítő kialakítása

A hibajelerősítő feladata az előző pontban meghatározott egyenfeszültségű és váltakozó feszültségű erősítés biztosítása. Az egyenfeszültségű erősítésnek célszerűen minél nagyobbak kell lennie, érdemes tehát nagy egyenfeszültség-erősítésű műveleti erősítőt alkalmazni. A gerjedésmentesség feltételéből meghatározott váltakozó feszültségű erősítést megfelelő visszacsatoló áramkörrel valósíthatjuk meg. Az állandó váltakozó feszültségű erősítéshez tartozó frekvenciatartományt a következő feltételekből határozhatjuk meg. A frekvenciacsúszás és az alharmonikus gerjedés számításakor feltételeztük, hogy a kimeneti váltakozó feszültséget a hibajelerősítő alakúen, elhanyagolható fázishibával erősíti. Az alsó frekvenciahatárt így célszerűen a legkisebb működési frekvenciánál kisebbre, a felső frekvenciahatárt pedig a legnagyobb működési frekvencia 4–5-szörösénél nagyobbra választhatjuk.



20. ábra. Javasolt hibajelerősítő kapcsolás



21. ábra. A javasolt amplitúdó-frekvenciamenet Bode-diagramja

Az ajánlott kapcsolási elrendezés a 20. ábrán, a hozzá tartozó amplitúdó-frekvenciamenet a 21. ábrán található. Szükség esetén kisebb nagyfrekvenciás sávzélességű hibajelerősítő is alkalmazható, de ez esetben az itt megadott frekvenciacsúszási és stabilitási feltételek nem érvényesek, és a dinamikus tulajdonságok is romlanak.

### 5.2. Az áramérzékelés kialakítása

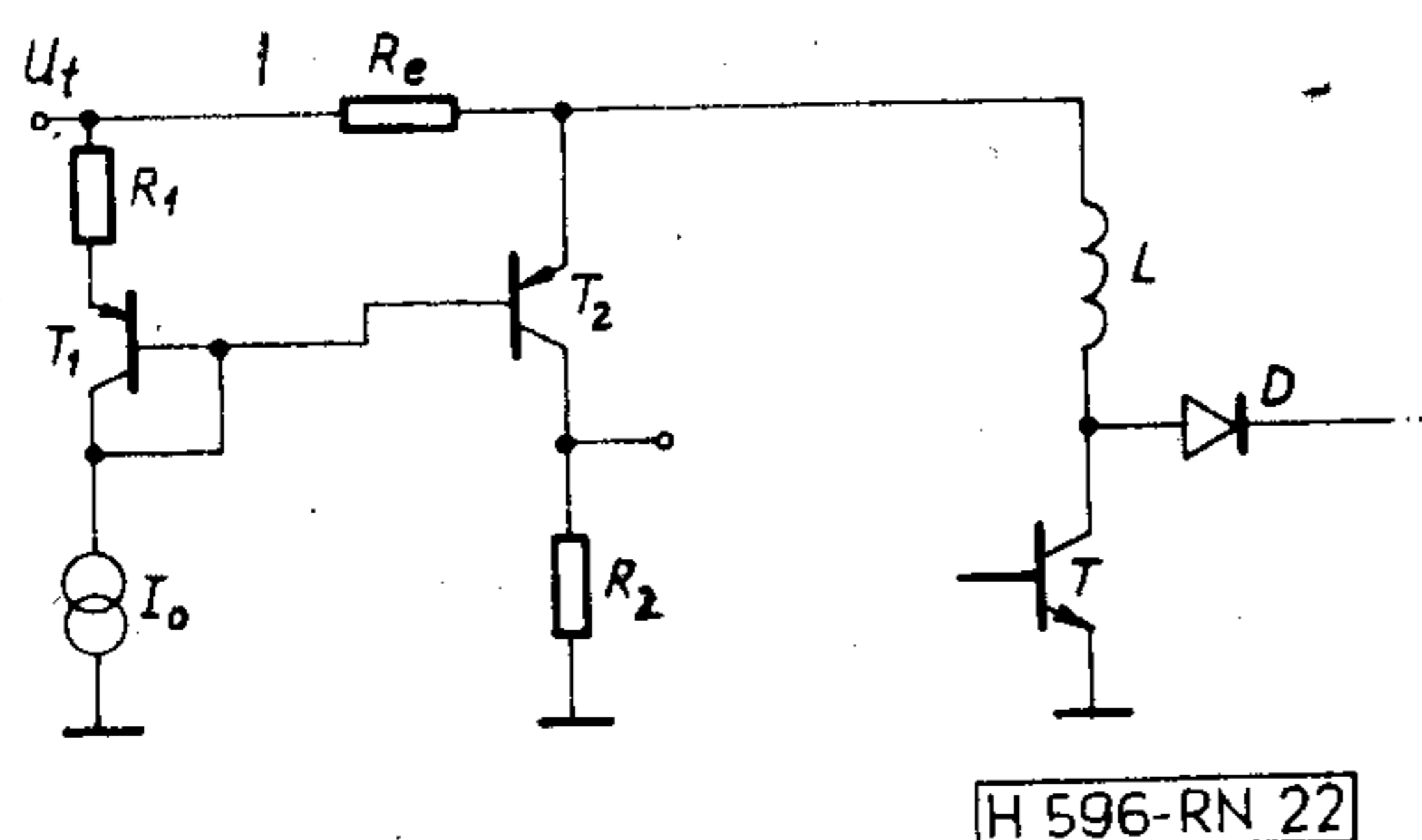
Az áramérzékelő áramkör feladata, hogy meghatározott áramszintnél (szinteknél) a kapcsoló tranzisztort be-, illetve kikapcsolja. Mivel az induktivitás áramát kell érzékelnünk, helyezzünk el vele sorban egy kis értékű figyelő ellenállást. Célszerű elkerülni az ellenálláson a változó közös módusú feszültség fellépését, ezért az ellenállást a tápfeszültség, illetve a közös vezeték és az induktivitás közé kössük. Ez azonban csak a feszültségnövelő és a polaritásváltó kapcsolásban tehető meg. A feszültségcsökkentőnél abban az esetben, ha a vezérlést túláramvédelemre is felhasználjuk, külön tápfeszültség szükséges a fojtó és a kimeneti szűrőkondenzátor közt elhelyezett érzékelő áramkörhöz.

A diszkrét elemes felépítésben a leggyakrabban egy tranzisztor bázis-emitter diódája a komparáló eszköz. Ennek hőmérsékletfüggése és maga az érzékelési szint is viszonylag nagy. Ez a probléma megkerülhető a 22. ábrán feltüntetett kapcsolással. A  $T_1$  és  $T_2$  tranzisztorok bázis-emitter nyitófeszültségének hőmérsékletfüggése közelítően kompenzálja egymást.

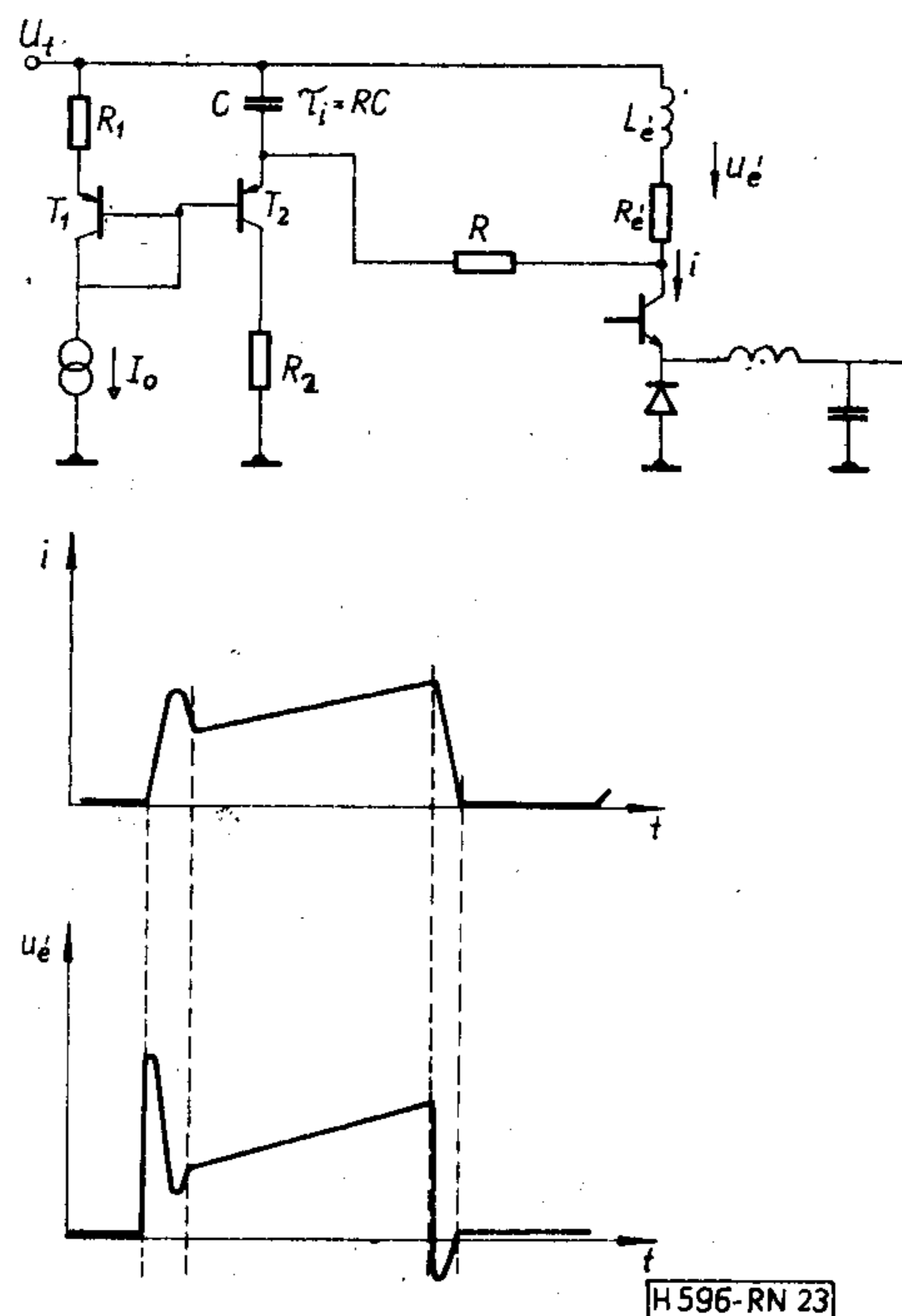
$T_2$  kollektoráról vezethetjük el a jelet, amely nullából pozitívba megy, ha a feszültségesés az  $R_e$  ellenálláson kisebb lesz, mint az  $R_1$  ellenálláson. Az érzékelési áramszint  $R_e$ ,  $R_1$  és  $I_0$  ismeretében könnyen meghatározható. A hőmérsékleti hatások csökkentése érdekében célszerű  $T_1$  és  $T_2$  helyett egy integrált tranzisztorpárt használni, illetve a billenéshez tartozó érzékelési feszültség szintet az előforduló ofszet-feszültségnél sokkal nagyobbra választani.

Az áramkomparátor és az általa vezérelt kapcsoló tranzisztor egy visszacsatolt kört képez. E hurok stabilitásának elkerülésére az áramérzékelő kör késleltetését, illetve fázistolását kell csökkenteni. A mindig jelenlevő eszköz- és szórt kapacitások miatt ez  $R_3$  csökkentését jelenti.

Az állandó kikapcsolási idejű változatban az érzékelő ellenállás a kapcsolóval sorban is elhelyezhető. Ez különösen előnyös a feszültségcsökkentő kapcsolásban, valamint a transzformátoros áramkörökben. Itt azonban számolni kell a bekapcsolás pillanatá-



22. ábra. Az áramérzékelő kapcsolás



23. ábra. Az érzékelő ellenállás induktivitásának hatása

ban fellépő, a diódában tárolt töltés kiürítéséből származó áramcsúcs hibás működést okozó hatásával. A hatás fokozottan jelentkezik, ha az érzékelő ellenállás induktív komponense is számottevő (l. 23. ábra). Megoldás pl., ha megfelelő időállandójú integráló  $RC$  kört helyezünk az érzékelő tranzisztor és a figyelő ellenállás közé. Mivel a rövidzárási áram értéke az időállandóval rohamosan változik [12], a legkisebb még hatásos időállandót építsük be.

### 6. Következtetések

Az előzőekben megismertedtünk az áramvezérléssel, amelynek lényege az, hogy a kapcsolóüzemű feszültségstabilizátor kimeneti feszültségének szabályozása az induktív elem áramának érzékelésével és — a kapcsoló tranzisztor ki-be kapcsolásán keresztül — közvetlen vezérléssel történik. A módszer a statikus és a dinamikus szabályozási paraméterek javítását egyaránt lehetővé teszi. A szokásos kitöltési tényező vezérléshez viszonyítva az áramvezérlés eggyel csökkenti az átviteli függvények fokszámát, ami megnövekedett fázistartalékokat és ennek megfelelően nagyobb hurokstabilitást, valamint kisebb tranziens időt eredményez. Megfelelően megválasztott vezérlési szint esetén a stabilizátor járulékos áramkörök nélkül, automatikusan túláramvédetté válik.

Az áramvezérlés matematikai leírása az injektált áramok módszerével igen egyszerűen elvégezhető. A bemeneti és kimeneti szűrőknek az átvitelre gyakorolt hatása is jól analizálható a fenti eljárással. Az egyenletek szemléltetésére, a körben kialakuló belső hurkok felfedezésére a hatásvázlat-diagramot célszerű alkalmazni.

A visszacsatolt stabilizátor egyenáramú hurokerősítése tetszőlegesen nagy lehet. A váltakozó fe-

szültségű hurokerősítés növelése a hiszterézises változatban frekvenciacsúszást, az állandó kikapcsolási idejű változatban alharmonikus gerjedést okoz. A cikkben közölt összefüggésekkel mindkét esetre meghatározható a hurokerősítés megengedett maximuma.

Az állandó hiszterézisű vezérlésnél a gyakorlatban a hurokerősítést instabilitás nem korlátozza. Hasonlóan nagy váltakozó áramú hurokerősítés engedhető meg az állandó kikapcsolási idejű vezérlésnél a feszültségcsökkentő alapkapcsolásra, a cikkben megadott feltételek esetén.

I R O D A L O M

[1] Dr. Redl R.—Novák I.: Kapcsolóüzemű stabilizátorok analízise állapotegyenleteik átlagolásával. Híradástechnika, 1978. 2. 53—60. old.

[2] Böleskei A.: Diplomaterv. BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék, 1976.

[3] F. F. Judd—Chi-Tsong Chen: Analysis and Optimal Design of Self-Oscillating DC-to-DC Converters. IEEE Tr. CT 1971. nov. 651—658. old.

[4] Y. Yu és mások: The Application of Standardized Control and Interface Circuits to Three DC-to-DC Power Converters. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1973. 237—248. old.

[5] A. Capel—J. G. Ferrante—R. Prajoux: Stability Analysis of a P.W.M. Controlled DC/DC Regulator with DC and AC Feedback Loops. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1974. 246—254. old.

[6] A. Capel—J. G. Ferrante—R. Prajoux: State Variable Stability Analysis of Multi-Loop PWM Controlled DC/DC Regulators in Light and Heavy Mode. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1975. 91—103. old.

[7] F. C. Lee—Y. Yu: Modeling of Switching Regulator Power Stages With and Without Zero-Inductor-Current Dwell Time. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1976. 62—72. old.

[8] W. W. Burns és mások: Synthesis and Implementation of a State-Trajectory Control Law for DC-to-DC Converters. Proc. of the Third ESTEC Spacecraft Power Conditioning Seminar, 1977. 281—296. old.

[9] A. Weinberg—D. M. O'Sullivan: LC<sup>3</sup>: Application to Voltage Regulation. Proc. of the Third ESTEC Spacecraft Power Conditioning Seminar, 1977. 165—174. old.

[10] A. J. Fossard—M. Clique: Modelling and Design of DC-DC Converters Using Modern Control Theory. Proc. of the Third ESTEC Spacecraft Power Conditioning Seminar, 1977. 297—312. old.

[11] Dr. Redl R.: Kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorok túlterhelés elleni védelme. Híradástechnika, 1976. május, 135—139. old.

[12] R. Redl: Comparative Analysis of Overload Protection Methods for Switching Mode Voltage Regulators. Proc. of the Third ESTEC Spacecraft Power Conditioning Seminar, 1977. 155—164. old.

[13] Redl R.: Tranzisztoros kapcsolóüzemű feszültségstabilizátor alaptípusok vizsgálata. Híradástechnika, 1973. június, 173—177. old.

[14] A. Capel: New Control Technique in DC/DC Regulators for Space Applications. IEEE Tr. AES. 1970. No. 4. 472—480. old.

[15] H. A. Owen—A. Capel—J. G. Ferrante: Simulation and Analysis Methods for Sampled Power Electronic Systems. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1976. 45—55. old.

[16] R. Prajoux—J. C. Marpinard—J. Jalade: Établissement des modèles mathématiques pour régulateurs de puissance à modulation de largeur d'impulsion (pwm). 2. Modèles continus. ESA Scientific and Technical Review. 1976. No. 2. 115—129. old.

[17] M. Clique—A. J. Fossard: A General Model for Switching Converters. IEEE Tr. AES. 1977. július, 397—400. old.

[18] N. O. Sokal: System Oscillations Caused by Negative Input Resistance at the Power Input Port of a Switching Mode Regulator, Amplifier, DC/DC Converter, or DC/AC Inverter. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1973. 138—140. old.

[19] R. D. Middlebrook: Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators. Proc. of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1976.

1. Függelék

Kitöltési tényező vezérlésű feszültségcsökkentő stabilizátor analízise az injektált áramok módszerével

A végfokozat induktivitásának áramára a következő egyenletek írhatók fel (elhanyagolva a veszteségeket):

$$I_M = I_m + \frac{U_{be} - U_{ki}}{L} T_{be}, \quad (F1)$$

ahol  $I_m$  és  $I_M$  a bekapcsolt állapotbeli áram szélső értékei, valamint

$$I'_m = I_M - \frac{U_{ki}}{L} T_{ki} = I_m + \frac{U_{be}}{L} T_{be} - \frac{U_{ki}}{L} T, \quad (F2)$$

ahol  $I'_m$  a fojtó árama a kikapcsolás pillanatában.

Az (F1) és (F2) kifejezések segítségével az egy periódusra átlagolt injektált áram:

$$\begin{aligned} I_i &= \frac{I_m + I_M}{2} \frac{T_{be}}{T} + \frac{I_M + I'_m}{2} \frac{T_{ki}}{T} = \\ &= I_m + \frac{U_{be}}{2L} \frac{T_{be}(T + T_{ki})}{T} - \frac{U_{ki}}{2L} T. \end{aligned} \quad (F3)$$

Állandó működési frekvencia esetén az injektált áram megváltozását megadó teljes differencia:

$$\hat{i}_i = \frac{\partial I_i}{\partial I_m} \hat{i}_m + \frac{\partial I_i}{\partial U_{be}} \hat{u}_{be} + \frac{\partial I_i}{\partial U_{ki}} \hat{u}_{ki} + \frac{\partial I_i}{\partial T} \hat{t}_{be} \quad (F4)$$

(ekkor ugyanis  $\hat{t}_{ki} = -\hat{t}_{be}$ ).

Az áramminimum deriváltját az egy periódusra vett differenciahányaddal közelíthetjük:

$$\frac{dI_m}{dt} \cong \frac{\Delta I_m}{T} = \frac{I'_m - I_m}{T} = \frac{U_{be}}{L} \frac{T_{be}}{T} - \frac{U_{ki}}{L}. \quad (F5)$$

Az áramminimum Laplace-transzformáltja (F5) alapján:

$$I_m(p) = \frac{U_{be} T_{be}}{pLT} - \frac{U_{ki}}{pL}. \quad (F6)$$

Az áramminimum megváltozásának Laplace-transzformáltja pedig:

$$\hat{i}_m(p) = \frac{U_{be}}{pLT} \hat{t}_{be} - \frac{T_{be}}{pLT} \hat{u}_{be} - \frac{\hat{u}_{ki}}{pL}. \quad (F7)$$

Helyettesítsük be (F4)-be (F7)-et, az eredmény:

$$\hat{i}_i(p) = A(p) \hat{k}(p) + B(p) \hat{u}_{be}(p) - C(p) \hat{u}_{ki}(p), \quad (F8)$$

ahol:

$$A(p) = \frac{U_{be}}{pL} + \frac{U_{be} K' T}{L}, \quad (F9)$$

$$B(p) = \frac{K}{pL} + \frac{T}{2L} (1 - K'^2), \quad (\text{F10})$$

$$C(p) = \frac{1}{pL} + \frac{T}{2L}, \quad (\text{F11})$$

továbbá  $\hat{k} = \hat{t}_{be}/T$ ;  $K = T_{be}/T$ ;  $K' = T_{ki}/T$ .

A végfokozat analízise az (F8)–(F11) egyenletekkel a 7. ábra tömbvázlata alapján elvégezhető. Hasonló módon alkalmazható az injektált áramok módszere a többi kapcsolásra is.

## 2. Függelék

*Az áramvezérelt, állandó hiszterézisű stabilizátorok frekvenciacsúszásának meghatározása*

A levezetést a feszültségnövelő alapkapcsolásra mutatjuk be. Az induktív elem árama a kikapcsolás alatt (a veszteségek elhanyagolásával):

$$i_L = I_M - I_H \frac{t}{T_{ki}}, \quad 0 \leq t \leq T_{ki}, \quad (\text{F12})$$

ahol  $I_H$  a stacionárius működés alatt kialakult hatásos hiszterézis.

