



XV. ÉVFOLYAM 11. SZÁM, 321—352 OLDAL
BUDAPEST, 1964. NOVEMBER HÓ **11**

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

SCULTÉTY LÁSZLÓ: Frekvencia-feszültség átalakítók szintézise	321
Megbízhatósági szimpózium	331
SARKADI KÁROLY—CSÁKI ENDRE—BALOGH ALBERT: Megbízhatósági vizsgálatok matematikai módszerei	332
TAKÁCS FERENC: „A” osztályú erősítők tervezése	340
Műszaki Könyvnapok — 1964	350
Szemle	349
A Műszaki Könyvklub megalakulása	351
Tartalmi összefoglalás	351
Обобщения	351
Zusammenfassungen	352
Summaries	352
Résumés	352

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

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

Index: 52.375

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

64.5974 Egyetemi Nyomda, Budapest

SCULTÉTY LÁSZLÓ
Műszeripari Kutató Intézet

Frekvencia-feszültség átalakítók szintézise

ETO 621.376.332 : 621.372.4

Bevezetés

Frekvencia-feszültség átalakító áramköröket igen széles körben alkalmazzák. Analóg típusú frekvenciamérők esetén, az ún. közvetlen mutató frekvenciamérőkben [3] frekvencia-feszültség átalakítás után a mért frekvenciával arányos egyenfeszültséget mérünk. Mágnesszalagos tárolás esetén és telemetriás rendszerekben, ha az információt frekvenciában tároltuk, illetve továbbítottuk, az információ visszaadásához frekvencia-feszültség átalakítót alkalmazunk. Frekvencia-árammérés céljára szintén frekvencia-feszültség átalakító szükséges. Modern löketmérőkben erre a célra számláló típusú diszkriminátort mint analóg frekvencia-feszültség átalakítót alkalmaznak.

A jelenlegi követelmények precíziós frekvencia-feszültség átalakítókkal szemben:

Frekvenciatartomány: MHz rendű frekvenciákig
Pontosság: 0,1 — 1%

Frekvencia-árammérés esetén további követelmények: 50 kHz lökre vonatkoztatva

Saját torzítás: 0,1%

Jel/zaj viszony: 60—70 dB

A követelmények kielégítésére az impulzusszámlálás elvén működő ún. számláló típusú diszkriminátor, mint precíziós analóg frekvencia-feszültség átalakító, látszik legalkalmasabbnak. Számláló típusú diszkriminátor konstrukciós problémája, hogy az előírt nagy linearitás melletti érzékenysége kicsi. A demodulált jelre vonatkozó érzékenység aktív áramkörrel felépített diszkriminátorral megnövelhető, de ez a megoldás precíziós impulzustechnikai áramkörök alkalmazását teszi szükségessé.

Jelen cikkben megvizsgáljuk, hogy az eddig ismert — egyszerű passzív áramkörrel felépített — diszkriminátorokhoz képest a passzív áramkör ismertető új kialakításával, azonos linearitás mellett milyen érzékenységnövelés érhető el.

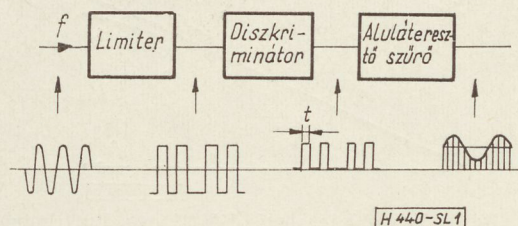
1. Számláló típusú diszkriminátorok

1.1 Frekvencia-feszültség átalakítás elve számláló típusú diszkriminátorral

Számláló típusú diszkriminátorral történő frekvencia-feszültség átalakítás elve az 1. ábrán látható. A bejövő, adott frekvenciájú jelet limiter áramkör-

be vezetjük. Limiterrel amplitudófüggetlen négyszögjelet állítunk elő. Megfelelő aktív vagy passzív hálózat segítségével a négyszög null átmenet helyén meghatározott időtartamú uniformizált impulzust állítunk elő. Aluláteresztő szűrő segítségével képezzük az impulzusok átlagértékét, ami a bejövő-frekvenciával arányos. Amennyiben a diszkriminátorral előállított impulzusok tökéletesen uniformizáltak és ideális alakúak, a szűrő után kapott feszültség a bejövő frekvenciával arányos.