A kimeneti szűrőkondenzátorba folyó áram a kimeneti csomópontra felírható egyenletből:

$$i_c = i_L - I_{ki}, \quad 0 < t \leq T_{ki}. \quad (\text{F13})$$

A bekapcsolási idő alatt a zárt diódán keresztül az induktivitásból áram nem folyik a kondenzátorba, ezért:

$$i_c = -I_{ki}, \quad T_{ki} < t < T. \quad (\text{F14})$$

A kimeneti kondenzátort a 16. ábra helyettesítő képével figyelembe véve, a kikapcsolási idő alatt a kimeneti váltakozó feszültségű összetevő kifejezése (itt 0 szintnek a kapcsolóeszköz kikapcsolása előtti időpillanathoz tartozó kimenő feszültség értékét tekintettük):

$$\hat{u}_{ki}(t) = I_M R_c + \frac{I_M - I_{ki}}{C} t + \frac{m}{2C} t^2, \quad (\text{F15})$$

$$0 \leq t < T_{ki},$$

ahol  $m$  az induktív áramának változási sebessége a kikapcsolt állapot alatt:

$$m = \frac{U_{ki} + U_D - U_{be}}{L}. \quad (\text{F16})$$

A kitöltési tényező:

$$K = \frac{U_{ki} + U_D - U_{be}}{U_{ki} + U_D - U_s}. \quad (\text{F17})$$

A hatásos hiszterézis kifejezhető az áramváltozási sebességgel és a kikapcsolási idővel:

$$I_H = |m| T_{ki}. \quad (\text{F18})$$

A kikapcsolás kezdetekor az induktív  $I_M$  áramát a kifolyó terhelő áramból és a hatásos hiszterézisből számolhatjuk:

$$I_M = \frac{I_{ki}}{K'} + \frac{I_H}{2}. \quad (\text{F19})$$

(F15)-be behelyettesítve (F16), (F18), (F19)-et és  $t = T_{ki}$  figyelembevételével:

$$\hat{u}_{ki} = \frac{I_{ki}}{K'} R_c + \frac{I_H}{2} R_c + \frac{I_H L}{U_{ki} + U_D - U_{be}} \frac{I_{ki} K}{CK'}. \quad (\text{F20})$$

Az áramérzékelő bemenetére redukált áramérzékelési szint megváltozása  $\hat{u}_{ki}$  következtében:

$$\Delta i_v = -\Delta u_{ki} |g_m|, \quad (\text{F21})$$

ahol

$$|g_m| = \left| \frac{\partial I_L}{\partial U_{ki}} \right|. \quad (\text{F22})$$

A kikapcsolás pillanatában a hiszterézis az áramérzékelési szintet csökkenti, így a megváltozott, hatásos hiszterézisre a következő összefüggést írhatjuk fel:

$$-I_H' = -I_H + \Delta i_v = -I_H - \Delta u_{ki} |g_m|. \quad (\text{F23})$$

Ebből a működési frekvenciát meghatározó hatásos hiszterézis kifejezése:

$$I_H' = I_H + \Delta u_{ki} |g_m|. \quad (\text{F24})$$

(F24)-et átrendezve  $I_H'$ -re:

$$I_H' = I_H \frac{1 + |g_m| \frac{I_{ki} R_c}{I_H K'}}{1 - |g_m| \left[ \frac{R_c}{2} + \frac{I_{ki} L K}{(U_{ki} + U_D - U_{be}) C K'} \right]}. \quad (\text{F25})$$

A hatásos hiszterézis függvényében az üzemi frekvencia:

$$f = \frac{(U_{be} - U_s)(U_{ki} - U_{be} + U_D)}{(U_{ki} + U_D - U_s) I_H L}. \quad (\text{F26})$$

(F26)-ba (F25)-öt és (F17)-et behelyettesítve:

$$f = f_0 \frac{1 - |g_m| \left[ \frac{R_c}{2} + \frac{I_{ki} L}{(U_{be} - U_s) C} \right]}{1 + |g_m| \frac{I_{ki} R_c (U_{ki} + U_D - U_s)}{I_H (U_{be} - U_s)}}, \quad (\text{F27})$$

ahol

$$f_0 = \frac{(U_{be} - U_s)(U_{ki} - U_{be} + U_D)}{(U_{ki} + U_D - U_s) I_H L}. \quad (\text{F28})$$

Hasonló módon származtatható a frekvenciacsúszás kifejezése a feszültségcsökkentő és polaritásváltó alapkapcsolásokra.

## 3. Függelék

*Az állandó kikapcsolási idejű áramvezérelt kapcsolóüzemű feszültségstabilizátor alharmonikus gerjedésének vizsgálata*

A levezetést itt is a feszültségnövelő kapcsolásra adjuk meg. Feltételezzük, hogy a stabilizátor stacionáriusan az alharmonikus gerjedés állapotában van, és az induktív elem árama nem csökken zérusig.

A 2. függelékben meghatároztuk a kimeneti váltakozó feszültség időfüggvényét a kikapcsolási idő tartamára (F15). Az áramérzékelő bemenetére redukált

áramérzékelési szint időbeli megváltozása (F15) és (F16) alapján:

$$\Delta i(t_v) = -|g_m| \left( I_M R_c + \frac{I_M - I_{ki}}{C} t - \frac{m}{2C} t^2 \right). \quad (F29)$$

A tényleges áramérzékelési szint:

$$i_v(t) = I_M + \Delta i_v(t). \quad (F30)$$

A működési frekvencia a stabil működéshez tartozónak a fele, így  $I_M$  kifejezése a következőképpen módosul:

$$I_M = \frac{I_{ki}}{K'} + mT_{ki}. \quad (F31)$$

Az alharmonikus gerjedési állapot akkor marad fenn, ha az első kikapcsolási idő végén az induktivitás árama nem csökkent az (F30) által meghatározott érték alá. Ilyenkor ugyanis az áramérzékelő újból kikapcsolja a végtranzisztort.

Az induktivitás áramának kifejezése:

$$i_L(t) = I_M - mt, \quad 0 \leq t \leq T_{ki}. \quad (F32)$$

Az alharmonikus gerjedés határhelyzete tehát:

$$i_L(T_{ki}) = i_v(T_{ki}). \quad (F33)$$

(F33)-ba behelyettesítve (F32)-t és (F30)-at, valamint kifejezve  $|g_m|$ -et, a következő kifejezést kapjuk:

$$|g_m| = \frac{mT_{ki}}{I_M R_c + \frac{I_M - I_{ki}}{C} T_{ki} - \frac{m}{2C} T_{ki}^2}. \quad (F34)$$

(F31)-et és (F17)-et behelyettesítve:

$$|g_m| = \frac{1}{R_c + \frac{T_{ki}}{2C} + \frac{I_{ki}L}{(U_{be} - U_s)} \left[ \frac{R_c(U_{ki} + U_D - U_s)}{T_{ki}(U_{ki} + U_D - U_{be})} + \frac{1}{C} \right]}. \quad (F35)$$

Hasonló módon számolható a más alharmonikus frekvenciához tartozó maximális meredekség, illetve a másik két alkapcsolásra vonatkozó kifejezés is.

## Kitüntetések

*Komporday Aurélt*, egyesületünk elnökét a MTESZ 30. jubileuma alkalmából tartott ünnepi ülésen MTESZ-Díjjal tüntették ki. Komporday Aurél, mint az egyesület alapító tagja, egyben mint az egyesület ipari háttérét képviselő híradástechnikai ipari ágazat főmérnöke, később iparigazgatója, az egyesület fennállásától kezdve fáradhatatlanul munkálkodott a társadalmi műszaki-tudományos élet és az ágazati ipari tevékenység kölcsönhatásának elmélyítésén. Mint iparági vezető, majd mint az iparági kutatóintézet igazgatója, nagy gazdaságpolitikai hozzáértéssel és műszaki-tudományos felkészültséggel kiválasztotta és imputálta az egyesületnek azokat a témákat, feladatokat, amelyek feldolgozásával, megoldásával az egyesületi tagság társadalmi munkássága, a népgazdaság részére hasznos segítséget nyújtott.

Mint elnökségi és végrehajtó bizottsági tag, több mint egy évtizeden keresztül számos kezdeményezésével, folyamatosan támogatta az egyesületi munkát. Ráterelte az egyesület figyelmét a híradástechnikai iparág alapvető fontosságú problémáira, ezek között a berendezések és alkatrészek megbízhatóságának kérdésére.

Vezetése alatt az egyesület többet és határozottabban foglalkozik helyzetelemzéssel, javaslatok kidolgozásával. Az eddigiek közül fontosságban kiemelkedik: „Az elektronikai ipar helyzete és műszaki fejlődésének akadályai a IV. ötéves terv végén” című tanulmány, valamint az elektronikai alkatrész bázis problémái tár-

gyában kidolgozott memorandum, melyeket az egyesület illetékes párt- és kormány szervekhez beterveztett. Nem csak kezdeményezte ezen tanulmányokat, hanem aktív részese volt kidolgozásuknak és vállalta azoknak felsőbb fórumok előtt való megvédését is.

\*

*Mérey Imréné*, egyesületünk főtitkárhelyettese a Fegyveres Erők Napja alkalmából a *Haza Szolgálatáért Érdemérem* arany fokozata kitüntetésben részesült. Mérey Imréné vezető szerepet vitt a Zrínyi Miklós Katonai Akadémián a Híradástechnikai Tudományos Egyesület helyi csoportjának létrehozásában és ezzel elősegítette az ott felmerülő híradástechnikai problémák megoldásában a társadalmi műszaki-tudományos tevékenység aktivizálását. A munkába később bekapcsolódtak más fegyveres erők híradástechnikai szakemberei is és ezzel nagymértékben kiszélesedett a csoport műszaki-tudományos tevékenységének jelentősége. A kitüntetést Mérey Imréné kiérdemelte a lelkes és igen eredményes oktatási munkával is, melyben korábban mint egyetemi oktató a Budapesti Műszaki Egyetemen a honvédségi ösztöndíjas hallgatókat részesítette.

Mérey Imréné lapunk operatív szerkesztő bizottságának munkatársa. Folyóiratunk szerkesztősége őszintén megbecsüléssel és szeretettel gratulál egyesületünk főtitkárhelyettesének kitüntetéséhez.

## μP '79

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület, a MATE, az NJSZT, a Magyar Tudományos Akadémia és az Országos Műszaki Fejlesztési Bizottság támogatásával

## μP '79

címmel nemzetközi részvételű konferenciát szervez 1979. október 17—19. között Budapesten a Technika Házában, a mikroszámítógépek és mikroprocesszorok és alkalmazásuk tárgykörében.

Előadás tartására, részvételre jelentkezők jelentkezési lapot a HTE titkárságán igényelhetnek.

Cím: Híradástechnikai Tudományos Egyesület Titkársága

1055 Budapest V., Kossuth L. tér 6—8.

Telefon: 113-027



## Félvezető rétegek adalékprofiljának mérésére szolgáló készülékek

ETO 621.382.002.2:620.168

A félvezető eszközök működése szempontjából meghatározó jelentőségű az adalékanyag eloszlása az eszközök aktív tartományában. Jellemző példaként megemlítjük a Gunn-eszközt [1], ahol a működési frekvenciát az aktív réteg vastagsága határozza meg, a kivethető teljesítmény pedig adott adalékszint esetén lesz maximális, ezenkívül a működési módot is alapvetően befolyásolják az adalékanyag-eloszlás inhomogenitásai, de a konvencionális p-n átmenetet tartalmazó eszközök elektromos paramétereit is elsősorban a félvezető kristályba beépített adalékok minősége, mennyisége és eloszlása szabja meg.

Ilyen, ppm nagyságrendű, adalékkoncentrációk mérése kívül esik a klasszikus kémiai módszerek szokásos tartományán. Speciális esetekben alkalmazható az aktivációs analízis, Auger elektron-spektroszkópja, mikroszonda, SIMS, back scattering. Szokásos eljárás a réteg vezetőképességének mérése négytűs módszerrel vagy kifolyási ellenállás mérésével [2], ekkor viszont a mélység szerinti változást csak a minta roncsolásával lehet meghatározni. Jelen cikkben a félvezető rétegen készített erősen aszimmetrikus (fém-félvezető, illetve p<sup>+</sup>-n típusú) diódák kapacitás-feszültség karakterisztikájának mérésén alapuló módszerekkel foglalkozunk. A módszer előnye, hogy viszonylag olcsó berendezésekkel igen jó felbontás (a mikroszondás mérésnél nagyságrendekkel jobb) érhető el, a mintapreparálás sem bonyolult (pl. Hg dióda), illetve kompatibilis az eszköz-készítés technológiájával. Az adalékkoncentráció mérése roncsolásmentesen történik, sok esetben a kész eszközön is elvégezhető a vizsgálat.

A módszer elvét az 1. ábra alapján tekinthetjük át. Az ábra az elektronenergiának hely szerinti változását mutatja egy záróirányban előfeszített fém-n típusú félvezető, ill. p-n dióda n oldalán. Az ábrán vázolt energiaviszonyok magyarázatát illetően az általános irodalomra utalunk [3], [4].

A kiürített réteg  $w$  szélességét az egydimenziós Poisson-egyenlet:

$$\frac{d^2V}{dx^2} = \frac{-\rho}{\epsilon} = \frac{-qN}{\epsilon} \quad (1)$$

megoldásával határozhatjuk meg, ahol  $q$ ,  $N$  és  $\epsilon$  rendre az elemi töltést, a donorok koncentrációját és a félvezető dielektromos állandóját jelölik. A határfeltételek:

$$V(w) = 0 \quad \text{és} \quad F(w) = -\frac{dV}{dx} \Big|_{x=w} = 0,$$

ahol  $w$  a kiürített réteg határa az  $n$  oldalon. A kiürített tartományon belül a feszültség változását

(1) integrálásával számíthatjuk ki:

$$V(x) = \frac{-q}{\epsilon} \int_x^w \int_{x'}^w N(x'') dx'' dx'. \quad (2)$$

Parciális integrálással a fenti formulák más, gyakran hasznos alakjához jutunk:

$$V(x) = +\frac{q}{\epsilon} x \int_x^w N(x') dx' - \frac{q}{\epsilon} \int_x^w x' N(x') dx', \quad (3)$$

ill.

$$V = -\frac{q}{\epsilon} \int_0^w x N(x) dx. \quad (4)$$

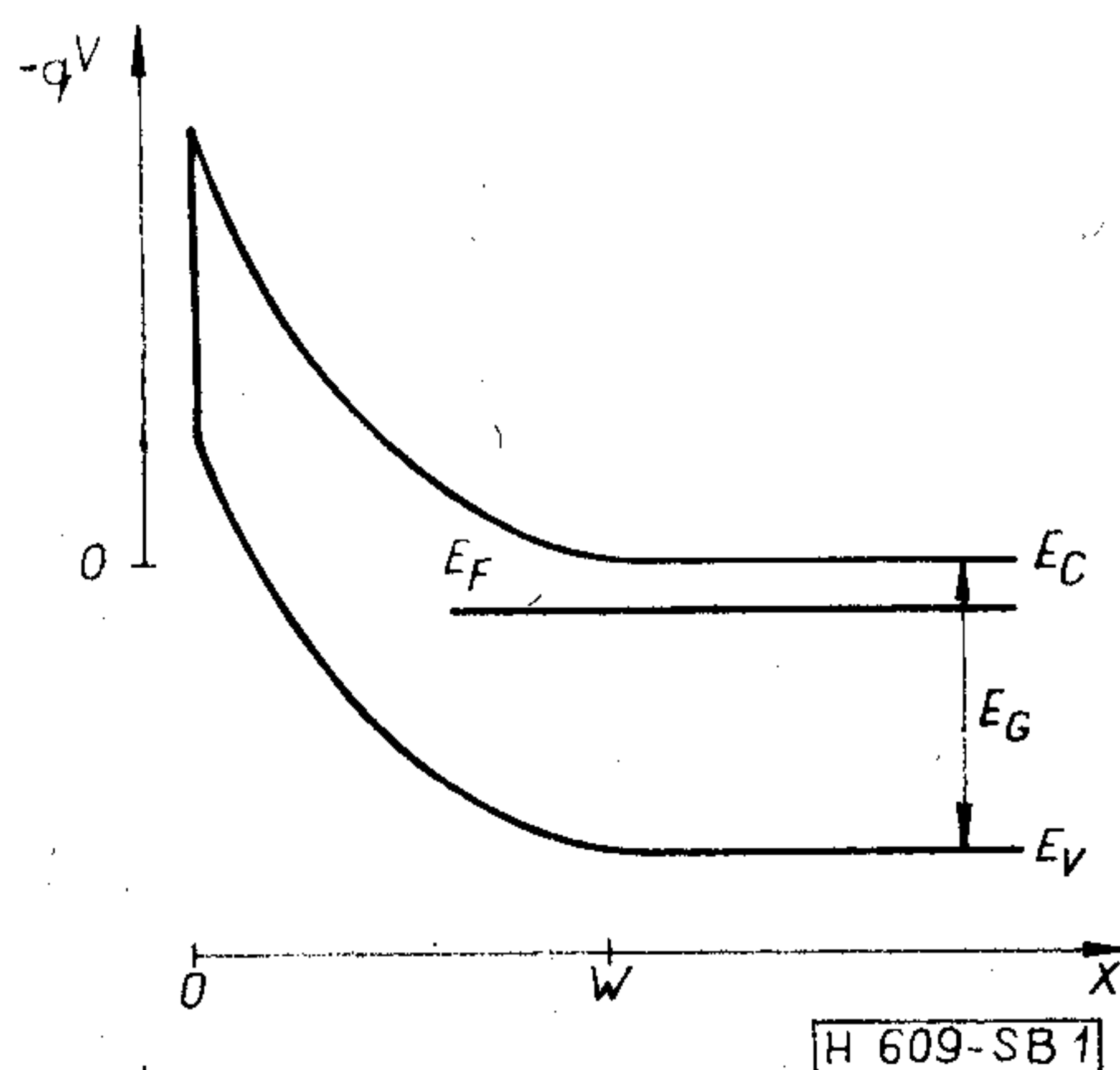
A tértöltési tartomány szélességének  $\Delta w$  megváltozásához tartozó  $\Delta V$  feszültségváltozás pedig:

$$\begin{aligned} \Delta V &= -\frac{q}{\epsilon} \int_w^{w+\Delta w} x N(x) dx = -\frac{q}{2\epsilon} N(w) [(w+\Delta w)^2 - w^2] = \\ &= -\frac{q}{\epsilon} N(w) w \cdot \Delta w - \frac{q}{2\epsilon} N(w) (\Delta w)^2, \end{aligned} \quad (5)$$

ahol  $N(x)$  értékét a  $w$  és  $w + \Delta w$  között állandónak tekintjük. Ha  $\Delta w/w$  elég kicsi ahhoz, hogy a másodrendű tagot elhanyagolhassuk, úgy (5) egyenlet átrendezésével kapjuk, hogy

$$N(w) = -\frac{\epsilon}{q} \frac{1}{w} \frac{dV}{dw}. \quad (6)$$

$w$  értékét a legegyszerűbb módon a dióda differenciális kapacitásának mérésével határozhatjuk meg.



1. ábra. Az elektron energiájának hely szerinti változása záróirányban előfeszített aszimmetrikus diódaátmenet  $n$  oldalán

A dióda olyan kondenzátorként viselkedik, melyben a két fegyverzet távolsága a kiürített réteg vastagsága,  $\epsilon$  pedig a félvezető dielektromos állandója. Ily módon a dióda differenciális kapacitása:

$$C = \frac{\epsilon A}{w} \quad (7)$$

(7) felhasználásával (6) az alábbi alakba írható:

$$N(w) = \frac{C^3}{q\epsilon A^2} \left(\frac{dC}{dV}\right)^{-1} = -\frac{2}{q\epsilon A^2} \left(\frac{d(C^{-2})}{dV}\right)^{-1} \quad (8)$$

(6), illetve (8) és (7) a  $C$ - $V$  módszerrel történő profil-mérés alapegyenlete. Meg kell jegyezni, hogy a vizsgálat csak a kiürített tartományra terjedhet ki, a maximális mélységet a vizsgáló dióda záróirányú letörése korlátozza. Tapasztalataink szerint  $n$ -GaAs esetén a maximális mélységet az alábbi tapasztalat formula fejezi ki:

$$\int_0^{w_{\max}} N(x) dx \approx 10^{12} \text{ cm}^{-2} \quad (9)$$

Ezen a helyen kell megemlíteni, hogy ebben a dolgozatban feltételezzük, hogy a vizsgálandó félvezetőben csak ún. sekély donorok vannak, azaz olyan adalékok, melyek a mérés hőmérsékletén teljesen ionizáltak. Amennyiben a mintában nagyobb ionizációs energiájú adalékok (ún. mélynívók) is vannak — a sekély donorokhoz képest számottevő koncentrációban — úgy ezek vizsgálata külön kérdés, csak profilmérő készülékkel nem végezhető el teljesen, más módszerek alkalmazására is szükség van. Ugyancsak korlátozzuk tárgyalásunkat a diódákon végezhető mérésekre és nem foglalkozunk más szerkezetekben (pl. FET) való profilmérési módszerekkel.

Kezdetben a profilkértékelés az általában híd-módszerrel pontonként felvett  $C$ - $V$  karakterisztika alapján numerikus számítással történt, először ilyen munkát C. O. Thomas és munkatársai közöltek 1962-ben [5]. 1964-ben I. Amron [6] írt le egy logarlécszerű segédeszközt a numerikus számítások gyorsítása céljából. Mindkét munka a Bell Laboratóriumban készült.

A profilok kiértékelése pontonkénti  $C$ - $V$  mérések alapján meglehetősen hosszadalmas és nehézkes, jóllehet gyakran van igény ilyen vizsgálatra. Például Gunn-eszközök esetén, a chip értéke töredéke csak a mikrohullámú tok árának, s ezért igen fontos előzetes válogatási lehetőséget nyújt a profilmérés, a kész eszközt ún. már csak mikrohullámú tokban lehet kipróbálni.

A nagyszámú, gyors, rutinszerű mérés igénye és talán magának a problémának az érdekessége miatt is világszerte komoly erőfeszítéseket tettek olyan készülékek építésére, melyek automatizálják ezt a munkát. Ennek a kutató-fejlesztő tevékenységnek jó háttérrel adott az analóg elektronikus alkatrészek és rendszerek fejlődése (pl. műveleti erősítő integrált áramkörök megjelenése a piacon). Manapság a digitális technika fejlődésével (olcsó, mérések vezérlésére is alkalmas kalkulátorok, ill. mikroprocesszorok elterjedése) ez az út talán már kissé korszerűtlennek tűnik, laboratóriumi körülmények közt egyszerűbb

és rugalmasabb programvezérelt mérőrendszert használni. Az első ilyen jellegű mérési összeállítást a Bell Laboratórium munkatársai közölték [7]. Ez off-line típusú berendezés volt, és valószínűleg az ezzel kapcsolatos nehézség miatt nem oldotta meg az ilyen jellegű gondokat. Mindenesetre tény, hogy a Bell Laboratóriumban is további sok munkát fordítottak profilmérő célműszerek építésére.

E dolgozat célja áttekintést adni e készülékekről.

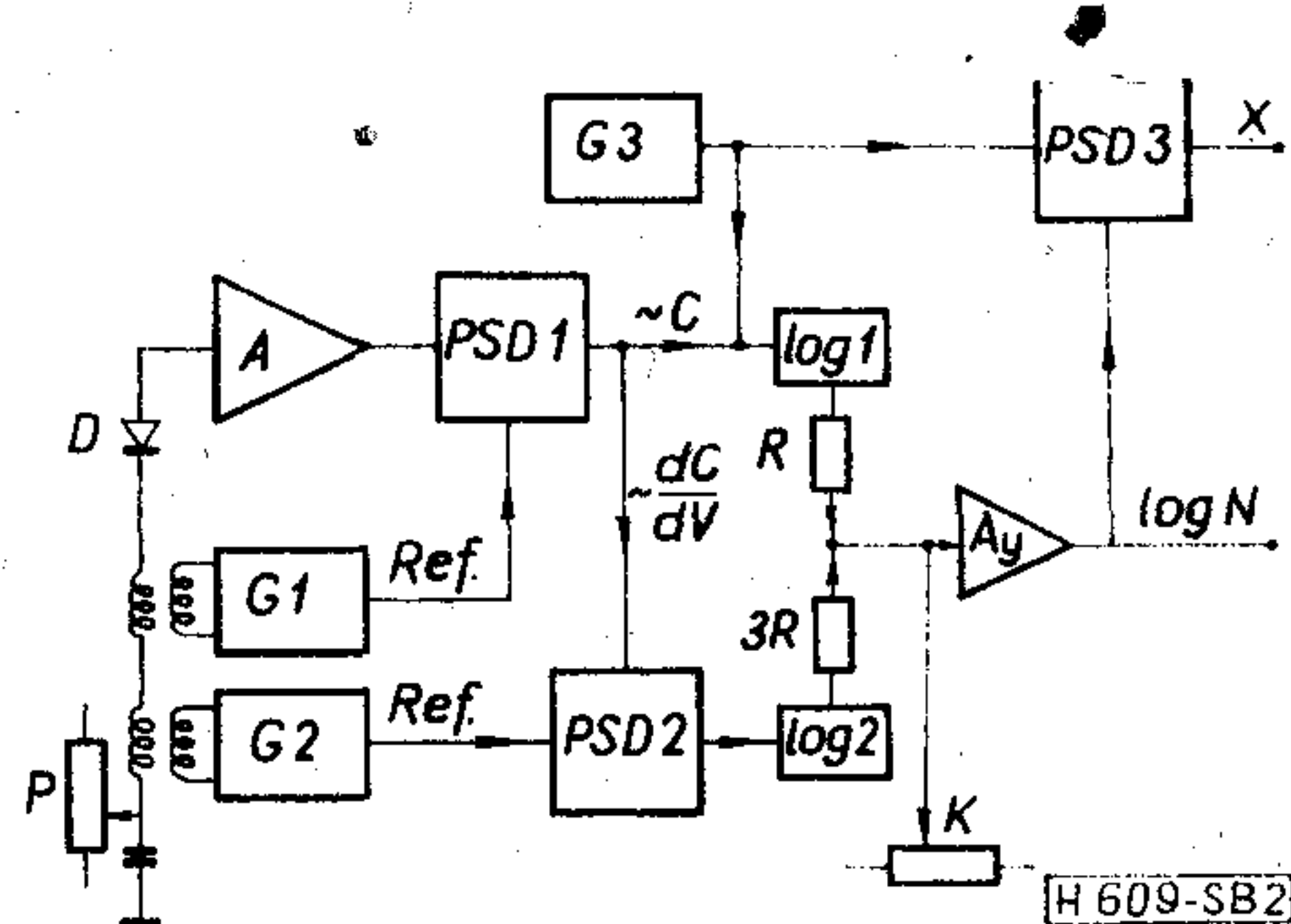
### Modulációs rendszerű műszerek

A modulációs rendszerű berendezések direkt kapacitásmérést végeznek és valamilyen modulációs technikával mérik  $\frac{dC}{dV}$ -t is, a kimenő jelek ezen jelek logaritmálás utáni összeadásával, kivonásával, ill. állandó szintek hozzáadásával képződnek (7) és (8) szerint.

Szinte egyidőben három független dolgozat jelent meg erről a témáról: F. P. Califano és A. Luciano A Nápolyi Egyetemről [8], B. J. Gordon és munkatársai a Dél-kaliforniai Egyetemről [9] és P. J. Baxandall és munkatársai pedig a Royal Radar laboratóriumából [10] számoltak be ilyen készülék építéséről. Ezek közül az utóbbi kereskedelmi forgalomba is került [11]. Ezt a műszert az MFKI-ban is elkészítettük [12], blokkvázlatát a 2. ábra mutatja.

A készülék működését az alábbiak szerint követhetjük végig: a  $G_1$  oszcillátor szinuszos mérőfeszültséget ad a  $D$  mérendő diódára. Kis kimenő impedanciájú, feszültséggenerátoros meghajtás. A dióda kapacitásán átfolyó árammal arányos jelet az  $A$  kis bemenő impedanciájú erősítő érzékeli, majd a  $PSD 1$  jelű fázisérzékeny detektor kimenetén a dióda kapacitásával arányos egyenszint jelenik meg. A  $G_2$  generátor hasonló módon alacsonyfrekvenciás moduláló feszültséget ad a diódára, és így a  $PSD 1$  kimenetén a  $C$ -vel arányos egyenszintre szuperponálva megjelenik a  $\frac{dC}{dV}$ -vel arányos váltójel, melyet a  $PSD 2$

egység egyenirányít. A  $C$ -vel és  $\frac{dC}{dV}$ -vel arányos jelek logaritmálás után 3:1 arányban adódnak össze az  $A_y$  erősítő bemenetén, a (8) formula szerinti konstansokkal arányos egyenszintek is itt adódnak hozzá a jelhez (ezeket a konstansokat potenciométerrel lehet beállítani). A mélységgel arányos jel képzése úgy történik, hogy a  $\log I$  egység bemenetére



2. ábra. A Royal Radar laboratóriumban készített profilmérő blokkvázlata

a  $G_3$  generátor kis amplitúdójú segéd feszültséget ad, s így a logaritmálás és erősítés után az alábbi jel képződik:

$$\begin{aligned} \log(BC + V_3) &= \log BC(1 + V_3) = \\ &= \log BC + \log\left(1 + \frac{V_3}{BC}\right) \approx \log BC + \frac{V_3}{BC}, \quad (10) \end{aligned}$$

ahol  $B$  állandó,  $V_3$  pedig a  $G_3$  generátor kimenő jelének amplitúdója. A fenti számításnál figyelembe vettük, hogy  $V_3 \ll BC$ , és így elegendő a sorfejtést első rendig végezni. A (10) egy egyenáramú és egy váltóáramú jel összege, a PSD3 jelű fázisérzékeny detektor ebből a váltóáramú komponenst választja ki, mely — tekintve, hogy  $V_3$  állandó —  $C^{-1} \sim w$ -vel arányos. A  $G_1$ ,  $G_2$ ,  $G_3$  generátorok frekvenciái rendre: 100 kHz, 1 kHz, 10 kHz.

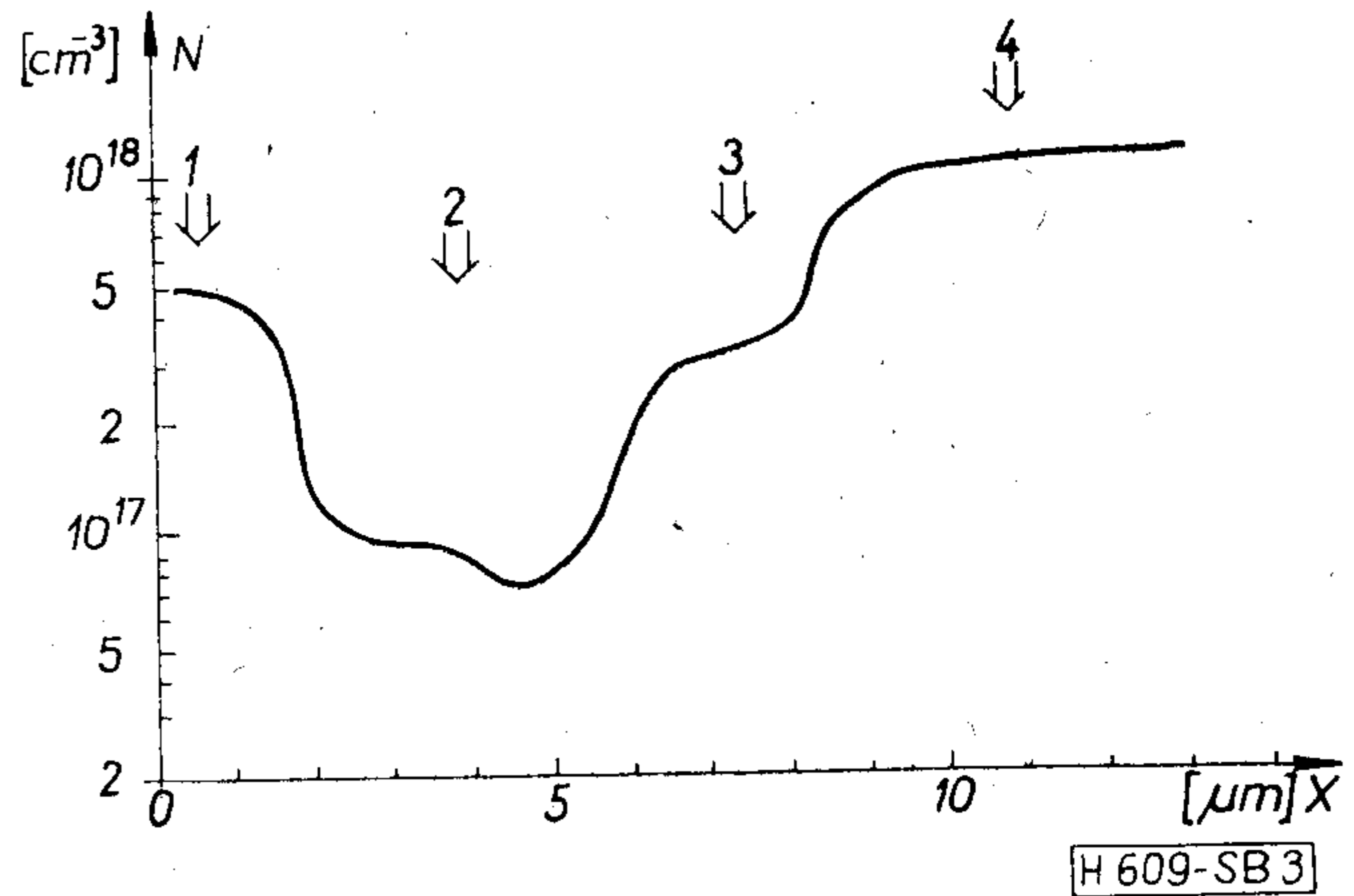
Hasonló elven működik Prágában a TESLA gyár laboratóriumában készített berendezés is, bár ebben néhány konkrét elektronikai probléma másként van megoldva. Ezeket a megoldásokat szabadalom védi. Az egyik működő készüléket — tudomásom szerint 1976 végéig összesen nyolc darab készült — módomban volt megtekinteni, lényegileg ugyanolyan paraméterekkel rendelkeznek, mint az MFKI-ben épített.

Ugyancsak ilyen elven működő mérési összeállítást közölt C. A. Salama és P. Homes [13]. Ők egy kereskedelmi forgalomban kapható fázisérzékeny detektorral működő kapacitásmérőt (Boonton 71/A) használtak, a minta előfeszítését időben lineárisan változtatva a kimenő jel a kapacitással, a kimenő jel időderiváltja pedig  $\frac{dC}{dV}$ -vel arányos. A mélységgel arányos jelet osztó áramkörrel, a koncentráció logaritmusával arányos jelet pedig szintén a  $C$  és  $\frac{dC}{dV}$ -vel arányos jelek logaritmálás utáni megfelelő arányú összeadásával, valamint a konstansoknak megfelelő egyenszintek hozzáadásával állították elő.

Szólni kell itt a modulációs technika két lényeges jellemző vonásáról:

1. A  $\frac{dC}{dV}$  mérés pontossága nem állandó. Vegyük észre ui., hogy  $\frac{dC}{dV}$  a dióda egyenáramú előfeszítésének növelésével gyorsan csökken. (Homogén koncentrációeloszlás esetén (4) alapján  $C \sim V^{-1/2}$  és  $\frac{dC}{dV} \sim V^{3/2}$ .) Ez a moduláló jel amplitúdójának megválasztásánál okoz gondot, ui. ha még a maximális előfeszítés környékén is kellő pontosságot kívánunk elérni, úgy a moduláló jel amplitúdója kis előfeszítéseknél túl nagy lesz, összemérhető az egyenáramú előfeszítéssel. A leírt készülék éppen ezért 0,5 V záróirányú előfeszítésnél kisebb előfeszítésekkel nem is működik.

2. A mérési módszer viszonylag kevésbé érzékeny a parazita kapacitásokra. A dióda kapacitásával párhuzamosan jelentkező szórt kapacitás könnyen korrekcióba vehető (pl. ahogy az a konkrét kiviteli formánál történik a PSD 1 után alkalmazott szinteltolással), a hozzávezetéseknek a testhez viszonyított kapacitásai pedig egyrészt a generátor, másrészt



3. ábra. A SZUTA Novoszibirszki Félvezető Intézetében készített GaAs epitaxia profilja. A jelölt szakaszok: 1.  $n^*$  kontaktálást megkönnyítő fedőréteg; 2. aktív réteg; 3. buffer réteg; 4. hordozó kristály

az A bemenő erősítő kis impedanciáival kapcsolódhatnak párhuzamosan és így nem okoznak lényeges hibát.

Ugyancsak modulációs elven működik az egyik legújabb ilyen készülék is, a Post Office Profile Plotter [14]. A lényeges különbség a többi műszerhez képest az, hogy állandó előfeszítés mellett méri a koncentrációt, a mélységet pedig elektrokémiai marással változtatja. A dióda elektrolit oldat (KOH) és a félvezető közt jön létre, a félvezető az oldatban folyamatosan oldódik ( $n$  típusú félvezető esetén az oldódáshoz megvilágítás szükséges). A készülék méri az oldódás során a rendszerben átfolyt töltést, melyet mélységre számít át, ehhez hozzáadja a mért kapacitás reciprokával arányos jelet, így módon a kimeneten a mélységgel arányos jel jelenik meg. Ennek a mérési módnak hátránya, hogy roncsolásos, viszont módot nyújt szinte tetszőleges mélységig való vizsgálatra a (9) korlátozástól függetlenül, és lévén az előfeszítés állandó  $C$  és  $\frac{dC}{dV}$  mérési pontossága

nem függ a mélységtől, csak a koncentráció mélység szerinti változásától. A 3. ábrán látható profilt ezzel a készülékkel vettük fel az MFKI-ben. Az említett elektrolit diódát T. Ambridge és M. M. Faktor dolgozták ki [15], [16], [17]. Az elektrolit miatt a dióda kapacitása csak alacsonyfrekvenciás (3 kHz) mérőjellel mérhető, a moduláló frekvencia 30 Hz. A mérődióda átmérője nagy (3–4 mm), ennek két oka van: egyrészt a kapacitást kell növelni, hogy ilyen alacsonyfrekvenciás módszerrel is jól mérhető legyen (az elektrolit diódán a felületi szivárgási áram meglehetősen nagy!), másrészt így a marásnál fellépő széleffektusok csökkennek. A berendezés elsősorban GaAs vizsgálatára alkalmas, használható még más  $A^{III}B^V$ , ill.  $A^{II}B^VI$  vegyületfélvezetők mérésére is. Elemi félvezetők (Si, Ge) marása azonban még nincs megoldva ezzel a módszerrel.

Egy másik alapvetően eredeti készülék Ambrózy nevéhez fűződik [18]. A különlegessége ennek a módszernek az, hogy a kapacitásmérés hídmódszerrel történik. Az alkalmazás azon a felismerésen alapszik, hogy egy kiegyenlített hídba kapcsolt dióda egyen-

áramú előfeszítését szimmetrikus trapéz alakú impulzussal modulálva a híd kimenő jelének csúcserőértéke a  $C^{-1} \frac{dC}{dV}$  mennyiséggel arányos. Kiegyenlített híd esetén a jel ennél nagyobb. A mérőberendezés felépítése ezután a következő: a váltóáramú mérőhíd egyik ágába a dióda, a másik ágába pedig egy változtatható kapacitás van kapcsolva, a trapéz alakú moduláló jel okozta kimenő feszültség csúcserőértéke negatív visszacsatolással vezérli a dióda egyenáramú előfeszítését s így a híd állandóan kiegyenlített, a kimenő jel pedig az említett módon  $C^{-1} \frac{dC}{dV} \sim N(w)w^2$ -

tel arányos. A változtatható kapacitást (forgókon-  
denzátort vagy varicap diódát) kézzel vagy motorral változtatva a mérés a dióda teljes zárófeszültség-tartományában elvégezhető. A megfelelő analóg áramkörökkel szimulált számítások után a kimenetekeken log N-nel és w-vel arányos jelek vehetők le. Előnye ennek a módszernek, hogy a trapéz alakú moduláló jelet negatív visszacsatolással vezérli oly módon, hogy  $C^{-1} \frac{dC}{dV}$  állandó legyen és így az 1. pont

alatt említett hiba nem lép fel. Egy ezen az elven működő készülék, melyet Ambrózy András és Gottwald Péter építettek, az EIVRT-ben működik.

### Nagyfrekvenciás módszerek

#### A Copeland-féle profilmérők

A profilmérők másik csoportját az irodalomban Copeland-féle profilmérőknek nevezik. Az első ilyen automata készülék megépítése és a működési elv szép fizikai magyarázata valóban az ő nevéhez fűződik [19], ez a munka is a Bell Laboratóriumban készült. A gondolat lényege az, hogy a dióda kapacitását mérő nagyfrekvenciás jel a dióda nem lineáris C-V karakterisztikája miatt torzul, felharmonikusok jelennek meg. Elméleti elektronikai szempontból a kérdést először N. I. Meyer és T. Guldbansen [20] vizsgálták, kimutatták, hogy ha egy diódára  $\omega$  körfrekvenciájú szinuszos gerjesztést adnak, akkor  $2\omega$  és  $3\omega$  körfrekvenciájú felharmonikusok képződnek, és a  $2\omega$  körfrekvenciájú jel mérésével az adalék-koncentrációra lehet következtetni. Reprezentatív méréseket is közölnek ötvözött Ge tranzisztorokon. Az ő munkájukra támaszkodva D. Leenov és R. G. Stewart [21] tett javaslatot egy egyszerű profilmérő készülék építésére, ami lényegében igen hasonló a Copeland által később megépített készülékhez.

A mérés elvét az (5) egyenlet alapján követhetjük végig, nem elhanyagolva a másodrendű tagot. Figyelembe véve, hogy a tértöltési tartomány szélességének  $\Delta w$  megváltozása során a külső előfeszítő körben

$$\Delta Q = AqN(w) \Delta w \quad (11)$$

töltés folyik a dióda katódjáról az anódjára, írhatjuk, hogy

$$\Delta V = -\frac{w}{A\varepsilon} \Delta Q - \frac{1}{qA^2\varepsilon} \frac{1}{N(w)} \Delta Q^2. \quad (12)$$

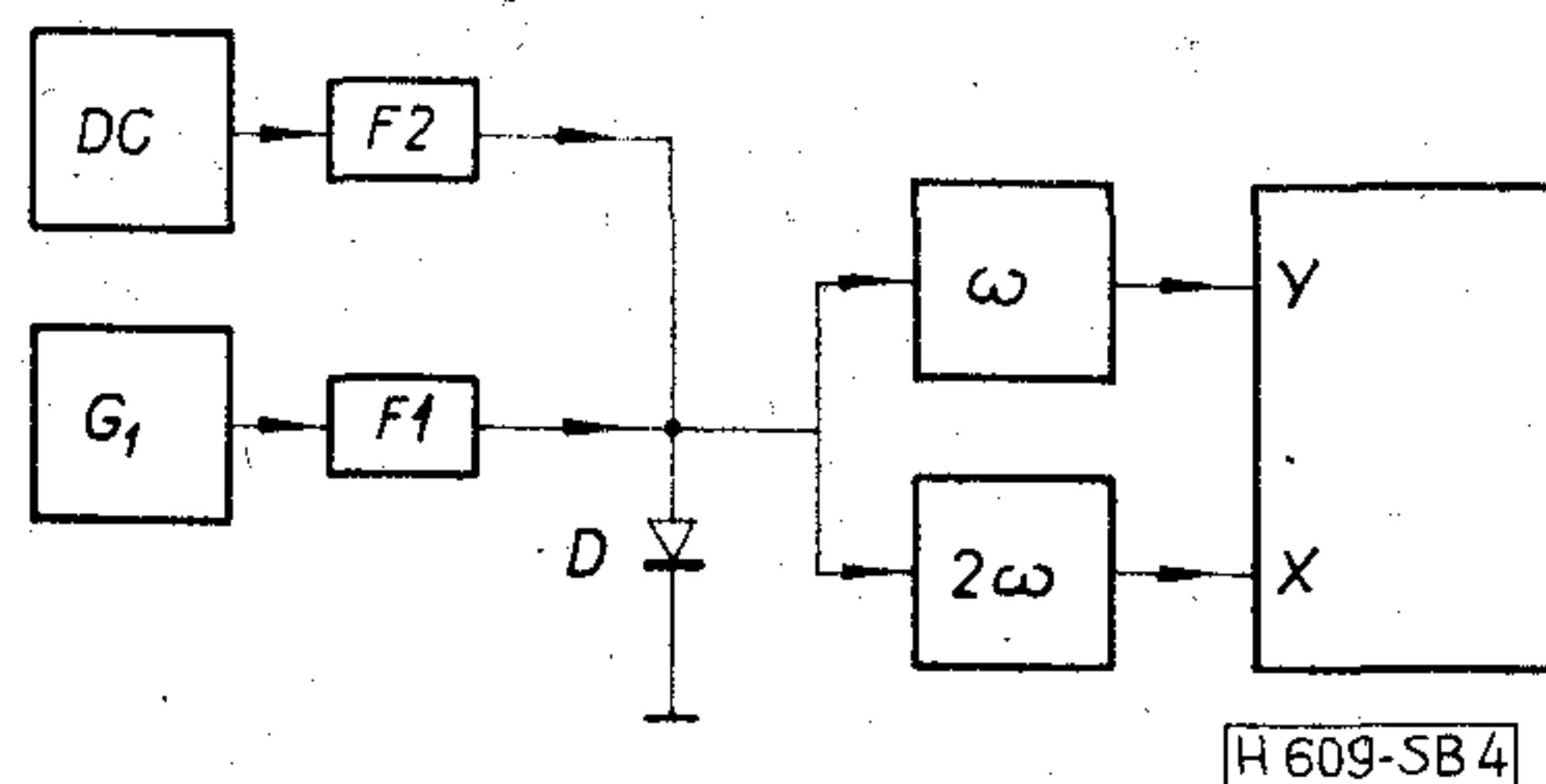
A diódára áramgenerátorból  $I(t) = I \sin(\omega t)$  gerjesztést adva, a töltés változása  $Q(t) = -\Delta Q \frac{\cos(\omega t)}{\omega}$  lesz, tehát:

$$\Delta V = \frac{J \cos(\omega t)}{A\varepsilon\omega} w + \frac{J^2 \cos^2(\omega t)}{2\omega^2 q\varepsilon A^2 N(w)}. \quad (13)$$

Felhasználva, hogy  $\cos^2(\omega t) = \frac{1}{2} [1 + \cos(2\omega t)]$  írhatjuk hogy

$$\Delta V = \frac{J \cos(\omega t)}{A\varepsilon\omega} w + \frac{J^2 [1 + \cos(2\omega t)]}{4\omega^2 q\varepsilon A^2 N(w)}. \quad (14)$$

Tehát a diódára  $\omega$  körfrekvenciájú mérőáramot kényszerítve, a rajta mérhető váltófeszültség  $\omega$  és  $2\omega$  körfrekvenciájú komponenseket fog tartalmazni, ezek közül az előbbi a w-vel, az utóbbi pedig  $N(w)^{-1}$ -vel lesz arányos. A dióda egyenáramú előfeszítésének változtatásával a kiürített réteg határain belül lehet  $N^{-1}$ -et mérni.