1.2 *Eltérés az ideális frekvencia-feszültség karakteristikától*



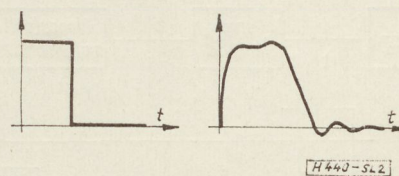
1. ábra. Frekvencia-feszültség átalakító, számláló típusú diszkriminátorral

Gyakorlatban a számláló típusú diszkriminátor működése eltér az ideálistól. Az eltérés jellege a következő:

Egyrészt nem biztosítható, hogy az előállított impulzusjelalak a bemenő feszültségtől és frekvenciától tökéletesen független legyen. A függetlenség egyrészt az alkalmazott limiter tulajdonságaitól, másrészt aktív diszkriminátor esetén az impulzus-előállítás frekvenciafüggőségétől függ.

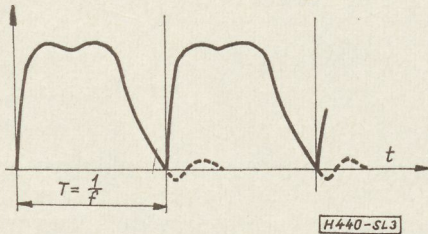
A másik, leglényegesebb hibát, az előállított impulzus ideálistól eltérő lefutása okozza. A 2. ábra egy ideális és egy gyakorlatilag előállítható impulzus jelalakját mutatja.

Az impulzus véges felfutási ideje és az impulzustartam alatti jelalakja a számlálótípusú diszkrimi-



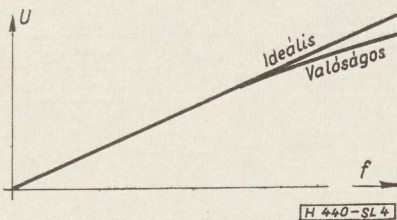
2. ábra. a) ideális impulzus, b) gyakorlatilag előállítható impulzus jelalak

nátor működése szempontjából hibát nem okoz, ha az ismétlődési frekvenciától függetlenül az uniformitás fennáll. Hibát a lefutó él alakja okoz, mivel az ismétlődési frekvencia változásával a változó T ismétlődési időtartamra vonatkozó impulzusterület változik (3. ábra). A hiba különösen szembe-tűnő, ha az impulzus nem monoton lefutású és oszcillációs ingadozást mutat; ebben az esetben a hiba-terület a frekvencia függvényében előjelet is vált.



3. ábra. Impulzus jelalak periodikus ismétlődés esetén

Az impulzusok átlagértéke az ismétlődési frekvencia növekedésével eltér a frekvenciával arányos értéktől. A 4. ábrán az ideális, valamint monoton lefutású impulzus esetén a valóságos számláló típusú diszkriminátor frekvencia-feszültség karakterisztikája látható.

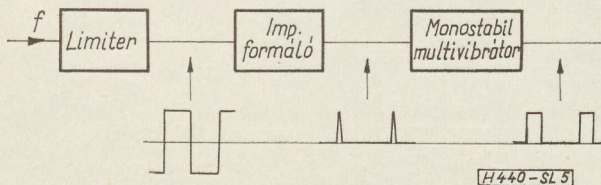


4. ábra. Ideális és valóságos számláló típusú diszkriminátor frekvencia-feszültség karakterisztika

A 3. ábra alapján megállapíthatjuk, hogy a hiba a T ismétlődési periódus alatti és az utáni terület viszonyától függ. Így célunk olyan impulzus előállítás, amelyeknek az impulzusterülete a kezdeti szakaszba koncentrált, lefutása monoton és adott fizikai korlátok mellett a legmeredekebb és így adott impulzusterület-átlagértékhez tartozó hiba a legkisebb.

1.3 Számláló típusú diszkriminátor aktív áramkörrel

Számláló típusú diszkriminátort aktív áramkörrel úgy építhetünk fel, hogy a mérendő frekvenciájú jellel limitálás, illetve négyszögesítés után minden egyes nullátmenet helyén indítójelet állítunk elő, amivel monostabil multivibrátort indítunk, illetve megfelelő aktív impulzustechnikai áramkört vezér-lünk (5. ábra).