4. ábra. A Copeland-féle profilmérő elvi blokkvázlata

A Copeland által megépített készülék blokkvázlatát a 4. ábra mutatja. A  $G_1$  jelű generátor szolgáltatja az 5 MHz frekvenciájú mérőáramot. Az  $F1$  szűrő a generátor esetleges falharmonikusait szűri ki. A vizsgálandó  $D$  dióda egyenáramú előfeszítését a  $DC$  jelű egység végzi az  $F2$  aluláteresztő szűrőn keresztül. A diódán létrejövő nagyfrekvenciás feszültséget az  $\omega$  és  $2\omega$  jelű 5 MHz, ill. 10 MHz-re hangolt szelektív detektorok mérik, ezek kimenete az X-Y íróhoz kapcsolódik, ahol a megfelelő konstansok figyelembevételével az  $N^{-1}(w) + w$  profil jelenik meg. Későbbi változatokban a  $2\omega$  jelű szelektív vevő kimenete és az író bemenete közé logaritmáló egységet iktattak, s így a profil egyébként szokásos, kényelmesebb ábrázolását lehetett elérni.

A készülék működési elve és blokkvázlata valóban igen egyszerű és szellemes. A megvalósítás során viszont bonyolult problémák merülnek fel. Az egyik ilyen nehézség, mely az eredeti munkában is szerepel, az impedanciaillesztés — a dióda áramkörét ui. úgy kell illeszteni a generátorhoz, hogy  $2\omega$  frekvencián végtelen impedanciájú legyen, ennek megfelelően kell a dióda szórt kapacitását is kihangolni. A parazita áramköri elemek hatásával E. G. Schibli [22] foglalkozott részletesen. Ő hívta fel a figyelmet többek közt arra is, hogy a második harmonikus nemcsak a dióda nonlineáris C-V karakterisztikája miatt jöhet létre, hanem egyéb nonlinearitások miatt is, pl. főként a dióda átvezetésének nonlinearitása miatt. Itt kell megjegyezni, hogy a modulációs módszernél, illetve a pontonkénti méréseknél is fi-

gyelembe kell venni a dióda ohmos átvezetését, ill. annak feszültség szerinti változását [23], de mivel itt a mérés elve nem a nonlinearitáson alapszik, ez a hatás sokkal kisebb, elsősorban a kapacitásmérő műszer minőségétől függ. Csak gyenge egyenirányító hatást mutató diódáknál (pl. Hg kontaktus tiszta Si felületen) jön szóba.

Franciaországban a Thomson-CSF laboratórium-ban építettek Copeland-féle elven működő, de némileg módosított készüléket [24].

Magyarországon a Copeland-féle mérési elvet tudomásom szerint a HIKI-ben és a TKI-ban tanulmányozták tüzetesebben. Ennek során a TKI-ban új elven működő készüléket hoztak létre, melynek működése szintén a dióda nem lineáris karakterisztikáján alapul, de nem olyan érzékeny a bemenő kör hangolására [25]. E módszer szerint az 1 MHz frekvenciájú mérőjelet 50 kHz-cel modulálják és az így létrejövő 1,05 MHz, 1 MHz és 0,95 MHz frekvenciájú jeleket adott amplitúdókkal a mintára kapcsolják. A nonlinearis  $C$ - $V$  karakterisztika miatt a diódán a jelek keverednek és az 1 MHz vívőfrekvencián kívül megjelenik az 50 kHz különbségi frekvencia is, melynek amplitúdója a koncentrációra lesz jellemző. Erre a mérési elvre a TKI szabadalmat kapott.

#### Impulzus módszerek

A nagyfrekvenciás méréseknek ezt a másik csoportját elméletileg Fourier-transzformációval származtathatjuk az előzőből. A koncentrációmérés itt a tértöltési tartomány változásához tartozó töltés-változás mérésére van visszavezetve.

Az első ilyen módszert Gray és Adler [26] írták le. Ők töltés- $C^{-1}$  mérést végeztek. A töltést egy négyszög alakú záróimpulzus hatására a külső körben folyó áram integrálásával, a  $C^{-1}$ -et pedig erre az impulzusra szuperponált nagyfrekvenciás mérőjellel mérték. A töltés  $C^{-1}$  szerinti deriváltja a (7) és (11) egyenlet szerint

$$\frac{dQ}{d\left(\frac{1}{C}\right)} = \varepsilon A \frac{dQ}{dw} = \varepsilon A^2 q N(w) \quad (15)$$

arányos a koncentrációval. A megépített mérőberendezés csak töltés- $C^{-1}$  karakterisztikát vett fel, melynek grafikus deriválásával állították elő a profilt.

Direkt profilmérési módszert írt le Ladbroke és Carrol [27]. E módszer szerint a diódára áramgenerátorból záróirányú négyszögimpulzust kapcsolnak és mérik a dióda feszültségének idő szerinti első és második deriváltját. A diódára kényszerített záróirányú áram, a tértöltési réteg szélességét növeli (11) szerint:

$$I dt = dQ = AqN(w) dw, \quad (16)$$

illetve

$$I = AqN(w) \frac{dw}{dt},$$

ahol  $I$  a diódán átfolyó záróirányú áramsűrűség.

A kiürített réteg növekedésével együttjáró feszültségnövekedés pedig (6) alapján:

$$dV = \frac{-q}{\varepsilon} w N(w) dw. \quad (17)$$

(16) és (17) összevetésével

$$\frac{dV}{dt} = \frac{-w}{\varepsilon} I, \quad (18)$$

tehát állandó árammal való meghajtáskor a feszültség első deriváltja a kiürített réteg vastagságával arányos. A második derivált pedig:

$$\frac{d^2V}{dt^2} = \frac{-I}{\varepsilon} \frac{dw}{dt}, \quad (19)$$

ide (16)-ot behelyettesítve és átrendezve kapjuk hogy

$$N^{-1}(w) = \frac{-q\varepsilon}{I^2} \frac{d^2V}{dt^2}, \quad (20)$$

azaz a feszültség idő szerinti második deriváltja a koncentráció reciprokával arányos.

Ennek a módszernek egy analogonját ugyanabban az évben közölték le [28]. Ebben az esetben adott feszültségre feltöltött diódaátmenetet sütnék ki állandó árammal, és mérik a feszültség idő szerinti deriváltjait.

Ezek a mérési elvek a laboratóriumi megvalósítás szintjéig jutottak. A fő probléma az, hogy a diódára kapcsolt áram egy része a dióda záróirányú átvezetésén keresztül záródik és nem hoz létre tértöltést. A szokásos mérődiódák (pl. Hg dióda) záróirányú átvezetése nagyrészt felületi szivárgási áram, ami bonyolult és nem jól reprodukálható módon függ a feszültségtől és a felület-előkészítéstől. Az egyetlen kiút az, hogy a meghajtó impulzust ennél a szivárgási áramnál jóval nagyobbra kell választani, ekkor viszont a jelenség igen gyorsan játszódik le, ami nagyfrekvenciás meghajtó és differenciáló áramkörök alkalmazását teszi szükségessé. Pl. a [27] publikációban szereplő becslés alapján a felületi szivárgási áram felső korlátja  $10^{-4}$  A/cm<sup>2</sup>, ezért a meghajtó áramimpulzus amplitúdóját  $10^{-3}$  A cm<sup>-2</sup> értékűnek, a deriváló áramkörök időállandóit pedig 6,4  $\mu$ s, illetve 0,78  $\mu$ s értékűnek választották. (A diódák előfeszítés nélküli kapacitása 50...10 pF nagyságrendű volt.)

#### A két mérési elv egyesítése

Az 1. táblázatban szemügyre vehetjük a két módszer főbb különbségeit.

Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy mind a két módszernek vannak előnyei és hátrányai. A modulációs módszerek a mérendő diódával szemben kisebb követelményeket támasztanak, a nagyfrekvenciás módszerek viszont az elektronikai megoldás szempontjából elegánsabbak, nagyobb stabilitást biztosítanak. A két módszer közötti választásnál inkább az látszik döntőnek, hogy az illető kutatóhelyen az alacsonyfrekvenciás és analóg, vagy a nagyfrekvenciás technika területén rendelkeznek-e több szakértelemmel.

Tulajdonság	Modulációs módszer	Nagyfrekvenciás módszer
Meghajtás	V generátor	I generátor
W mérés	C mérés + recíprok képzés	C <sup>-1</sup> mérés
N mérés	$\frac{dC}{dV}$ képzés; dV állandó + számítás	N <sup>-1</sup> -gyel arányos jel mérése dQ ~ N(w)dw állandó
Pontosság	függ az egyenáramú előfeszítéstől	az egyenáramú előfeszítéstől nem függ
Felépítés	bonyolult analóg áramkörök, stabil DC szintek	konvencionális alapáramkörök
Kis kapacitás mérése*	viszonylag könnyen megoldható	nehéz a parazita elemekre való túlérzékenység miatt
Mérendő diódák illesztése (hangolás)	nem kritikus	alapvetően fontos
Parazita elemek	könnyen korrekcióba vehetők	illesztésnél figyelembe kell venni
Dióda átvezetése		az átvezetés N mérésnél hibát okoz

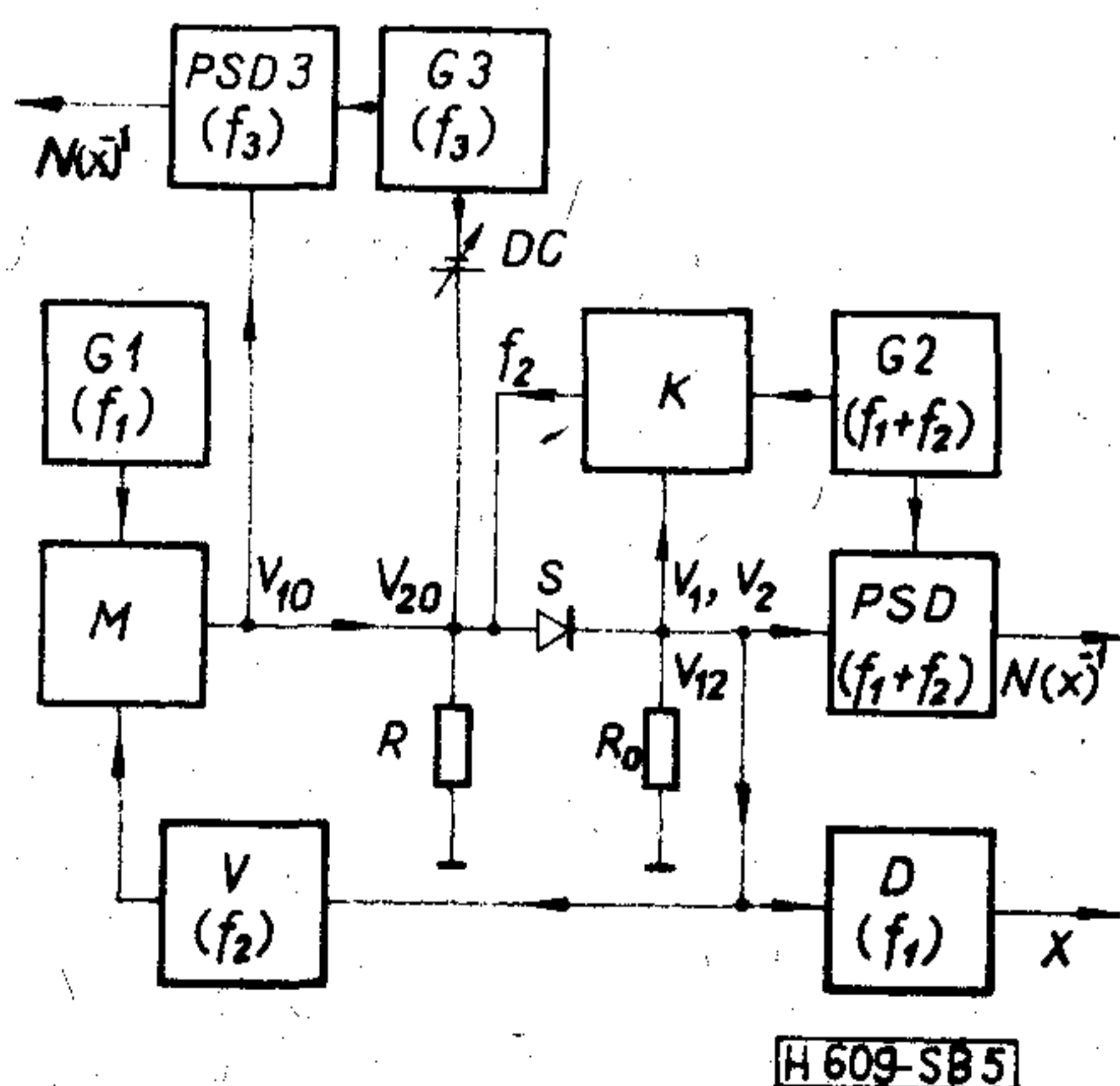
\* Kis kapacitások mérésére akkor lehet szükség, ha pl. kis felületű próbadiódákkal akarunk laterális inhomogenitást vizsgálni, vagy kis kapacitású kész eszközt mérünk.

Az utóbbi időben két egymástól független helyen számoltak be olyan készülék építéséről, melynél a két módszer előnyei egyesítve vannak a hátrányok nélkül.

Az egyik ilyen készüléket a SZUTA Novoszibirszki Félvezető Intézetében készítették [29]. Személyes közlés szerint ebből a berendezésből több működik a Szovjetunió különböző intézeteiben. A készülék egyszerűsített blokkvázlatát az 5. ábra mutatja. A készülék működését az alábbiak szerint követhetjük végig. A G<sub>1</sub> jelű generátor f<sub>1</sub> frekvenciájú jele az M modulátoron keresztül az S jelű mérendő diódára kerül (V<sub>01</sub>). Az  $R \ll \frac{1}{\omega C}$  ellenállás a generátor kimenő impedanciája, tehát a meghajtás feszültség-generátorból történik. A diódán átfolyó árammal arányos jel (V<sub>1</sub>) az  $R_0 \ll \frac{1}{\omega C}$  ellenálláson jelenik meg.

A V<sub>1</sub> jelet a K jelű keverő egység a G<sub>2</sub> generátor f<sub>1</sub>+f<sub>2</sub> frekvenciájú jelével keveri, kimenetén megjelenik az f<sub>2</sub> frekvenciájú jel (V<sub>20</sub>), melynek amplitúdója a V<sub>1</sub>-gyel arányos. A diódán átfolyó f<sub>2</sub> frekvenciájú árammal arányos jel az R<sub>0</sub> ellenálláson jelenik meg (V<sub>2</sub>), innen a V negatív visszacsatoló egységen keresztül az M modulátorba jut és így szabályozza a V<sub>10</sub>-et, hogy V<sub>2</sub> állandó szintű legyen, azaz

$$\text{konst.} = V_2 \sim V_{20} C \sim V_1 C \sim V_{10} C^2, \quad (21)$$



5. ábra. A SZUTA Novoszibirszki Félvezető Intézetében készített profilmérő elvi blokkvázlata

innen látszik, hogy

$$C^{-1} \sim V_1; \quad C^{-2} \sim V_{10}. \quad (22)$$

A D jelű detektor, mely csak az f<sub>1</sub> frekvenciájú jelet egyenirányítja a térkitöltési tartomány szélességével arányos kimenő jelet szolgáltat. A koncentrációval arányos kimenő jel képzéséhez figyelembe kell venni a mérendő dióda nonlineáris C-V karakterisztikáján létrejövő keveredését a két mérőjelnek. Ennek eredményeképpen az R<sub>0</sub> ellenálláson f<sub>1</sub>+f<sub>2</sub> frekvenciájú jel is megjelenik, ennek amplitúdója

$$V_{12} \sim V_{10} V_{20} \frac{dC}{dV}. \quad (23)$$

(21) és (22) összefüggésekből (23)-ba V<sub>10</sub> és V<sub>20</sub>-t behelyettesítve kapjuk

$$V_{12} \sim \frac{1}{C^3} \frac{dC}{dV} \sim N^{-1}, \quad (24)$$

ezt a jelet a PSD jelű fázisérzékeny detektor érzékeli. A D és PSD egységek kimenő jelei — az utóbbi esetleg logaritmálás után — megjelenítő műszerre csatlakoztathatók és a dióda egyenáramú előfeszítését változtatva a profil megjeleníthető. A készülék tartalmaz egy másik, modulációs rendszerű lehetőséget is N mérésére. A G<sub>3</sub> alacsonyfrekvenciás (30...50 Hz) generátor modulálja a dióda egyenáramú előfeszítését és a PSD 3 jelű fázisérzékeny detektor kimenetén a V<sub>10</sub> szint f<sub>3</sub> frekvenciás modulációjával arányos jel jelenik meg. Mivel a visszacsatolás következtében  $V_{10} \sim C^{-2}$ , ez a jel:

$$\frac{dV_{10}}{dV} \sim \frac{d(C^{-2})}{dV} \sim N^{-1} \quad (25)$$

szintén a koncentráció reciprokával lesz arányos. Mindkét üzemmód esetén a meghajtás vezérelt amplitúdójú feszültséggenerátorral történik, tehát a módszer rendelkezik az előbbi két mérési módszer előnyeivel, azok hátrányai nélkül. (Nem érzékeny a hangolásra, a szórt kapacitásokra, lehet kis kapacitásokat is mérni és a derivált mérésének pontossága nem függ az egyenáramú munkaponttól.)

A másik ilyen készüléket G. L. Miller építette a Bell Laboratóriumban [30]. Ennek megoldása

analóg az előbbi készülék alacsonyfrekvenciás részével. A kapacitásmérő áramkör itt is szabályzott feszültséggenerátorból ad jelet a diódára, oly módon, hogy a rajta átfolyó áram állandó legyen. Így a diódán mérhető feszültség a kiürített réteg vastagságával arányos, ennek a jelnek bizonyos hányadát egy kb. 200 Hz frekvenciájú szaggató hozzáadja a dióda egyenáramú előfeszítéséhez és méri a készülék az ennek hatására létrejövő  $dw$  változást, mely arányos  $N^{-1}$ -gyel [l. (6) ui.  $dV = \text{állandó}$ ]. Logaritmálás után a kimeneten  $\log N$ -nel és  $w$ -vel arányos kimenő jelek jelennek meg.

### Összefoglalás

Ebben a dolgozatban az elektronikus berendezések egy speciális családjáról, a félvezető anyagok technológiai kutatásánál alkalmazott profilmérő készülékekről igyekeztünk irodalmi összefoglalást adni. A felosztás talán önkényesnek tűnik, lehetett volna pl. az említett Post Office Profile Plotter-t külön említeni, mint olyan készüléket, mellyel roncsolásos módon ugyan, de szinte tetszőleges vastagságú rétegek vizsgálhatók.

Terjedelmi korlátok miatt nem foglalkoztunk a mérődióda készítésének problémáival.

Az adatjellegű információkon kívül reméljük sikerült bepillantást adni korunk elektronikai kutatófejlesztő munkáinak egy érdekes, sok eredeti ötlettel bíró területére, ahol a régen ismert diódaműködésnek egy-egy független újra átgondolása eredményezett új elven működő készülékeket.

### Köszönetnyilvánítás

A szerző köszönettel tartozik dr. Szép Iván tudományos igazgatóhelyettesnek azért a támogatásért, amiben az MTA MFKI-ben a profilmérési munkákat részesítette.

Henk Károlyt a modulációs rendszerű készülékek megépítéséért illeti köszönet.

A kézirat készítésekor kapott hasznos tanácsokat és kiegészítéseket pedig Ambrózy András professzornak, Gergely Istvánnak és Pődör Bálintnak szeretném megköszönni.

### IRODALOM

- [1] *Andrási A.-né, Barna Á., Barna B. P., Beleznyay F., Mojzes I., Pődör B., Sebestyén T., Stark Gy., Szentpáli B., Szép I.*: GaAs alapú Gunn-diódák a 7–10 GHz-es frekvenciasávra. *Híradástechnika*, 1977. 2. sz. 42.
- [2] NBS Special Publication 400–10. Ilyen készüléket (ASR–100) gyárt a Solid State Measurements Inc. Monroville. Pa.
- [3] *H. K. Henisch*: Rectifying semiconductor contacts. Oxford, Clarendon Press, 1957.
- [4] *A. Ambrozy*: Periodica polytechnica. *Electronics Letters* 20/2, 142–155, 1976.
- [5] *C. O. Thomas, D. Kahng, R. C. Manz*: Impurity distribution in epitaxial silicon film. *J. of the Electrochemical Soc.* 109. 1055–1061, 1962.
- [6] *I. Amron*: A slide rule for computing dopant profiles in epitaxial semiconductor films. *Electrochemical Technology* 2, 327–334, 1964.
- [7] *G. W. Reutlinger, S. J. Hegas, D. J. Sidor, B. Schwartz*: An automatic test set for measuring concentration profiles in epitaxial films. *Solid-State Electronics* 12, 31–39, 1969.
- [8] *F. P. Califano, A. Luciano*: An automatic test set for measuring the doping profile of semiconductor epitaxial layers. *The Rev. of Sci. Instr.* 41, 865–869, 1970.
- [9] *B. J. Gordon, H. L. Stover, R. S. Marp*: A new impurity profile plotter for epitaxy and device. *Silicon Device Conf. Gaithersburg, Maryland* 1970.
- [10] *P. J. Baxandall, D. J. Colliver, A. F. Rray*: An instrument for the rapid determination of semiconductor impurity profiles. *J. of Physics E.* 4, 213–221, 1971.
- [11] A Shandon Southern cég hozta forgalomba Profile Plotter Type 367 jelzéssel. Újabban az MSI Electronics Inc. is forgalomba hozott ilyen készülékeket, különböző tartozékokkal (pl. Hg dióda).
- [12] *Henk, K., Szentpáli B.*: Félvezető rétegszerkezetek szennyezésseloszlásának automatikus vizsgálata. A szilárdtestkutatás korszerű berendezései c. konferencia, Budapest, 1973.
- [13] *C. A. T. Salama, F. Holmes*: A technique for directly plotting the doping profile of semiconductor wafers. *Solid-State Electronics* 19, 178–181, 1971.
- [14] A műszert a Syncryst Ltd. gyártja és hozza forgalomba a British Post Office kutatólaboratóriumában kidolgozott szabadalom alapján.
- [15] *T. Ambridge, C. R. Elliott, M. M. Raktor*: The electrochemical characterization of n-type gallium arsenide. *J. of Appl. Electrochemistry* 3, 1–15, 1973.
- [16] *T. Ambridge, M. M. Raktor*: Electrochemical capacitance characterization of n-type gallium-arsenide. *J. of Appl. Electrochemistry* 4, 135–142, 1974.
- [17] *T. Ambridge, M. M. Raktor*: An automatic carrier concentration profile plotter using an electrochemical technique. *J. of Appl. Electrochemistry* 5, 319–328, 1975.
- [18] *A. Ambrózy*: A simple  $dC/dV$  measurement method and its applications. *Solid-State Electronics* 13, 347–353, 1970.
- [19] *J. A. Copeland*: A technique for directly plotting the inverse doping profile of semiconductor wafers. *IEEE Trans. on El. Dev.*, ED–16, 445–449, 1969.
- [20] *N. I. Meyer, T. Guldbandsen*: Method for measuring impurity distributions in semiconductor crystals. *Proc. of the IEEE* 51, 1631–1637, 1963.
- [21] *D. Leenov, R. G. Stewart*: A proposed method for rapid determination of doping profiles in semiconductor layers. *Proc. of the IEEE* 56, 2095–2096, 1968.
- [22] *E. G. Schibli*: Effects of parasitic elements on the second-harmonic method. *Int. J. Electronics* 334, 679–687, 1973.
- [23] *P. Kramer, C. de Vries, L. J. van Ruyven*: The influence of leakage current on concentration profile measurements. *J. of the Electrochem. Soc.* 122, 314–316, 1975.
- [24] *B. Baroux, M. Dugué, A. Sev*: Étude et réalisation d'un analyseur de profil pour la mesure de la répartition des impuretés dans un matériau semiconducteur. *Rev. Techn.*
- [25] *Simek M., Kálmán L., Gerő J.*: Új nagyfrekvenciás mérési módszer félvezető szeletek koncentráció profiljának regisztrálására. *TÁKI Évkönyv*, 1975. 227–244, 1975.
- [26] *P. E. Gray, R. B. Adler*: A simple method for determining the impurity distribution near a p-n junction. *IEEE Trans. on Electron Devices* ED–12, 475–477, 1965.
- [27] *P. H. Ladbroke, J. E. Carroll*: The use of a rectangular current pulse for tracing semiconductor resistivity profiles. *Int. J. Electronics* 31, 149–172, 1971.
- [28] *R. Stocker, E. Baldinger*: Eine Methode zur Messung des Dotierungs profilen von Halbleiter-Dioden. *Helvetica Phys. Acta* 44, 199, 1971.
- [29] *R. S. Naknanson*: A technique for directly plotting the doping profile of semiconductor wafer ("8-shaped way"). *Solid-State Electronics*, 19, 87–91, 1976.
- [30] *G. L. Miller*: A feedback method for investigating carrier distribution in semiconductors. *IEEE trans. on Electron. Devices* ED–19, 1103–1108, 1972.
- [31] *G. L. Miller, D. A. H. Robinson*: Looking inside semiconductor devices *Bell Lab. Record* 129–135, Febr. 1975. A készüléket a Leighton Electronics Inc. hozza forgalomba.

# Beszámoló az 5. Zürichi Digitális Hírátvitel Szemináriumról

A Nemzetközi Zürichi Digitális Hírátvitel Szemináriumokat az IEEE Svájci Digitális Hírátviteli Rendszerek csoportja kétévenként szervezi. Az 5. Szemináriumra 1978. március 7–9. között a Svájci Műszaki Főiskola (Eidgenössische Technische Hochschule, ETH) Zürich-Hönggerbergben felépült új épületkomplexumában került sor. A szeminárium támogatói között találhatjuk az IEEE több társaságát (Akusztika, jelfeldolgozás; Áramkörök és rendszerek; Híradástechnika; Számítógépek), számos további tudományos társaságot (Institution of Electrical Engineers, International Federation of Information Processing stb.), a legjelentősebb svájci híradástechnikai cégeket, élükön a HASLER Ltd. céget és természetesen az ETH-t és a Svájci Postát.

A Zürichi Szemináriumok a digitális hírátvitel valamely előre meghatározott témakörére koncentrálnak. Az 1978. évi 5. szeminárium tárgya az alábbi volt:

## Digitális átvitel és kapcsolás a helyi hálózatokban

A szemináriumon 40 előadás hangzott el, amelyek közül négy meghívott előadás volt. Az előadásokat 106 beterjesztett előadásból válogatták ki. Mivel párhuzamos szekcióülések nem voltak, a kb. 500 résztvevőnek alkalma nyílt a témakör teljes spektrumának áttekintésére. A kb. 250 hazai résztvevőn kívül legtöbben az NSZK-ból, Franciaországból, Nagy-Britanniából, USA-ból, Kanadából és a skandináv országokból érkeztek a szemináriumra.

A szeminárium szervezését, az előadási anyagok előkészítését a legnagyobb mérvű elismerés illetheti. A szeminárium előadásait az IEEE 78CH1325—0 ASST katalógusszámon kiadott kb. 300 oldalas proceeding tartalmazza, angol nyelven.

Az előadások hat témakört tekintettek át: helyi hálózatok kapcsolástechnikája (14 előadás), előfizetői vonalak (7), előfizetői készülékek (5), helyi hálózatok fejlesztése (6), jelzés és szinkronizáció (4), valamint kódolás és moduláció (4).

Az egyes szekciókban megtartott előadásokról az alábbiakban adunk áttekintést. Az előadások összességükben a hálózatok előfizetőig való digitalizálásának, a központfunkciók decentralizálásának, a szolgáltatások egy szélessávú (üvegszálvezetőjű) hálózatban való integrálásának technikai és gazdasági célszerűségét hangsúlyozták, keresve az átmeneti és a teljesen digitális hálózatok legjobb konfigurációját, a technológiai lehetőségek lehető legteljesebb kihasználását. Az új hálózatot igénylő szolgáltatások bevezetésével kapcsolatosan realitás, mértéktartás volt tapasztalható.

### A helyi hálózatok kapcsolástechnikája szekcióban

Beaumont, L. C. (Kanada) áttekintő előadása a digitális helyi központok fő sajátosságait, a fejlődés

várható irányait taglalta. Az előadás főbb megállapításai az alábbiak voltak. Az integrált áramkörti technológia és az időosztásos technika alkalmazása következtében a kapcsoló hálózat helyigénye abszolút és relatív értelemben is lényegesen csökken. Így célszerűbbé válik nagyobb méretű és blokkolásmentes kapcsolórendszerek építése, amellyel az átkérőhálózat, a fenntartás és az igazgatás költségének csökkentése is lehetséges. (Észak-Amerikában a digitális előfizetői központok már analóg hálózatban való bevezetése esetén is versenyképesek az analóg központokkal.)

Bár a digitális kapcsolók megbízhatósága nagyobb, mint a konvencionális kapcsolóhálózatoké, a kapcsolóhálózat lényegesen nagyobb mérete miatt egyes részek duplikálása elengedhetetlen. A vezérlés hardware részének költsége évente legalább 20%-kal csökken, mégis a jelentősebb fejlődés a software-ben jelentkezik: a magasszintű nyelveket, a strukturált programozást, a top-down tervezési elvet már a telefontechnikában is alkalmazzák, a CCITT a kapcsolórendszerek software-jének megírásához szabványos magas szintű nyelvet dolgoz ki. A mikroprocesszorok megjelenése és fejlődése jelentősen befolyásolja a vezérlés elosztásának és a kapcsolórendszerek felépítésének tervezését (pl. távoli intelligens digitális koncentrátor). A technológia további fejlődésével az elosztott vezérlés azon megoldását tartja sikeresnek, ahol csupán az időigényes feladatok, mint pl. a jelzésinformációk feldolgozása decentralizáltak. A digitális technológia számos szolgáltatási, jelgenerálási és jelfeldolgozási feladat ellátásában is alkalmazást nyer. Jelenleg az előfizetői vonali áramkörök jelentik a legsúlyosabb problémát: a csengetés, a túlfeszültségvédelem, a tápáramellátás, valamint a beszédjelek digitális jellé alakításának, ill. visszaalakításának megbízható, gazdaságos megoldása. Bár távlatban az egycsatornás kodeké a jövő, a többcsatornás kodek még hosszú időre versenyképes. Mint sürgető feladat említette meg az új hálózatvezérlési eljárásokat és az új szolgáltatások bevezetését jobban segítő, ugyanakkor a digitális hálózat adatátviteli képességeit jobban kihasználó jelzésrendszer kidolgozását. Végezetül arra hívta fel a figyelmet, hogy a digitális központok tervezésében a modularitás elve a lehető legnagyobb mértékben követendő, hogy a központbővítések a legújabb technológiával legyenek megvalósíthatók.

A bevezető áttekintő előadást több teljesen digitális kapcsolórendszer ismertetése követte. Horiki, A. és Funakoshi, M. (Japán) a Hitachi cég képviselőjében az előfizetői koncentrátor és a multiprocesszoros központi rendszer alapvető filozófiáját, valamint a 60 ezer kapacitású HDX10 típusú digitális központ felépítését, jellemzőit ismertették. A Bell Laboratórium képviselői (Lucky, R., Alles, H., Mussmann H. és Smith, D.) e téren elért kutatási eredményeiket három előadásban vázolták. A kísérleti céllal készült új digitális kapcsolórendszerük kifejlesztése során felülvizsgálták 1974-ben lefektetett elveiket. A kodek szűrők árának folyamatos csökke-



nését figyelembe véve már reálisnak látják 32 kHz helyett a PCM átviteli rendszerek 8 kHz-es mintavételi frekvenciájának alkalmazását. Az 1974-es elveken alapuló kapcsoló megbízhatósági vizsgálatai alapján szükségesnek látszik, hogy az új kapcsoló a felrendelt kapcsolóközponttól függetlenül is működőképes legyen. Ugyanakkor a digitális kapcsoló hálózatcentrikus felépítési elvét, a jelgenerálási és feldolgozási feladatok programozható digitális szűrővel való ellátását, valamint a vonalcsatlakozók (analóg-digitális konverzió, tápellátás, nagyfeszültség-védelem stb.) előfizetőnként külön kártyán való megoldását továbbra is követendőnek tekintik. (A vonalcsatlakozók költsége a helyi digitális kapcsolóközpont összköltségének 60–70%-a.) Az ismertetett kísérleti kapcsolórendszerük legfőbb új sajátága, hogy egy programozható intelligens hálózati processzort tartalmaz. A processzorhoz koaxkábelek csatlakoznak, amelyek páronként 128 vonalcsatlakozó jelét továbbítják időosztásban. Az összes kapcsolási, jelfeldolgozási és detekciós funkciót ellátó három speciális processzort egy DEC LSI-11 általános célú processzor vezérli.

Az Egyesült Államokban működő digitális kapcsolórendszerek közül az 1977-ben üzembe helyezett CENTURY rendszert ismertette *D. Hinshaw* (Stromberg—Carlson Co.). A CENTURY család digitális végközpontot, PABX központot, 240/60-as koncentrátort, helyközi csatlakozót és további csatlakozókat tartalmaz. A CENTURY központ 2000-es egységekben építhető ki, kapcsolóegységei duplikáltak, diagnosztikai rendszere a koncentrátorokra is kiterjed. Hívásfelépítő processzorként a DEC PDP-11 kiszámítógépét használja.

*Jaton, M.* (Lausanne-i Egyetem, Svájc) max. 350 előfizető forgalmát egy primer PCM rendszerre koncentráló berendezést, *Barth, E.* és társa (Gfeller AG, Svájc) a mikroprocesszorok alkalmazásának előnyeit jól tükröző deltamodulációs PABX rendszert ismertetett. *Pehani, B.* és *Leonardis, S.* (Ljubljana-i Egyetem, Jugoszlávia) ugyancsak mikroprocesszoros vezérlésű PABX központtal foglalkozó előadása elsősorban az előfizetői hurokrendszer (225 előfizető, 30 trunk) szervezési kérdéseit taglalta. A *Thomson-CSF* és a *CNET* képviselői (*Charransol, P.*, *Hardy, D.*, Franciaország) a nagyobb kapacitású csatlakozóhálózatok jövőben várható megvalósítási módjaival foglalkoztak, olyan csatlakozóhálózati koncepciót vetettek fel, amely a félvezető technológia újabb eredményeire építve ugyanazon integrált áramkörben megvalósított térosztású és időosztású csatlakozáson alapul.

*White, G.*, a *Brit Posta* képviselője a hibrid központok perspektíváiról számolt be. Költségelemzése azt mutatja, hogy jelenleg az analóg koncentrátor — digitális csoportválasztó vagy az analóg előkoncentrátor — digitális koncentrátor és csoportválasztó felépítésű hibrid központok a kezdeményezett forgalom és az analóg-digitál csatlakozóegység költségviszonyától függően gazdaságosak lehetnek, a technológia fejlődésével azonban a tiszta digitális megoldások feltétlen előnyösebbek. A kompatibilitás, az egycsatornás PCM kodek egyszerű LSI realizálhatósága és az egyszerűbb csatlakozó egységek miatt a szabványos

PCM jellé való közvetlen konvertálással szemben elvetette a kétlépcsős konvertálási technikákat.

Ebbe a szekcióba sorolták a *Heinrich Hertz Intézet* (NSZK) üvegszálal integrált digitális előfizetői hálózatokkal foglalkozó két előadását is. *Fussgänger, K.* és társai az optikai távközlés eddig elért eredményeit és várható fejlődését tekintették át, majd szélessávú szolgáltatásokat nyújtó kísérleti hálózatukat ismertették, amely együttműködő és azonos szolgáltatást nyújtó digitális és analóg hálózati részből áll. *Herold, W.* és társainak előadása a különböző szélessávú előfizetői hálózatstruktúrákat (csillag, gyűrű, fa stb.) hasonlította össze átlagos kábelhossz, megbízhatóság, kihasználtság és a rendszerelemek realizálhatósága szempontjából, majd kísérleti rendszerüket tárgyalták, amelyet a legelőnyösebbnek talált fastruktúrában valósítottak meg.

*Az előfizetői vonalak és az előfizetői készülékek* szekciók előadásai meglehetősen összefonódtak, szétválasztásuk csak rendezési szempontból indokolt. A két szekció előadásai elsősorban a digitális előfizetői hálózat konverziós, átviteli és jelzési problémáival foglalkoztak.

*Neu, W.* (*Svájci Posta*) a két szekció meghívott előadója, előadásában egy új vonali kódra tett javaslatot (5B/6B vagy E-kód néven), amely kielégíti az ideális vonali kód általa felállított kritériumait. A javasolt vonali kód lényege: 5 bináris digithez 6 bites blokk-kódszót rendelünk úgy, hogy a kódszó generálását egy jelző-bit is vezérli, amelynek állapotát az előző kódszavak szabják meg. A kódszavak megfelelő megválasztásával így pl. egyenként nem lép fel. 48 ilyen 6 bites kódszót 12 bites — a jelző-bit állapotától is függő — szinkronszorozat követ. Így a 64 kbps sebességű PCM csatornák az előfizetői vonalakon 80 kbps, a 128 kbps sebességű csatornák 160 kbps sebességű átvitelt igényelnek. Méréseik szerint a meglévő helyi hálózatok 160 kbps sebességig alkalmasak digitális átvitelre. (A legfeljebb 6 km távolságig alkalmazott 0,6 mm érátmérőjű kábel csillapítása max. 26 dB 80 kHz-nél.) A kétirányú digitális átvitel különfrekvenciás kéthuzalos rendszerben való megoldását helyezi előtérbe, az áthallási megfontolásoknak megfelelően a központ felé alapsávon, az előfizető felé vivőfrekvencián. A csillapítástörzítést a maximális vonalhossznál egyenlíti ki, a rövidebb vonalaknál fellépő túllövés kevésbé zavaró. Szigorúbb követelmények esetén is elegendő legfeljebb két, pl. 3 és 6 km hosszú vonalnak megfelelő fix kiegyenlítő.

*Israel, R.* és *Lavoisard, J.* (Franciaország) előadása a *SAT cég* digitális PABX rendszereinek vonali berendezéseivel foglalkozott. Nagy rendszerekben közös 32 csatornás PCM kódolót, kis- és közepméretű rendszerekben egycsatornás 56 kbps sebességű adaptív deltamodulációs (ADM) kódolót alkalmaznak. A két megoldást műszaki és gazdasági szempontból részletesen összehasonlították. Költségelemzésük szerint a döntően vékonyréteg technológiájú PCM kódoló és a diszkrét elemekből álló ADM kódoló közel ekvivalens, az utóbbi számára a vékonyréteg-technológia jelenleg nem látszik előnyösnek.

A *Svéd Postát* és az *LM Ericssont* képviselő *Svensson, T.* a kéthuzalos áramkörön létesítendő kétirányú

digitális átvitel egy időosztásos és egy frekvenciaosztásos megoldását ismertette. A 8 bites digitális szavakat 2 bittel kiegészítve, az előfizetői vonal információátviteli sebessége mindkét esetben 80 kbps. Az időosztásos megoldásban különböző időintervallumokban viszi át a 10 bites burstöket, 256 kbps sebességgel. A vonali kódoként ortogonális bifázisú kódot alkalmaz kétszintes struktúrája és az egyenként burston belüli nagymértékű elnyomhatósága következtében. A frekvenciaosztásos megoldás adás- és vételirányban két különböző bifázisú kódot használ, azok átlapolódó spektrumaiból megfelelő szűréssel az információ visszanyerhető. A szűrést egyszerű bináris transzverzális szűrővel valósítja meg. Az utóbbi megoldás hatótávolsága a nagyobb, 5 km, ami a spektrumformálás javításával még tovább is növelhető.

*Hirschmann, P., Wintzer, K.* (NSZK) a Siemens cég digitális előfizetői készülékét ismertette. A konverzió kérdésében az ADM-mel szemben az egycsatornás PCM kódoló mellett szállt síkra, a jelzésátvitelt a legtöbb céggel összhangban a 8 bites kódszón kívül elhelyezett bitekkel (sávon kívüli jelzés) kívánja megoldani. Az átvitelt kéthuzalosan időosztásban valósítja meg, 20 bites burstöket továbbít 256 kbps sebességgel. A központtól legfeljebb 5 km távolságra telepíthető készülék kódolási és vezérlési feladatait egy NMOS chip, az analóg feladatokat két bipoláris chip oldja meg.

A *General Electric Co. Ltd*, az *STL*, a *Philips* cég és a *norvég posta* kutatóinak előadásai a digitális előfizetői készülék problémakörének egy-egy részletkérdését ragadták ki. A konverzió kérdésében általában az egycsatornás PCM kódolót helyezik előtérbe, az átvitelt kéthuzalos időosztásos rendszerben tervezik. A többségében 10 bites burstök vonali sebessége kivétel nélkül 256 kbps, az információtovábbítás sebessége 64 kbps. A vonali kódra vonatkozóan különböző javaslatokat tesznek. A sáv szélességigény, a kiegyenlítés és az áramköri bonyolultság szempontjait tekintve az AMI kód és a bifázisú kódok tűnnek a legelőnyösebbeknek.

*Usher, E. S.* és *társai* (STL, Anglia) egy számítási módszert ismertettek az egy kábelben telepíthető PCM rendszerek maximális számának meghatározására, a mért közelvégi áthallási csillapításértékek, valamint ismétlő és kábeljellemzők alapján. A módszer, amely feltételezi, hogy a csillapításértékek eloszlása dB-ben normális és az egyes áthallási komponensek függetlenek, az eredő áthallási teljesítményt a kumulánsok módszerével határozza meg.

A *helyi hálózatok fejlesztése* szekció előadásai az új szolgáltatások, valamint a digitális kapcsolás és átvitel bevezetésének problémáit taglalták.

*Kaiser, W. A.* (Stuttgarteri Egyetem, NSZK) felkért előadásában a jelenlegi és jövőbeli hálózatokon bevezethető új szolgáltatásokkal, bevezetésük feltételeivel és esélyeivel foglalkozott. Az új szolgáltatásokat három csoportba osztotta. Az első csoportba az egzisztáló nyilvános hálózatokon létesíthető, szöveg vagy állókép továbbításán alapuló szolgáltatások sorolandók. Növekvő beruházási költség sorrendjében ilyenek a tv-jellel együtt átvitt VIDEOTEXT (teletext), a távbeszélő hálózaton létesülő VIEW-

DATA, a nagyobb (2...6-szoros) sebességű faximile, valamint a 300...2400 bps sebességű adatátviteli szolgáltatások. A második csoportba a szélessávú hálózat kiépítését igénylő kábeltelevíziót, a harmadikba a kapcsolt szélessávú hálózatot igénylő videotelefont sorolta. Ezek megvalósítását NSZK is csak a távolabbi jövőben tervezi.

*Robin, G.* (Franciaország) és *Treves, S. R.* (Olaszország) közös előadásukban a digitális átvitel és kapcsolástechnika bevezetésének különböző stratégiáival foglalkoztak. Áttekintették a meglévő hálózat, a várható fejlődés és a rendelkezésre álló új rendszerek költségstruktúrájának áttérést befolyásoló hatását. A digitális és az analóg hálózat összekapcsolására a jól ismert overlay-technikával szemben ún. pragmatikus technikát javasoltak. Eszerint a digitális és az analóg központok között minden esetben, ha a forgalom az adott viszonylatban egy gazdaságilag meghatározott küszöbértéket túllép, direkt utat létesítenek. Egyébként a forgalmat tandemizálják, mégpedig mindig azon a digitális központon keresztül, amelynek direkt útja van az analóg célközponthoz. A pragmatikus technikát alkalmazva, ezután rögzítette a digitális technika hálózatba való első bevezetési helyétől (helyközi központ, helyi tandemközpont, végközpont, koncentrátor) függően az áttérés fázisait, gyakorlati szabályait. A digitalizálás kezdési időpontjának, helyének, lépéseinek konkrét meghatározásához a különböző tervezői koncepciókat kiértékelő számítógépes programcsomagot készítettek.

*Collier, M., Williams, G.* (STL, Anglia) előadása a digitális központ telepítése során fellépő átviteltechnikai problémákkal foglalkozott, feltételezve, hogy az előfizetői vonalak és készülékek konvencionálisak. A legfőbb nehézséget a négyhuzalos kapcsolás miatt fellépő visszacsatoló hurok jelenti. A kellő hurokcsillapítás (6...10 dB) megvalósítására az egyes igazgatóságok különböző megoldásokat javasolnak. Ha az előfizetők között az egyenérték-csillapítás 8-10 dB értéknél nagyobb (pl. USA), a vonalutánszatók minőségének javítása és 0 dB központbeiktatási csillapítás alkalmazása tanácsolható. Ha az átlagérték az optimumnál kisebb (pl. Anglia), a négyhuzalos ágakba 3...6 dB csillapítás beiktatása célszerű. Többközpontos hálózatok igényeit figyelembe véve 3 dB-t választottak és megadták csillapításterv-javaslatukat az összes lehetséges átmeneti analóg-digitális konfigurációra, különböző hálózatstruktúrák esetén. Az egyes konfigurációkhoz tartozó csillapításterv elemzésével a digitalizálás sorrendjére vonatkozó néhány alapszabályt állapítottak meg.