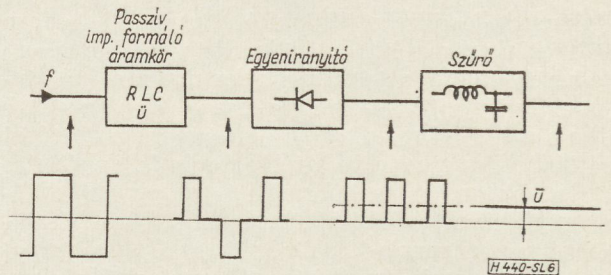


5. ábra. Számláló típusú diszkriminátor aktív impulzustechnikai áramkörrel

Az így előállítható impulzus jelalak jól megközelíti az ideális impulzus jelalakját. Természetesen a lefutás nem végtelen meredekségű, ezt a kimenőfokozat párhuzamos kapacitása korlátozza. Mindenesetre a lefutó él által határolt terület jóval kisebbé tehető az impulzus teljes területénél, így adott pontosság-hoz tartozó területátlag, illetve érzékenység nagy értékű.

Nehézséget okoz, hogy az előállított impulzus bemenő jel amplitudójától és frekvenciájától való függetlenségét csak precíziós impulzustechnikai áramkörökkel lehet biztosítani. Ilyen megoldást alkalmaz a General Radio Co. cég a 1142-A típusszámú frekvenciamérő készülékében [3].

Jelen cikkben aktív számláló típusú diszkriminátorokkal a továbbiakban nem foglalkozunk.



6. ábra. Számláló típusú diszkriminátor passzív impulzusformáló áramkörrel

2. Feszív frekvencia-feszültség átalakítók szintézise

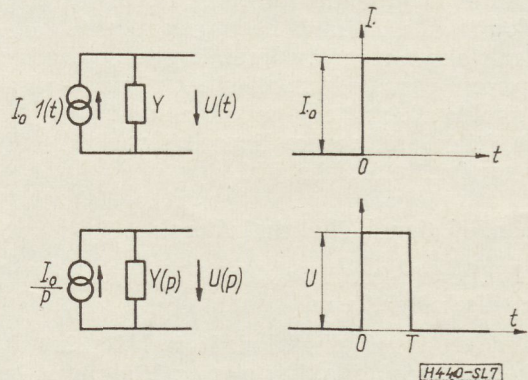
2.1 Feladat kitűzése

Célunk az 1. ábra alapján négyszögjel hatására olyan egyirányú impulzussorozatot kapni, amelynek átlagértéke a frekvenciával arányos. Az impulzusokat passzív áramkörrel képezzük a 6. ábrán látható tömbvázlat szerint. A passzív áramkör a négyszögjel egyes átmenetei hatására pozitív, ill. negatív impulzusokat kelt, egyenirányítás és szűrés után kapjuk az impulzus számmal, illetve frekvenciával közel arányos egyenfeszültséget.

Vizsgáljuk meg, hogy passzív áramkörrel milyen módon tudunk meredek lefutású és a kezdeti időtartamra koncentrált impulzusjelalakot előállítani.

2.2 Ideális impulzus előállítása

A feladat, első lépésben egységugrás jel hatására ideális impulzust előállítani. Az egységugrás jelet



7. ábra. Ideális impulzus előállítása

áramgenerátor — elektroncső vagy tranzisztor — állítja elő.

A továbbiakban az impulzusformáló áramkör passzív kétpólussal történő realizálásával foglalkozunk a 7. ábra szerint.

A bemeneti egységugrás Laplace-transzformáltja

$$I(p) = \frac{I_0}{p} \quad (1)$$

A kimeneti feszültség ideális esetben T időtartamú U amplitudójú impulzus. Ennek Laplace-transzformáltja

$$U(p) = U \frac{1 - e^{-pT}}{p} \quad (2)$$

Ennek alapján a 7. ábra kapcsolásában az ideális feszültségimpulzust előállító $Y(p)$ operátor admitancia értéke

$$Y(p) = \frac{I(p)}{U(p)} = \frac{I_0}{U} \frac{1}{1 - e^{-pT}} = \frac{G_0}{1 - e^{-pT}} \quad (3)$$

ahol $G_0 = \frac{I_0}{U}$ (4)