A *Brit Posta* kutatói (Harris, C., Jones, W., Ithell, A.) két előadásban ismertették a digitális technika előfizetői hálózatokba való bevezetésének általuk kidolgozott stratégiáit. Az előfizetői hálózatok digitalizálását a digitális központtal ellátott, többségben közületi előfizetőket tartalmazó városrészekben célszerű kezdeni. A meglévő érpárokra létesített legfeljebb 1 km hosszú, 64 kbps sebességű előfizetői vonalak forgalmát nagy előfizetői sűrűség esetén 200...600 kapacitású forgalomkoncentrátorba vezetik. Megbízhatósági megfontolásból a 2 Mbps sebességű trunkök bármelyike elérhető kell legyen

az egyes előfizetők számára. Kis sűrűségű területen a multiplex rendszerek kihasználtságát a koncentrátorok hurok (gyűrű-) rendszerben való összekapcsolásával biztosítják. A hurokrendszer alkalmazását, megbízhatóságának a hibadetekció valószínűségétől való erőteljes függése miatt egyébként nem támogatják.

*Sumner, E. E.* (Bell Lab., USA) előadásában a számítógépes alapú távközlési operációs rendszerekkel foglalkozott. Az operációs rendszerek alkalmazása gyorsan terjed, amit a manuális munkák gépesítésén túlmenően az indokol, hogy lehetővé válik a szolgáltatás minőségének javítása (forgalomirányítás változtatása, gyors hibadetekció stb.), a jobb készletgazdálkodás, az igények szervezettebb kielégítése, a műszaki-gazdasági döntések körültekintőbb előkészítése, végső soron a hálózat gazdaságosságának növelése. A Bell Társaság legfontosabb operációs rendszerei az alábbiak: műszaki és igazgatási adatokat gyűjtő és feldolgozó rendszer, kapcsoló központok monitor és vezérlő rendszere, helyi hálózat nyilvántartó rendszere, automatikus javítószolgálati rendszere, helyközi hálózat tervezését és üzemeltetést segítő készletgazdálkodási rendszere, fenntartási, javítási és igazgatási rendszere. Az előadás tömören ismertette e rendszerek felépítését, sajátosságait, a munkaerő-megtakarításban elért eredményeket.

A *Jelzés és szinkronizáció*, valamint a *Kódolás és moduláció* szekciók az érintett négy témakör 2–2 kérdését vizsgálták meg tudományos igényvel. *Mitwally, E. és Datta, A.* (Svédország) a többközpontos

nagyvárosi hálózatok szinkronizálásának bitenkénti összehasonlításon alapuló módszerével foglalkoztak; *Kammerer, W. és társai* (TEKADE, NSZK) az elosztott koncentrátoros előfizetői rendszerek szinkronizálási kérdéseit vizsgálták. *Nordahl, T.* (Norvég Posta) az integrált szolgáltatású digitális hálózatok jelzésrendszerével szemben támasztott követelményeket foglalta össze; *Mountain, P. és társai* (Brit Posta) az analóg hangfrekvenciás jelzések és a 30/32 csatornás PCM rendszerek digitális jelzéseinek egymásba való alakítására kifejlesztett, digitális szűréseken alapuló berendezésüket ismertették.

*Crochier, R. és Rabiner, L.* (Bell Lab., USA) a különböző beszédkódolási eljárások várható szubjektív minősítésének számítógépes szimuláción alapuló előrejelzésével foglalkoztak. *Balling, H. és Dornaus, J.* (TEKADE, NSZK) az adaptív deltamodulációt (ADM) alkalmazó előfizetői rendszerek vivőfrekvenciás és PCM rendszerekkel való együttműködését vizsgálták összetett rendszerkonfigurációk esetén. *Giddy, J.* (LM Ericsson, Svédország) egy digitális PABX-hez kapcsolódó előfizetői készülék blokkstruktúráját, az ADM kódoló tervezésének néhány speciális kérdését tárgyalta. Végül *Hessenmüller, H. és Martin, D.* (NSZK Posta) 30/32 csatornás PCM előfizetői rendszeren létesített zeneátviteli rendszerük elvét, mérési eredményét ismertette.

*Dr. Sallai Gyula*  
Posta Kísérleti Intézet

## Határozati javaslat

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület 1978. évi Alkatrész Konferenciája megállapította, hogy az elmúlt évben Székesfehérváron megtárgyalt hazai elektronikai alkatrészipari helyzet lényegében nem változott, az alkatrészipar fejlesztésének szükségessége változatlanul fennáll, sőt a gyors intézkedések igénye ma még időszerűbb.

Ezért örömmel vette tudomásul, hogy az elektronikai ipar és azon belül az alkatrészipar 1990-ig szóló fejlesztési koncepciója elkészült és az még ebben az évben felsőszintű döntésre kerül. Ezzel kapcsolatosan a konferencia szükségesnek tartja kihangsúlyozni, hogy a döntésnek ebben az évben való meghozatala már elengedhetetlenül fontos.

A magyar elektronikai alkatrészipar gyors és hatékony fejlődése érdekében az 1978. évi kecskeméti Alkatrész Konferencia a következőket javasolja:

1. Elektronikai alkatrésziparunkban a VI. és VII. ötéves tervidőszakokban egyenletesen, szelektív módon, átfogó technológiai rekonstrukciót kell végrehajtani. Figyelembe véve alkatrésziparunk népgazdasági jelentőségét és jelenlegi elmaradottságát, javasoljuk, hogy annak fejlesztését minden környezeti körülmények között kiemelten, késleltetés nélkül kell végrehajtani.

2. A technológiai rekonstrukción belül dinamikusabban kell fejleszteni az aktív elemek gyártását, a réteg- és hibridáramköröket és az elektromechanikai alkatrészeket, figyelembe véve a hazai kutatási-fejlesztési kapacitások célirányos összehangolását; a licencek és know-how-k alkalmazását a fejlődés gyorsítására kell fordítani.

3. Fejleszteni kell a nemzetközi munkamegosztásban való hatékony részvételt; törekedni kell a tartós kapcsolatok kialakítására, a szocialista országokkal a kölcsönös érdekeken alapuló termékfajta- és típusmegosztásra, minden reláció irányából pedig a korszerű technológiák meghonosítására.

4. Azokban az alkatrész-kultúrákban, ahol a termelési nagyságrend már gazdaságos alapot nyújt, fokozatosan meg kell oldani az alapanyag, félkésztermék és a főbb termelőeszközök gyártását is.

5. A technológiai rekonstrukciót olyan ipari szervezetben kell végrehajtani, amely a teljes termelési folyamaton belül érdekazonosságot teremt, erő- és eszközkoncentrációra épül, továbbá kölcsönös előnyöket szolgáló kapcsolatot valósít meg az alkatrész- és berendezésipar között.

6. Szoros kapcsolatot kell fenntartani a felsőoktatási intézményekkel és a szakmunkásképzéssel, előre tájékoztatni kell azokat a munkaerő szakmai struktúrájának várható változásairól és a képzés tartalmi módosítása iránti ipari igényekről.

7. Határozott lépéseket kell tenni az elektronikai iparban az észszerű, a termelés biztonságát és a gazdasági hatékonyságot fokozó egységesítés érdekében, választékajánlások, illetve szabványok kibocsátása útján. A készletezési politikában, a rendelkezésre álló lehetőségeken belül, támogassák az egységesítés ipari bevezetését.

A HTE  
Alkatrész- és Alapanyag  
Szakosztálya

## Beszámoló az 1978. évi Alkatrész Konferenciáról

1978. október 10. és 12. között rendezték meg Kecskeméten az 25 éve rendszeresen szervezett Alkatrész Konferenciát, ebben az évben kettős célkitűzéssel:

- a VI. ötéves terv előkészítéséhez és a szükséges iparpolitikai döntésekhez állásfoglalás és társadalmi segítségnyújtás,
- az aktív és passzív alkatrészek, valamint szerkezeti elemek területén elért műszaki szint szakmai áttekintése.

Különösen nagy érdeklődéssel fogadta a Konferencia *Litvai István* miniszterhelyettes elvtárs megnyitóját, amelyből a szakemberek megtudhatták, hogy a több évi munkával előkészített, a magyar elektronikai alkatrészipar fejlesztési koncepciója elkészült és felsőbb szintű vitája még ez évben várható.

Az első célkitűzés megvalósításához a konferencia szervező bizottsága előadások megtartására kérte fel a híradástechnikai ágazathoz tartozó vállalatok, intézmények és intézetek vezetőit. Az előadók, akik az utóbbi két évben hivatali munkájuk során a távlati koncepciók kialakításában részt vettek és a tématerületek legjobb szakértői, a konkrét elképzelésekről az alábbi előadásokban számoltak be:

- *Dr. Tarnay Kálmán:*  
A mikroelektronika fejlődési irányai;
- *Dr. Tófalvi Gyula:*  
Elektronikai passzív alkatrészek és szerkezeti elemek (koncepció);
- *Köveskúti Lajos:*  
Felhasználói igények az alkatrésziparral szemben;
- *Dr. Erdélyi János:*  
Félvezető integrált áramkörök kutatási-fejlesztési feladatai és perspektívái;
- *Dr. Szép Iván:*  
A tudományos kutatás és az elektronikai alkatrészipar funkcionális kapcsolatai;

– *Dr. Kiss István:*

Az anyagvizsgálatok szerepe és jelentősége az elektronikai alkatrészeknél.

Az előadásokat követő vita során is hangsúlyt kaptak azok a problémák, amelyek a hazai alkatrészellátással kapcsolatban évek óta fennállnak. Jogos aggodalommal vetik fel évek óta azokat a kérdéseket, amelyek a hazai alkatrészgyártókkal szemben támasztott követelményeket állítják előtérbe. Ennek keretében reális feltételként hangoztatják azt az ellátási megosztást, amely alapján határozott intézkedések megtétele szükséges, annak eldöntésére, hogy mely termékek hazai előállítására kell berendezkedni és mely termékek importját kell tartósan biztosítani.

Komoly gondot jelentenek változatlanul azok a problémák, amelyek az alkatrészek választékolási kérdéseivel foglalkoznak. A rohamosan fejlődő elektronikai ágazatban nemcsak az okoz problémát, hogy nagyon széles az alkatrészeknek az a választéka, amelyet a magyar népgazdaság felhasznál, hanem az is, hogy kiépített kapacitások által előállítható termékek hazai felhasználása is korlátozott. Ezekkel kapcsolatosan felmerült az az igény is, hogy meg kellene találni a hazailag előállított elektronikai alkatrészek gazdaságos, a hazai alkatrészt gyártó ipar elsőbbségét biztosító forgalmazási feltételeit.

Az elektronikai alkatrészek fejlesztése területén elért eredményekről elhangzott közel 40 értékes előadás azt bizonyította, hogy a fennálló lehetőségek mellett az eredmények biztatóak ugyan, azonban a gyártás-fejlesztési gondok egyre nehezebbek.

A fentiekben általánosabban fogalmazott kérdések a konferencia tartama alatt tartott viták során konkrét formában is felvetődtek, és megvitatásra kerültek. Az igen élénk viták és az elhangzott előadások alapján a konferencia az alábbi határozati javaslatot hozta és terjesztette a Híradástechnikai Tudományos Egyesület Elnöksége elé.

### Dr. Valkó Iván Péter a Drezdai Műszaki Egyetem díszdoktora

Dr. Valkó Iván Péter 1978. október 12-én, a Drezdai Műszaki Egyetem 150 éves jubileuma alkalmából rendezett jubileumi ünnepségen vette át a Drezdai Műszaki Egyetem tiszteletbeli doktori oklevelét és ezzel tagja lett egy olyan sornak, melynek elején Werner v. Siemens, közepén pedig az elektroncsövek nagy tanítómestere, Heinrich Barkhausen állt.

A BME Elektronikus Eszközök Tanszékén Dr. Valkó I. Pétert bensőséges köszöntéssel fogadták. Az egykori tanítványok nevében Dienes Béla, az Egyesült Izzólámpa és Villamossági Rt. vezérigazgatója, a munkatársak nevében dr. Tarnay Kálmán üdvözölte az új tiszteletbeli doktort.

Dr. Valkó Iván Péter 1936-ban kezdte pályáját az Egyesült Izzólámpa és Villamossági Rt. ma már legendás hírű kutatólaboratóriumában. A felszabadulás után már 1945-ben kezdeményezte a Mérnök Szakszervezetben egy Mérnökképző Munkásfőiskola megalakítását. Amikor ez az Állami Műszaki Főiskola formájában megvalósult, az ÁMF Híradástechnikai tagozatának vezetője lett. Egyidejűleg vezető szerepet vállalt a korszerű mikrohullámú eszközök hazai kifejlesztésében, többek között megalkotta a haladó hullámú cső első hazai prototípusát. 1952-ben, amikor az ÁMF beleolvadt a Műszaki Egyetembe, docens lett a Vezetéknélküli Híradástechnika Tanszéken, majd megszervezte és 1957 óta vezette az Elektronikus Eszközök Tanszékét. A Híradástechnikai Ipari Kutató Intézetben létrehozta és vezette az elektronikus laboratóriumot és mind a két munkahelyen iskolát nevelt fiatal

műszaki gárdából a félvezető eszközök, illetve integrált áramkörök mérési és vizsgálati módszereinek tudományos színvonalú és igényű kutatásának fejlesztésére.

Mindig az új, leghaladóbb technika harcosa volt és ma is az. Előadásai súlypontját már az 50-es években áthelyezte az elektroncsövekről a tranzistorokra, Európában elsőként vezette be a mikroelektronikával foglalkozó egyetemi tantárgyat és a népi demokráciák között elsőként helyezett üzembe tanszékén komplett félvezető-technológiai laboratóriumot, az igényes gyakorlati oktatás megvalósítása érdekében.

Tudományos tevékenységére jellemző az egymástól viszonylag távoleső területek közötti kapcsolat megteremtésére való törekvés, pl. lumineszcensz folyamatok elektronikus szimulációval történő vizsgálata.

Jelentős eredménye az elektronikus „fehérzaj”-nak megfelelő mechanikai rázás bevezetése elektronikus eszközök mechanikai rázásérzékenységének meghatározására, mely napjainkban már általánosan alkalmazott módszerré vált.

Kutatásaiban nagy figyelmet szentelt az elektronika aktív eszközeinek működési határait, korlátaitra vonatkozó vizsgálatoknak (zaj, max. teljesítmény, megbízhatóság, nagyfrekvenciás jelenségek), hogy ezek ismeretében azok alkalmazási lehetőségeit kiterjessze.

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület lapunk hasábjain is örömmel köszönti Dr. Valkó Iván Péter professzort magas tudományos kitüntetések alkalmából.

## Lavina-fotodiódák alkalmazása impulzusüzemű zárófeszültséggel

ETO 621.383.52.018.756

A lavina-fotodióda olyan pn átmenetet tartalmazó fotodetektor, amelyben a fény által keltett töltéshordozók ütközési ionizációval sokszorozódnak. Ennek eléréséhez meglehetősen nagy, tipikusan 100 V feletti zárófeszültséget kell az eszközre adni. A lavinasokszorozódás időben rendkívül gyorsan lejátszódó folyamat, ezért ha a diódát elegendően kicsiny átmenetterületűre készítik az eszköz a GHz nagyságrendjébe eső fénymodulációs frekvenciákig működtethető. A multiplikálódás miatti 100...500-szoros belső erősítés következtében tehát a lavina-fotodióda erősítés-sávzsélesség szorzata valamennyi fotodetektor közül a legnagyobb.

A lavina-fotodiódák egyre szélesebb körű elterjedése indokoltá teszi azok működésének és működtetési módjainak további vizsgálatát. Az eszközt — miként a záróréteges pn-fotodiódákat — alkalmazása során állandó zárófeszültséggel látják el, és a detektálandó fénynyalábot szaggatják, ill. modulálják. Így váltakozóáramú jel erősítése és regisztrálása lehetséges. Kérdés, hogyan viselkedik az eszköz, ha a megvilágítás erőssége időben állandó, és a zárófeszültséget változtatják. Ez a működtetési mód csakis lavinasokszorozódással rendelkező eszközknél lehetséges, mert a pn-diódáknál a zárófeszültség változtatása a kimenő jel lényegtelen változását vonja maga után.

A lavina-fotodióda impulzusüzemű zárófeszültséggel való működtetése jelentős lehet az olyan alkalmazásoknál, ahol időben állandó (illetve lassan változó) fényjelet kívánunk váltakozó áramjelként detektálni. Ebben az esetben a zárófeszültség szaggatása helyettesítené a mechanikus (pl. forgó tárcsa vagy tükör) fényszaggatót. Lehetséges azonban olyan alkalmazás is, amikor mind a fényjelet, mind a zárófeszültséget modulálják: ebben az esetben a lavina-fotodióda szorzó- (keverő) áramkör funkcióját látná el.

### 1. Elméleti vizsgálatok

A lavina-fotodiódák váltakozó fényjelű multiplikációs folyamatait számos szerző vizsgálta, közöttük Emmons és Lucovsky [1], Chang [2], valamint Misawa [3]. A kiindulás alapját a félvezetőkre érvényes transzportegyenletek és a Poisson-egyenlet [4] képezte. Az egyenletek általános alakja csapdaszinteket nem tartalmazó félvezetők esetében:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{(p-p_e)}{\tau} + g - \frac{1}{q} \operatorname{div} J_p, \quad (1)$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} = -\frac{(n-n_e)}{\tau} + g - \frac{1}{q} \operatorname{div} J_n, \quad (2)$$

$$J_p = q\mu_p p E - qD_p \operatorname{grad} p, \quad (3)$$

$$J_n = q\mu_n n E + qD_n \operatorname{grad} n, \quad (4)$$

$$J = J_p + J_n + \varepsilon\varepsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t}, \quad (5)$$

$$\operatorname{div} E = \frac{q}{\varepsilon\varepsilon_0} [(p-p_e) - (n-n_e) + N_D^+ - N_A^-], \quad (6)$$

ahol:

- $p$  és  $n$  a lyukak, ill. az elektronok sűrűsége;
- $p_e$  és  $n_e$  az egyensúlyi töltéshordozó sűrűségek;
- $\tau$  a töltéshordozók élettartama;
- $g$  a generáció mértéke;
- $\mu$  a töltéshordozók mozgékonyasága;
- $D$  a diffúziós állandó;
- $J$  az áramsűrűség;
- $E$  az elektromos térerősség;
- $N_D^+$  és  $N_A^-$  az ionizált donor, ill. akceptoratomok sűrűsége.

Záróirányú előfeszültségnél PIN-struktúra esetén a kiürített rétegben a térerősség olyan nagy, hogy a töltéshordozók futási ideje sokkal kisebb a rekombináció időállandójánál. Így az (1) és (2) egyenletben szereplő rekombinációs tagok elhanyagolhatók. Ugyancsak a nagy térerősség következménye, hogy az áramsűrűséget kifejező (3) és (4) egyenletekben a vezetési áramösszetevő mellett a diffúziós komponens elhanyagolható. Egyenfeszültséggel lezárva az átmenetet, az (5) egyenletben szereplő utolsó tag is elhagyható, amennyiben a terhelő ellenálláson eső feszültség sokkal kisebb az átmeneten eső feszültséghez képest (rövidzárási áram mérése).

A generáció mértékét, az időegység alatt keltett töltéshordozó-sűrűséget a  $g$  tényező írja le:

$$g(x, t) = g'(x, t) + \alpha\mu_n n E + \beta\mu_p p E. \quad (7)$$

A  $g'(x, t)$  tag a fényelektromos generáció mértékére jellemző, míg a másik két tag a lavina multiplikáció révén sokszorozódott töltéshordozó-sűrűséget adja meg;  $\alpha$  és  $\beta$  az elektronok, ill. a lyukak ionizációs mértékét jelentik, tehát az egységnyi úthossz befutására eső ionizációs valószínűséget. Ha a gerjesztés mértéke az időtől függetlenül állandó (állandó fényerősséggel való megvilágítás esete):

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \frac{\partial n}{\partial t} = 0,$$

és a megoldás:

$$J_{dc} = J_{n0} + J_{p0} = \frac{\int_0^w qg_0 \exp \left\{ \int_0^x (\alpha - \beta) dx' \right\} dx}{1 - \int_0^w \beta \exp \left\{ \int_0^x (\alpha - \beta) dx' \right\} dx}, \quad (8)$$

ahol:

$w$  a kiürített réteg szélességét jelenti és  $g_0$  a  $g'(x, t)$  időfüggetlen tagja.

A számításoknál feltételezték, hogy a mozgó töltéshordozók okozta térerősség-változás elhanyagolható a  $pn$  átmenet erőteréhez képest.

A  $J_{dc}$  egyenáramú áramsűrűséget kifejező (8) megoldás részletesebb kifejtéséhez a dióda felépítésének ismerete is szükséges. Általánosságban a következő megállapításokat tehetjük:

1. Ha  $\alpha = \beta$ , tehát az elektronok és lyukak ionizációs mértéke egyenlő, az exponensben szereplő integrálok értéke  $\alpha$ -tól és  $\beta$ -tól függetlenül állandó. Feltételezve, hogy  $\alpha$  és  $\beta$  helyfüggetlen, a fotoáram az ionizációs mértéktől csak igen kevésé függ.

2.  $J_{dc}$  értéke nő, ha  $\alpha \gg \beta$ , a multiplifikálódo fotoáram számára tehát kedvező, ha az ionizációt döntő mértékben a nagyobb ionizációs mértékkel rendelkező töltéshordozók hozzák létre. Szilícium esetében ezek a töltéshordozók az elektronok.

A multiplifikációs tényező meghatározásához a fotoáram multiplifikáció nélküli értékét is ki kell számítani. Ekkor  $\alpha = \beta = 0$ , tehát a (7) egyenletben szereplő generációs mérték a  $g'$  értékkel lesz azonos. Állandó zárófeszültségnél és állandó megvilágításnál

$$J_{dc0} = \int_0^w qg_0 dx. \quad (9)$$

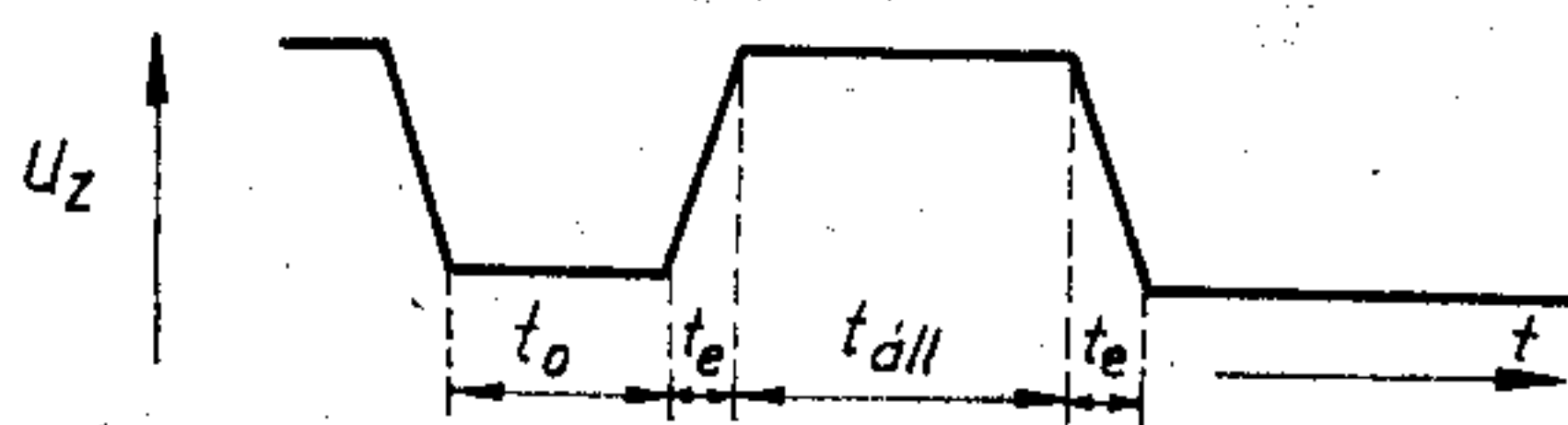
Az  $M$  multiplifikációs tényező értékét a (8) és (9) egyenlet hányadosa adja:

$$M = \frac{J_{dc}}{J_{dc0}}. \quad (10)$$

### Impulzusüzemű zárófeszültség

Ha állandó megvilágítási szint mellett a zárófeszültséget impulzusüzemben adjuk a lavina diódára, négy időszakaszban kell a folyamatot vizsgálni (l. 1. ábra).

1. Az impulzusok közötti szünetek  $t_0$  időszakasza. Ekkor a diódára kicsiny, esetleg néhány voltos zárófeszültség jut, amely biztosítja a zárófeszültséges működést, azonban multiplifikációs folyamatot nem okoz. A kiürített réteg ekkor keskeny és feltételezhető, hogy a kiürített rétegen kívüli tartományban abszorbeálódott fotonok is hozzájárulnak a fotoáramhoz.



H 598-SK1

1. ábra. A lavina-fotodiódára jutó zárófeszültség-impulzus jelalakja

2. A zárófeszültség állandósult,  $t_{dill}$  időszakasza: Ekkor a diódára jutó zárófeszültség maximális, és a fotoáram értéke a (8) egyenlettel, ill. a multiplifikáció a (10) egyenlettel fejezhető ki. (Ennél a megállapításnál feltételezzük, hogy a diódára jutó zárófeszültség-impulzus időtartama nagyobb a diódaiban lejátszódó tranziensek idejénél.)

3. A feszültségimpulzusok emelkedési és esési ( $t_e$ ) időszakasza. Tételezzük fel, hogy a feszültségimpulzus időbeli változása lineáris, tehát a fel- és lefutási időben

$$U = at, \quad (11)$$

ahol  $a$  a meredekség. Ebben az időszakaszban két tényező befolyásolja az áram alakulását:

— a megvilágítás által gerjesztett töltéshordozók sokszorozódása;

— a kapacitív áramösszetevő.

A sokszorozódás ebben az esetben lényegesen eltér az egyenfeszültségű esettől, mivel az állandó megvilágítás következtében állandó fotoáram folyik, és ez a fotoáram a kiürített réteg szélességének időbeli változását követve sokszorozódik. (11) értelmében tehát

$$M = M(t) \quad (12)$$

adódik.  $M(t)$  pontos meghatározása igen bonyolult feladat, mivel csaknem valamennyi jellemző időfüggő. A (7) egyenlet által megadott gerjesztési tag

$$g(x, t) = g'(x) + \alpha(E(t)) \cdot \mu_n n E(t) + \beta(E(t)) \mu_p p E(t) \quad (13)$$

alakú lesz, és az (1)...(6) egyenletekben szereplő áramsűrűség- és térerősség-tagok is időfüggőek lesznek. Végül időfüggő lesz a  $w$  kiürített rétegszélesség is  $w$  zárófeszültség-függése következtében, és így időfüggővé válik a (8) egyenletben szereplő integrál határa is.

A második lényeges különbség az egyenfeszültségű alkalmazáshoz képest abból adódik, hogy az impulzusfelfutás időtartama alatt jelentős kapacitív áram lép fel, mivel az (5) egyenletben szereplő térerősség-változásra nézve

$$\epsilon \epsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t} \neq 0$$

adódik. A kapacitív áramsűrűség

$$J_{ac}^c = \epsilon \epsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t} = \epsilon \epsilon_0 \frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{U(t)}{w} \right) \quad (14)$$

alakban írható fel, ahol  $w$  a kiürített réteg szélessége. Tekintve, hogy  $w$  is függ az átmenetre jutó zárófeszültségtől, így (14)-ben mind  $U$ , mind  $w$  időfüggő. Tételezzük fel, hogy a lavina dióda  $p^+n$  átmenete lépcsős struktúrájú, és a két oldal adalékoltása olyan, hogy a  $p^+$  oldalra jutó kiürített réteg szélessége elhanyagolható az  $n$  oldaléhoz képest:

$$w = w_n + w_p \cong w_n. \quad (15)$$

Ugrásátmenetnél, mint ismeretes:

$$w_n = \sqrt{\frac{2 \epsilon \epsilon_0 U_z}{q N_D}}, \quad (16)$$

ahol  $U_z = U(t) + U_0$ .  $U_0$  az átmenet érintkezési potenciálja (Si esetében mintegy 0,6...0,7 V), amely — értelemszerűen — időfüggetlennek tekinthető.

Behelyettesítve (14)-be és (16)-ba a (11) összefüggést  $t=0$  esetén

$$J_{ac}^c(t=0) = \frac{U}{t_e} \sqrt{\frac{q\epsilon\epsilon_0 N_D}{2U_0}} \quad (17)$$

adódik és  $t=t_e$  esetében a

$$J_{ac}^c(t=t_e) = \frac{U}{t_e} \sqrt{\frac{q\epsilon\epsilon_0 N_D}{2U_0}} \cdot \frac{2U_0 + U}{2(U_0 + U)^{3/2}} \quad (18)$$

eredményt kapjuk. Ha  $U \gg U_0$ :

$$J_{ac}^c(t=t_e) \cong \frac{U}{t_e} \sqrt{\frac{q\epsilon\epsilon_0 N_D}{2U_0}} \cdot \frac{1}{2\sqrt{U}} \quad (19)$$

Képezve (17) és (19) hányadosát:

$$\frac{J_{ac}^c(t=0)}{J_{ac}^c(t=t_e)} = 2\sqrt{U} \quad (20)$$

adódik.

A fenti áramcsökkenés annak eredménye, hogy a kiürített réteg szélessége is feszültség- (ill. idő-) függő. Ha az átmenetkapacitás időben nem változónak, a bekapcsolás pillanatától kezdve a jól ismert

$$J_{ac}^c = C'a \quad (21)$$

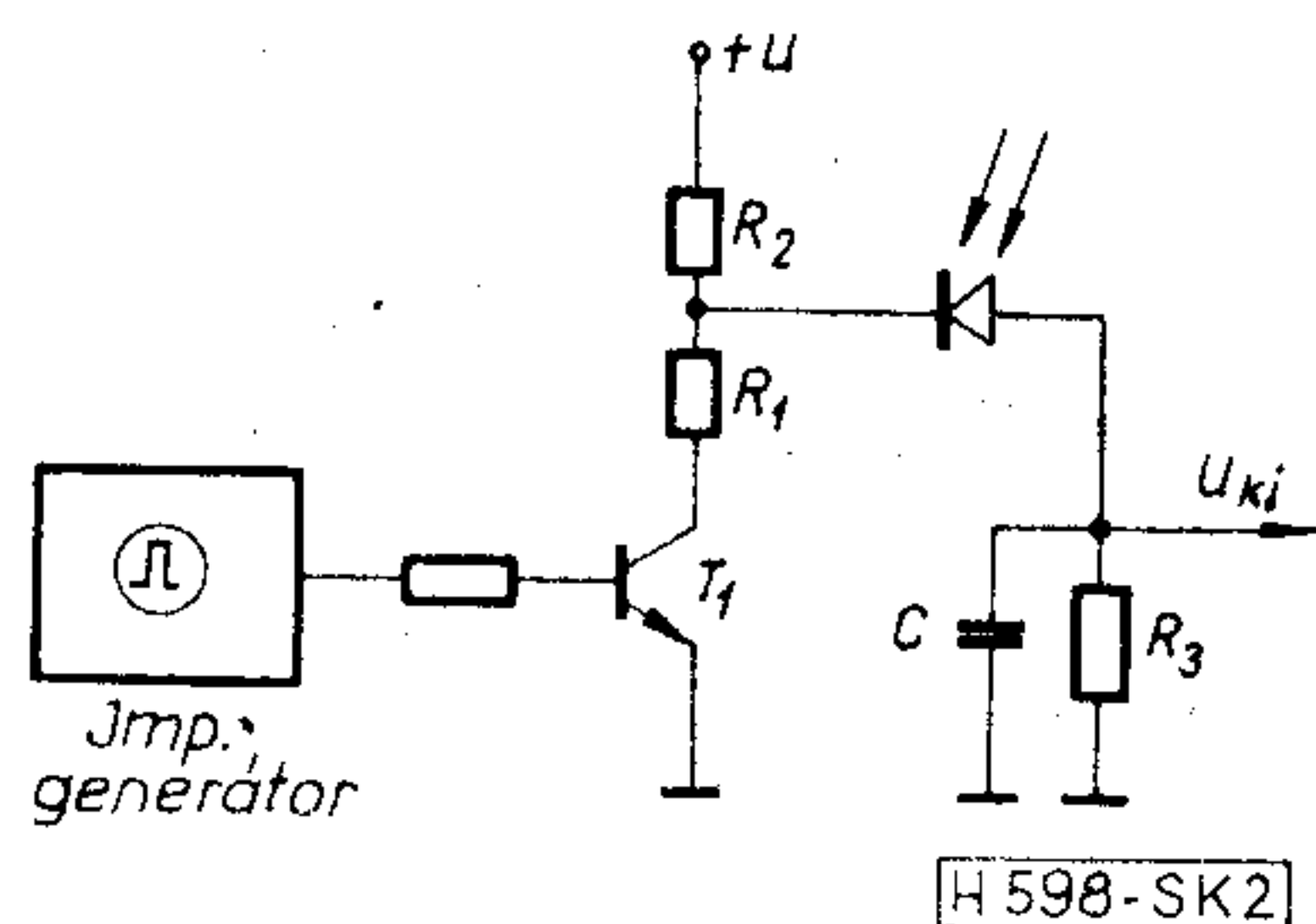
áramsűrűséget kapnánk, ahol  $C'$  a felületegységre jutó kapacitást jelenti. Hangsúlyozzuk, hogy a számításokban szereplő  $J_{ac}^c$ -értékek kizárólag a kapacitív áramot jelentik, tehát az ellenállásokkal kiegészített teljes áramkörben folyó tényleges áram az ellenállások korlátozó hatását is magában foglalja.

Áttekintve a fenti eredményeket, nyilvánvaló, hogy a lavina-fotodióda impulzusüzemű működtetésének legfőbb nehézsége a zárófeszültség-impulzusok fel- és lefutásakor jelentkező nagy értékű kapacitív áram, amely kedvezőtlenül befolyásolja a működést.

## 2. Kísérletek

### Alapkapcsolás vizsgálata

Nagyfeszültségű impulzusok előállítására sokféle kapcsolás készíthető. Az impulzusamplitúdót a lavinadiódára maximálisan megengedett zárófeszültség korlátozza, ez az érték a legtöbb típusnál 50...250 V közé esik. Olyan meghajtó tranzisztor szükséges tehát, amely ebben a feszültségtartományban alkalmazható. Méréseinkhez BF 259 típusú eszközt alkalmaztunk, amelynek  $U_{CEO}$ -értéke 300 V. Inverter kapcsolásban működtetve a tranzisztort, a fokozat vezérléséhez bármilyen, néhány volt amplitúdójú



2. ábra. Lavina-fotodióda impulzusüzemű működtetésére alkalmas egyszerű kapcsolás

pozitív impulzussorozat megfelel. Alkalmazható kész impulzusgenerátor, vagy pl. TTL-kapukból kialakítható inverter-oszcillátor [5]. Nagy pontosságú ismétlődési frekvencia igénye esetén kristályvezérelt oszcillátorkapcsolást célszerű készíteni.

A mérőkapcsolást a 2. ábra szemlélteti. Az  $R_1$  ellenállást úgy kell megválasztani az  $R_2$ -höz képest, hogy a  $T_1$  tranzisztor telítése esetén is jusson a lavinadiódára legalább 1 V zárófeszültség. Az  $R_3$  ellenállás sarkairól levett feszültségjel állandósult értéke a megvilágítással arányos. A kapacitív áramcsúcs csökkentése céljából a  $C$  kondenzátorral hidaltuk át a munkaellenállást, amely integráló hatást fejt ki.

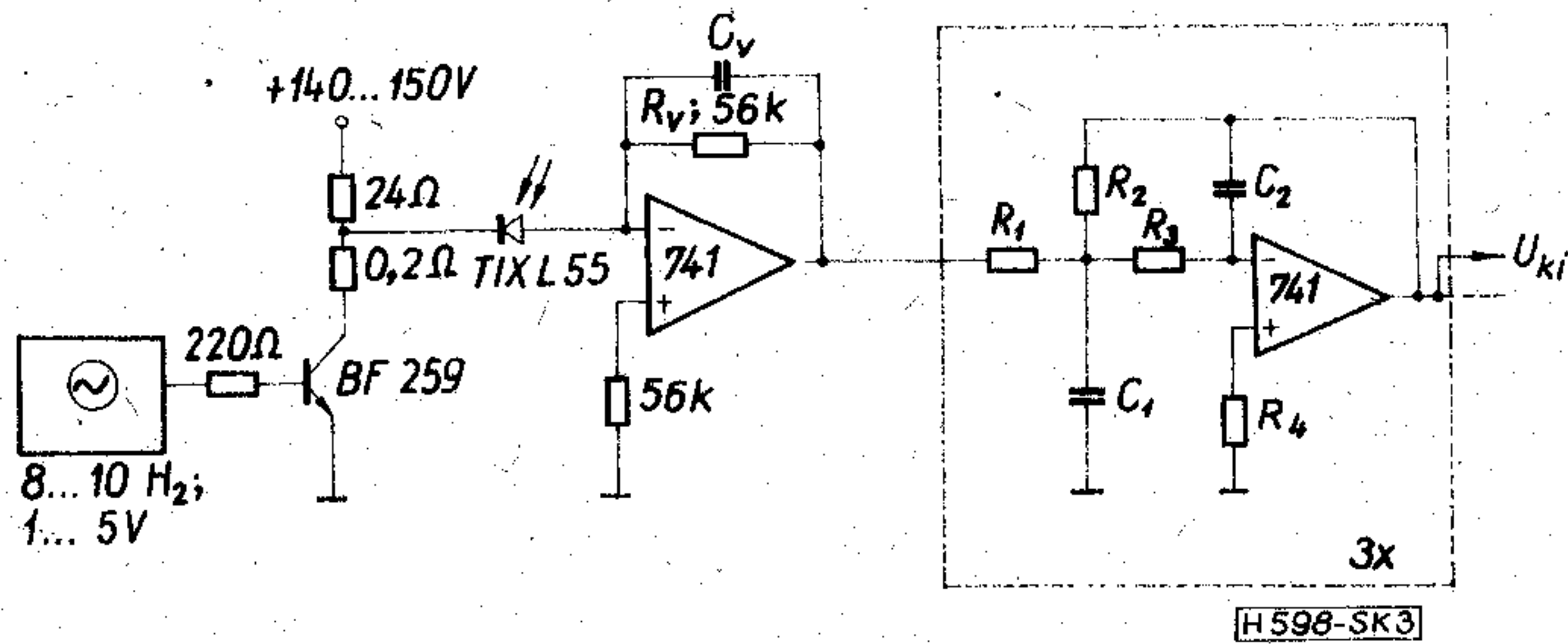
### Linearitásvizsgálat

A gyakorlati alkalmazásoknál feltétlenül előnyben részesül az a fotodetektor, amely lineáris működésű, tehát a megvilágítás 1:2:3... növelésével a válaszjelnek is 1:2:3... arányú növekedése figyelhető meg. Mint ismeretes, [6] a rövidzár-üzemben működő fényelemek és a záróréteges fotodiódák nagy pontossággal eleget tesznek ennek a követelménynek, ugyanakkor a fényelem üresjárású feszültsége logaritmikusan függ a megvilágítástól, és a fotoellenállások válaszjelváltozása szintén a logaritmikus menethez áll közel.

A lavina-fotodióda, amely lényegében multiplifikációval rendelkező záróréteges fotodiódának tekinthető, ugyancsak lineáris viselkedésű abban a megvilágítástartományban, amelyben az  $M$  multiplifikációs tényező szintfüggetlen. A multiplifikáció meghatározásánál, tehát az (1)...(6) egyenletek megoldásánál feltételként szerepelt a kisszintű injekció, vagyis hogy a megvilágítással létrehozott többlet töltéshordozó-sűrűség sokkal kisebb az egyensúlyi töltéshordozó-sűrűségnél. Mivel a (7) egyenletben szereplő  $g$  generációs mérték az  $\alpha$  és  $\beta$  ionizációs tényezőktől és a mozgékonyaságtól is függ, ezek szintfüggése is szerephet juthat. A részletesebb elméleti vizsgálatok mellőzésével is belátható tehát, hogy a lavina-fotodióda — éppen a multiplifikálás miatt — hamarabb átlépi a kisszintű injekciót, mint egy hasonló felépítésű PIN fotodióda. Ennek tudható be, hogy a lavina-fotodiódák általában szűkebb megvilágítástartományban tekintendők lineárisnak, mint az a gyártó cégek adatlapjain szereplő értékekből is kitűnik.

A lavina-fotodióda impulzusüzemű működésénél ugyancsak meg kell vizsgálnunk a linearitás kérdését. Mint rámutattunk, az állandósult tartományban elvileg nincs eltérés az állandó zárófeszültségű működéshez képest, azonban az átmeneti tartományban a kapacitív áramlökések következtében a dióda viselkedése messze nem lineáris. Ezt a hátrányt valamilyen áramköri megoldással kell kiküszöbölni, a válaszjelből ki kell vágni vagy ki kell szűrni a kellemetlen kapacitív komponenszt.

Egy lehetséges áramköri megoldást mutat be a 3. ábra kapcsolása. A lavinadióda fotoáramát 741 műveleti erősítőre vezetjük, amelynek  $R_o$  visszacsatoló ellenállását kondenzátorral hidaltuk át.  $C_o$  értékét olyanra kell választani, hogy az alkalmazott maximális megvilágításnál éppen kiintegálja a kapacitív áramcsúcsot. Az első fokozat jelét három-



3. ábra. Impulzusüzemben működtetett lavina-fotodióda linearitásvizsgálatára szolgáló kapcsolás

fokozatú aktív aluláteresztő szűrőre vezettük, amely maximális laposságra méretezett; határfrekvenciája  $f_0=11$  Hz és erősítése:  $A=2$  fokozatonként. A szűrőkör méretezési egyenletei megtalálhatók a [7] irodalomban. Az általunk vizsgált kapcsolás adatai:

- $R_v=56$  k $\Omega$
- $C_v=2,2$  nF
- $R_1=39$  k $\Omega$
- $R_2=82$  k $\Omega$
- $R_3=27$  k $\Omega$
- $R_4=20$  k $\Omega$
- $C_1=462$  nF
- $C_2=66,2$  nF

A szűrő kimeneti jelét indikátorműszerre (voltmérő, oszcilloszkóp) vezetve vizsgálhatjuk.

Linearitásvizsgálatnál problémát okoz a fény ismert arányú gyöngítése. Erre a célra szürke szűrősorozatot alkalmaztunk, amelynek gyengítési tényező—hullámhossz függését előzőleg meghatároztuk. Az eredményeket az 1. táblázat tartalmazza.

A lavina-fotodiódán végzett méréseket 140 V és 150 V zárófeszültségű impulzusokkal végeztük. A szállámpa a lavinadiódától 8,5 cm-re helyezkedett el. A lámpát egyenfeszültségről tápláltuk: 6 V, 660 mA-es és 5 V, 595 mA-es beállításban. A lámpa színhőmérséklete az első esetben 2482 K és a második esetben 2351 K volt. A mért gyengítési tényezőket a 2. táblázat tartalmazza.

A vizsgált eszközök hullámhosszfüggő viselkedését a 4. ábra szemlélteti. Itt feltüntettük a TIXL 55 lavina-fotodióda relatív kvantumhatásfokát, az alkalmazott izzólámpa spektrális emisszióját 2400 K színhőmérsékletnél  $\lambda=1200$  nm-re normálva, továbbá ábrázoltuk a szűrők gyöngítési együtthatójának hullámhosszfüggését.

Az I. és II. táblázat összehasonlítása alapján az

- NG 3 szűrőnél a 875...950 nm;
- NG 4 szűrőnél a 875...925 nm;
- NG 5 szűrőnél a 850...875 nm

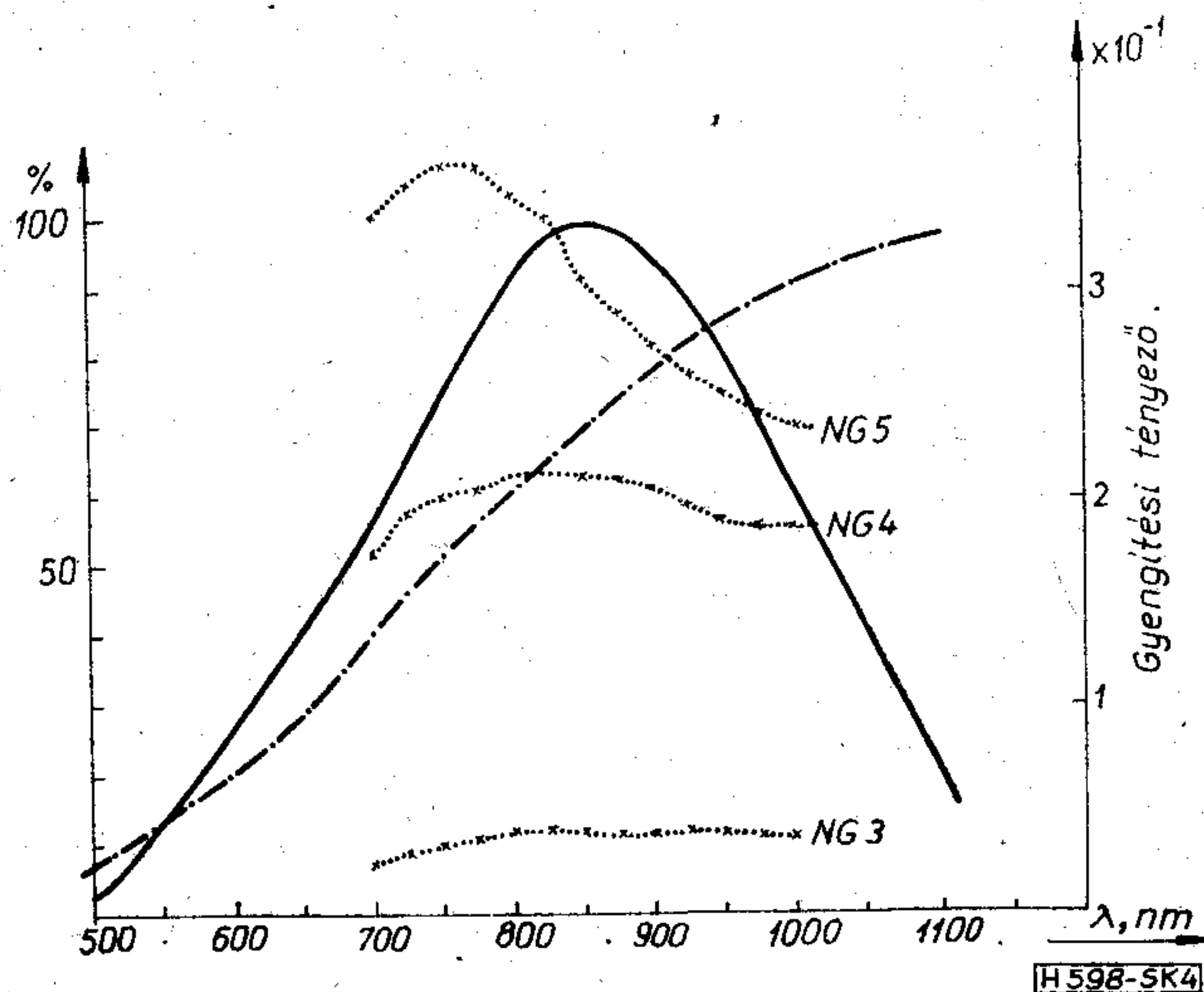
1. táblázat

Szűrősorozat gyengítési tényezőinek monokromátorral mért értékei

$\lambda$ nm	NG 3	NG 4	NG 5
800	0,0393	0,213	0,345
825	0,0405	0,212	0,332
850	0,0398	0,208	0,302
875	0,0388	0,209	0,288
900	0,0378	0,204	0,273
925	0,0365	0,198	0,259
950	0,0357	0,188	0,249

Szűrősorozat gyengítési tényezőinek impulzusüzemű lavina-fotodiódával mért értékei

Szűrő	Lámpa-fesz. (V)	140 V	150 V
NG 3	5	$0,0355 \pm 0,0017$	$0,0385 \pm 0,0015$
	6	$0,0363 \pm 0,0015$	$0,0384 \pm 0,0015$
NG 4	5	$0,193 \pm 0,004$	$0,197 \pm 0,004$
	6	$0,200 \pm 0,004$	$0,200 \pm 0,004$
NG 5	5	$0,295 \pm 0,003$	$0,294 \pm 0,003$
	6	$0,297 \pm 0,003$	$0,301 \pm 0,003$



4. ábra. — lavina-fotodióda, - - - izzólámpa emissziója 2400 K-en, - - - - szűrők relatív spektrális eloszlása

hullámhossztartományban mért értékek feleltethetők meg egymásnak. A 4. ábrán felvett spektrális eloszlások alátámasztják ezt a feltételezést, és az NG 5 esetében tapasztalható, rövidebb hullámhosszak felé való eltolódást a szűrő karakterisztikája magyarázza.

Vizsgálataink alapján az impulzusüzemben működtetett lavina-fotodióda lineáris viselkedésére következtethetünk.

A szerző köszönetét fejezi ki Káldi Tibornak, az Országos Mérésügyi Hivatal munkatársának az optikai mérésekben nyújtott segítségével.

IRODALOM

- [1] R. B. Emmons—G. Lucovsky: The Frequency Response of Avalanche Photodiodes; IEEE Trans. on Electron Devices, ED—13, 297, 1966.
- [2] J. J. Chang: Frequency Response of PIN Avalanche Photodiodes; IEEE Trans. on Electron Devices, ED—14, 139, 1967.
- [3] T. Misawa: Negative resistance in p-n junctions under avalanche breakdown condition; IEEE Trans. on Electron Devices, ED—13, 137, 1966.
- [4] A. B. Phillips: Transistor Engineering; McGraw-Hill Book Co., Inc.; New York, 1962.
- [5] Simonjai L.—Póty P.—Mayer G.: Digitális integrált áramkörök alkalmazástechnikája; BME—Továbbképző Intézete; 4757., 1972.
- [6] Szentidai Klára: Félvezető fotodetektorok; Műszaki Könyvkiadó, Bp., 1977.
- [7] U. Tietze—Ch. Schenk: Analóg és digitális áramkörök; Műszaki Könyvkiadó, Bp., 1974. 2. kiadás.



## SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

A nyugatnémet Blaupunkt-Werke GmbH új színes tv-készülékeiben a Fairchild Semiconductor F8 típusú mikroprocesszort építi be kontraszt, fényerő, szinteltéttség és hangerő szabályozására betáplált adatok alapján. Az F8 gondoskodik a csatornaváltásról is a néző által akár egy évvel ezelőtt beprogramozott adatok alapján. A Robert Bosch-csoporthoz tartozó cég az első Európában, amely mikroprocesszorokat alkalmaz ilyen célokra. Amerikában a GTE Sylvania és a Quasar cégnek voltak hasonló készülékei. (*Electronics*, 1977. aug. 18. [440])

A rádióműsorok átvitelének biztosításához megfelelő minőségű vonalakra van szükség az egyes stúdiók, ill. a központi kapcsolóállomás és a stúdiók között. Az NSZK a frankfurti nemzetközi központon keresztül kapcsolódik az európai vonalhoz. A CCITT 0.31-es ajánlása szabályozza a mono-, a 0.32-es sztereovonalakkal szemben támasztott követelményeket.

A méréseknek ki kell terjednie: a) az egyes frekvenciák (kijelölt csatornák) nemlinearitásból származó torzításaira; b) súlyozott és súlyozatlan zajmérésekre (adott szinteken); c) a 800 Hz-es frekvenciájú jel komparálási (szinttől függő) zajmérésére; d) az amplitúdó-karakterisztika szigorú előírásainak betartására; e) a sztereójel, ill. többcsatornás rádiójel átvitele esetén a keresztmodulációs zajok meghatározására; f) a zajok közötti korreláció meghatározására; g) a csoportfutási idők betartására.

A Siemens fejlesztésű, automatikus mérőrendszer (adó, vevő, szintíró) könnyen kezelhető és kielégíti a fenti méréseknél szükséges pontossági követelményeket is. (*Telecommunications*, 1977. jún. [441])

Az elektronikai gyártmányok előállításának egyik jelentős közvetlen bérköltségű művelete a nyomtatott áramköri kártyák felszerelvényezése. A közvetlen bérköltség csökkentésének szükségessége mellett az automatizálás, vagy jobb szerkezeti megoldások bevezetésének jelentősége rendkívül nagy a selejt megelőzése és általában az anyagfelhasználás csökkentése szempontjából. A tömeggyártás területén a megoldást elsősorban a teljes automatizálás jelentheti, a kártyára kerülő alkotóelemek szortírozásától a pontos beillesztésig. Rövid sorozatok és munkaigényes kis darabszámú gyártmányok esetén nehezebb a feladat. Az iparban végzett vizsgálatok szerint ezen a területen a teljes egészében kézi munkától a legbonyolultabb számítógépes programozásig minden megoldás megtalálható. Erre a célra fejlesztették ki az USA-ban már nagyon jól bevált „Contact Systems” szerelés-előkészítő berendezést és szervezési rendszert, mellyel csökkenthető a szalagszerű munka egyhangúsága is. (*Electronics Weekly*, 1977. okt. 12. [443])

A híradástechnika alapelemei közé tartoznak az oszcillátorok, amelyek az egyen-, ill. kisfrekvenciás teljesítményt mikrohullámú teljesítménnyé alakítják át. A mikrohullámú technika integráltságának növekedése megköveteli az aktív elemek integrálását is. A félvezető elemek (Gunn-diódák, lavina-diódák, tranzisztorok) kitűnően egybeépíthetők a szalagtápvonalakkal. Bár a GaAs alapanyagú Gunn-diódák nagyobb kimenő teljesítményűek, mint a Si-alapanyagúak, az instabilitásuk miatt hamarabb tönkremennek, ezért inkább Si-Gunn-diódákat használnak. Az oszcillátorok harmonikus kimenőjelét erősen befolyásolja a zaj. Legjelentősebb zajforrások: a passzív elemek termikus zaja és a töltéshordozók keletkezésének sztohasztikus eloszlásából származó zaj. Ezek a zajok az oszcillátor frekvenciájának modulálását (AM és FM) okozzák. Stabilizáló rezonátorral mind az amplitúdó, mind a frekvenciamoduláció zaja csökkenthető, az elméleti eredményeket különböző jósági tényezőjű rezonátorok felhasználásával a gyakorlatban is igazolták. (*Nachrichtentechnik-Elektronik*, 1977. aug. [444])

Az amerikai General Electric kutatóközpontjában olyan félvezetőgyártási eljárást fejlesztettek ki, amely ezredrésére csökkenti a gyártási időt. A feltalálók által „termomigráció”-nak nevezett jelenséget hasznosították. Miután a szilíciumkristályt vékony lapkára vágják, annak egyik oldalára elhelyezik a meghatározott mennyiségű szennyezőanyagot (folyadék-cseppecskék formájában), ezt az oldalt hűtik, a lapka másik oldalát pedig hevítik. A hőmérséklet-gradiens hatására a szennyezőanyag gyorsan halad a fűtött oldal irányába. A szennyezőanyag áthatolása a hagyományos eljárással csaknem egy hétig tartott, az új technológiával mindössze néhány percet vesz igénybe. Emellett az új eljárás lényegesen alacsonyabb folyamat-hőmérsékletet igényel. A szilíciumlapkákat vastagabbra vágják, s így csökken a törések miatti selejt. Így energia- és anyagtakarékosságot is magával hoz az új eljárás alkalmazása. (*La Revue Polytechnik*, 1977. okt. [445])

A száloptikai technológia már olyan fejlett, hogy piaca a következő tíz évben minden bizonnyal eléri az egymilliárdot, állapította meg az International Resource Development Inc. (IRD, P.O.B. 1131 New Canaan, Connecticut 06840, USA) 263 oldalas tanulmánya. A legnagyobb piacot a telefonipar jelenti, amely optikai szálakkal fogja pótolni a nehezebb és nagyobb térfogatú rézkábeleket.

Az IRD saját felmérései alapján megállapította, hogy az AT and T és az ITT igen gyorsan törekszik elérni az optikai szálakból a mennyiségi termelést. A Du Pont és a Corning Glass már aktívak az optikai szálak piacán, s potenciális veszélyt jelentenek a kis cégek számára. Ugyanakkor a tanulmány szerint a kisebb vállalatoknak nagy lehetőségeik vannak a csatlakozók, csatlóberendezések, források és detektorok kifejlesztésében és gyártásában száloptikai rendszerekhez. Az IRD-tanulmány a végfelhasználókat szem előtt tartva a száloptikai piacot az 1977-es 10 millió dolláros szintről 1980-ra 100 millió dollárra, 1987-re pedig 1 milliárd dollárra becsüli. (*Electronic of Amerika*, 1977. aug. 17. [446])

Az olyan feladatokra, amelyekkel szemben kisebb igényeket támasztanak, üvegszál helyett műanyagot is lehet fényvezetőként alkalmazni. A műanyag fényvezetőket a felhasználó egyszerűbb eszközökkel — közvetlenül az alkalmazásnak megfelelően — munkálhatja meg, míg üveg esetén a csatlakozó végek bonyolult köszörülést és polírozást igényelnek. A LEMOSA cég üveg- és műanyag fényvezetőket méterárúként szállít 0,13; 0,25; 0,5; 1,0 és 1,5 mm-es átmérőkben. A konstruktőrök és a laboratóriumok az LFX sorozatot jól fel tudják használni a megmunkálhatóság és az alkalmazhatóság első tapasztalatainak a megszerzésére. A program újdonsága a műanyag fényvezetők négy fajtája, amelyek egyike monofil kivitelben készül. A másik három 0,5 mm-es fényvezetőket tartalmaz, típusonként 7; 12 és 16 vezetővel. (*Industrie—Elektric + Electronic*, 1978. jan. [510])

A 2-, 4-, 12- és 16-bites mikroprocesszorokat követően megjelent az 1-bites mikroprocesszor (a 32-bites 1982-re várható) és piaci terjedése igen erőteljes; a Motorola becslése szerint piacuk 1980-ban több millió darab lehet. Csupán a Motorola cég mintegy 9 millió db-ot kíván 1980-ban forgalomba hozni, ebből 6 milliót gépkocsi célokra. Az 1-bites mikroprocesszor minden olyan vezérlési feladatot elláthat, amely esetében a probléma „igen-nem” döntésekre egyszerűsíthető, vagyis helyettesítheti a jelfogót és szilárdtest megfelelőjét.

Az MG 14500B típus 16 utasítást láthat el, 16-kivezetéses tokba van szerelve és CMOS technológiával készült. Térhódításának oka a gazdaságosság, az egyszerű alkalmazás és a strukturált programozás.

Európában a Motorola a mikroprocesszorok és fejlesztési eszközeik mintegy 80 millió dolláros piacának 20%-át kívánja megszerezni. (*Elektronique et Application Industrielles*, 1978. jan. 15. [511])

## Tartalmi összefoglalások

## Обобщения

ETO 621.316.722.1.076

Dr. Redl R.—Novák I.:

**Kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorok áramvezérlése — új módszer a szabályozási paraméterek javítására**

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 11. sz.

A cikk a kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorok új vezérlési módszerét ismerteti. Az induktív elem áramát közvetlenül szabályozó eljárás előnye az automatikus túláramvédelem és a kisfrekvenciás átlagolt szabályozási paraméterek fokszámának csökkenése. A módszer az injektált áramok számításán alapuló matematikai leírással és a tömbvázlatos vagy hatásvázlatos megjelenítéssel egyszerűen analizálható. A cikk a hiszterézises és az állandó kikapcsolási idejű vezérléssel egyaránt foglalkozik. Megadja a stabilitási kritériumokat és felhívja a figyelmet a legfontosabb gyakorlati problémákra.

ETO 621.382.002.2:620.168

Szentpáli B.:

**Félvezető rétegek adalékprofiljának mérésére szolgáló készülékek**

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 11. sz.

A félvezető anyagok technológiai kutatása és a félvezető eszközök fejlesztése során gyakran szükséges az adalékanyag eloszlási profil meghatározása. A cikk ismerteti az általánosan elterjedt mérési módszerek elvét, valamint áttekintést ad az ilyen célra épített célműszerekről.

ETO 621.383.52.018.756

Szentiday K.:

**Lavina-fotodiódák alkalmazása impulzusüzemű záró-feszültséggel**

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 11. sz.

A közlemény a lavina-fotodiódák impulzusüzemű záró-feszültséggel való működtetés lehetőségét vizsgálja. Röviden összefoglalja a multiplikációs tényezőre vonatkozó elméleti számításokat és meghatározza az impulzusüzemben fellépő járulékos kapacitív áramtagot. Áramköri megoldásokat ismertet a lavina-fotodióda impulzusüzemű alkalmazására és vizsgálja az eszköz linearitását hitelesített szürke szűrősorozattal gyengítve a diódát érő, időben állandó erősségű fényt. A mérési eredmények a lavina-fotodióda linearitását igazolják a vizsgált megvilágítás-tartományban.

## Zusammenfassungen

DK 621.316.722.1.076

Dr. Redl, R.—Novák, I.:

**Stromsteuerung von Spannungsstabilisatoren mit Schaltbetrieb. Neue Methode zur Verbesserung der Regelungsparameter**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) Nr. 11.

In dem Aufsatz wird die neue Steuerungsmethode der Spannungsstabilisatoren mit Schaltbetrieb erörtert. Der automatische Überstromschutz und die Verminderung der Ordnung der Mittelregelungsparameter von Niederfrequenz sind die Vorteile des direkten Regelungsverfahrens. Die Methode kann einfach mit der auf die injektierten Strömen gegründeten mathematischen Berechnung und mit der Darstellung durch Blockschemata oder Wirkungsdiagramme analysiert werden. Der Aufsatz beschäftigt sich in gleicher Weise mit der hysteresischen Steuerung und mit der Steuerung von konstanter Ausschaltzeit. Die Stabilitätskriterien werden gegeben und Aufmerksamkeit wird auf die wichtigsten Problemen aufgerufen.

DK 621.316.722.1.076

Др. Редл, Р.—Новак, И.:

**Управление током стабилизаторов напряжения в режиме переключения — новый метод для улучшения параметров регулирования**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIX. (1978) № 11.

Излагается новый метод управления стабилизаторов напряжения в режиме переключения. Преимуществами метода, регулирующего непосредственно ток индуктивного элемента, являются автоматическая защита от сверхтока и уменьшение степени усредненных, низкочастотных параметров регулирования. Метод просто анализируется при помощи математического описания на основе расчета инъецированных токов и изображения скелетной схемы или схемы действия. Рассматриваются оба гистерезисное управление и управление с постоянным временем переключения.

Даны критерии устойчивости и рекомендации по важнейшим практическим вопросам.

DK 621.382.002:620.168

Сентпали, Б.:

**Аппаратура для измерения профиля примесей полупроводниковых переходов**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIX. (1978) № 11.

В ходе технологического исследования полупроводниковых материалов и разработки полупроводниковых средств часто необходимо определить профиль распределения примесей. В статье излагается принцип широко распространенных методов измерений и также дается обзор приборов, построенных для этой цели.

DK 621.383.52.018.756

Сентидай, К.:

**Применение лавино-фотодиода с импульсным запирающим напряжением**

HÍRADÁSTECHNIKA ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIX. (1978) № 11.

Рассматривается возможность работы лавино-фотодиодов с импульсным запирающим напряжением. Кратко обобщаются теоретические расчеты мультипликационного коэффициента и рассчитывается добавочный, емкостный составляющий тока, возникающий в импульсном режиме. Излагаются схемные решения применения лавино-фотодиодов в импульсном режиме и исследуется линейность инструмента в случае ослабления света с постоянной интенсивностью во времени при помощи эталонной серией фильтров. Приведены результаты измерения, подтверждающие линейность лавино-фотодиода в рассмотренном диапазоне освещения.

## Summaries

UDC 621.316.722.1.076

Dr. Redl, R.—Novák, I.:

**Switch-operated Current Control of Voltage Stabilizers**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 11.

In the paper the new method of switch-operated voltage stabilizers is presented. The advantage of the direct regulation procedure of the current for the inductive element is the automatic over-current protection and the reduction of the order of average low frequency regulation parameters. The method can be simply analysed with a mathematical description based on the computation of injected currents and with the display of block schematic and effect outline. The paper deals both with the control of hysteresis and with the control of constant cutoff time. The criteria for stability are given and attention is called to the most important practical problems.

DK 621.382.002.2:620.168

Szentpáli, B.:

**Geräte zur Messung von dem Zusatzprofil der Halbleiterschichten**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) Nr. 11.

Während der technologischen Forschung von Halbleitermaterialien und der Entwicklung von Halbleiterelementen ist die Bestimmung des Verteilungsprofils von dem Zusatzmaterial oft notwendig. In dem Aufsatz wird das Prinzip der allgemein verbreiteten Messmethoden, erörtert und ein Überblick über die für diesen Zweck konstruierten Spezialinstrumente gegeben.

DK 621.383.52.018.756

Szentiday, K.:

**Anwendung von Lawinenphotodioden mit Impuls-Sperrspannung**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) Nr. 11.

In dem Aufsatz wird die Funktionsmöglichkeit der Lawinenphotodioden mit Sperrspannung im Impulsbetrieb untersucht. Die theoretischen Berechnungen bezüglich der Multiplikationsfaktoren werden zusammengefasst und das während des Impulsbetriebes auftretende kapazitives Stromglied wird bestimmt. Stromkreislösungen werden zur Anwendung von Lawinenphotodiode mit Impulsbetrieb, erörtert und die Linearität der Lichtdiode mit einem zeitlich konstantem Lichtstrahl, dessen Intensität Schritt für Schritt mit kalibrierter grauer Filterserie gedämpft wird, untersucht. Die Messergebnisse bestätigen die Linearität der Lawinenphotodioden in dem untersuchten Beleuchtungsgebiet.

UDC 621.382.002.2:620.168

Szentpáli, B.:

**Instruments Serving for the Measurement of Additional Profiles for Semiconductor Layers**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 11.

The determination of the distribution profile of additional material is often necessary during the technological research of semiconductor materials and the development of semiconductor devices. In the paper the theory of generally used measuring methods is presented and further a review over the special instrument made for this purpose is given.

UDC 621.383.52.018.756

Szentiday, K.:

**Application of Avalanche Photodiodes with Pulse-Operated Cutoff Voltage**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 11.

The paper examines the possibility of actuation of the avalanche photodiodes with pulse operated cutoff voltage. It summarizes briefly the theoretical calculation referring to the multiplication factor and determines the additional capacitive circuit branch occurring during pulse-operation. Circuit solutions are presented for the application of avalanche photodiodes with pulse-operation and the linearity of the device by a timely constant light beam that intensity is decreased step by step with the help of calibrated grey filter series is investigated. The achieved measuring results prove the linearity of avalanche photodiodes in the examined illumination range.

**Résumés**

CDU 621.316.722.1.076

Dr. Redl, R.—Novák, I.:

**Commande en courant des stabilisateurs de tension à fonctionnement par commutations — une nouvelle méthode pour l'amélioration des paramètres de la régulation**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 11.

L'article décrit une nouvelle méthode de commande des stabilisateurs de tension à fonctionnement par commutations. L'avantage du procédé de régulation directe du courant de l'élément inductif réside dans la protection automatique aux surcharges en courant et la diminution du degré des paramètres de régulation à une valeur moyenne, basse fréquence. La méthode proposée peut simplement être analysée avec une représentation mathématique se basant sur le calcul des courants injectés et par une représentation à schéma-bloc ou à organigramme. L'article décrit aussi bien la commande à hystérésis que celle à temps de déconnexion constant. On précise les critères de stabilisation et on attire l'attention aux problèmes pratiques les plus importants.

CDU 621.382.002.2:620.168

Szentpáli, B.:

**Dispositifs de mesure servant à la mesure du profil de dopage des couches semiconductrices**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 11.

Lors de la recherche technologique des matériaux semiconducteurs et du développement des éléments semiconducteurs, la détermination du profil de distribution des matériaux de dopage s'avère d'être nécessaire. L'article décrit le principe des méthodes de mesure généralement répandues, et on offre une vue générale sur les appareils de mesure conçus à cette fin.

CDU 621.383.52.018.756

Szentiday, K.:

**Applications des photodiodes à avalanche avec une tension de blocage impulsionnelle**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 11.

L'article examine la possibilité d'actionnement des photodiodes à avalanche avec une tension de blocage impulsionnelle. On résume brièvement les calculs théoriques relatifs au facteur de multiplication et on détermine la partie capacitive additionnelle du courant due au fonctionnement impulsionnel. On traite de solutions de circuit pour l'application de la photodiode à avalanche en service impulsionnel, et on examine la linéarité de la photodiode à avalanche en diminuant la lumière à intensité constante dans le temps appliquée sur la diode, avec une série de filtres gris. Les résultats des mesures prouvent la linéarité de la photodiode à avalanche dans le domaine de l'illumination testée.