Realizáljuk $Y(p)$ -t, $Y(p) = G + B(p)$ alakban (8. ábra) (5)

Így $G + B(p) = \frac{G_0}{1 - e^{-pT}}$ (6)

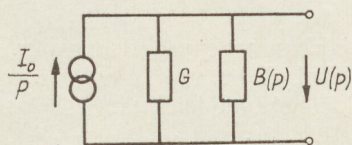
$B(p)$ -t kifejezve, kapjuk

$$B(p) = (G_0 - G) \frac{1 + \frac{G}{G_0 - G} e^{-pT}}{1 - e^{-pT}} \quad (7)$$

Amennyiben G -t $\frac{G_0}{2}$ -re választjuk (8)

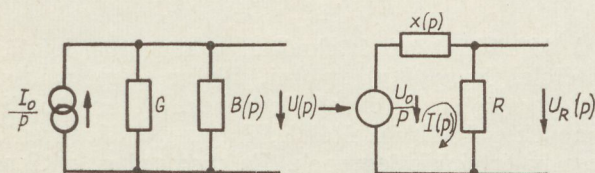
$$B(p) = \frac{G_0}{2} \frac{1 + e^{-pT}}{1 - e^{-pT}} = \frac{G_0}{2} \operatorname{cth} \frac{pT}{2} = G \operatorname{cth} \frac{pT}{2} \quad (9)$$

$B(p)$ megfelel egy G hullámvezetésű és $\delta = \frac{T}{2}$ késleltetésű, rövidrezárt tápvonal bemeneti admitanciájának.



[H440-SL8]

8. ábra. Impulzusformáló áramkör felépítése



[H440-SL9]

9. ábra. Duál impulzusformáló áramkörök

2.3 Duál megoldás keresése

A feladat második, duál megoldását keresve, képezzük a 8. ábra duálját (9. ábra).

A duál ellenállást $\frac{1}{G}$ -re választva

$$R_d = \frac{1}{G} \quad (10)$$

a duál kötésekből az elemek értéke meghatározható:

$$R = \frac{1}{G} \quad (11)$$

$$X(p) = \frac{B(p)}{G^2} \quad (12)$$

$$U_0 = \frac{I_0}{G} \quad (13)$$

Az R ellenálláson kapott feszültség ebben az esetben

$$U_R(p) = I(p) R = \frac{U_0}{p} \frac{R}{R + X(p)} = \frac{I_0}{pG} \frac{\frac{1}{G}}{\frac{1}{G} + \frac{B(p)}{G^2}} = \frac{I_0}{p} \frac{1}{G + B(p)} = U(p) \quad (14)$$

Így duál kötések esetén mind a párhuzamos, mind a soros kapcsolásban az R ellenállás sarkain kapott feszültség azonos, tehát mindkét kapcsolással a kitűzött feladat megoldható.

(9) és (12) alapján

$$X(p) = R^2 B(p) = R^2 G \operatorname{cth} \frac{pT}{2} = R \operatorname{cth} \frac{pT}{2} \quad (15)$$

$X(p)$ megfelel egy R hullámellenállású, $\delta = \frac{T}{2}$

késleltetésű, szakadt tápvonal bemeneti impedanciájának.

2.4. Diszkrét elemekkel történő közelítés

Az elosztott paraméterű tápvonalak diszkrét elemekkel történő megközelítésével Raleigh és Guillemin [4] foglalkozott. Raleigh elv alapján $B(p)$ függvényt $(2n + 1)$ -ed rendű rezonáns kezdésű reaktáns kétpólussal realizálták [4]. Guillemin, kiindulva a véges felfutási időből, $B(p)$ függvényt $2n$ -ed rendű rezonáns kezdésű reaktáns kétpólussal realizálta.

A reaktáns kétpólusok a duál soros kapcsolásban antirezonáns kezdésűek, mindkét esetben reaktáns négypólus alakjában is realizálhatók.

(9) egyenlet alapján

$$B(p) = G \operatorname{cth} \frac{pT}{2}$$

$$G = 1 \text{ és } \frac{T}{2} = 1$$

egységeket választva

$$b(p) = \operatorname{cth} p, \text{ ill. } b^{-1}(p) = \operatorname{th} p \quad (16)$$

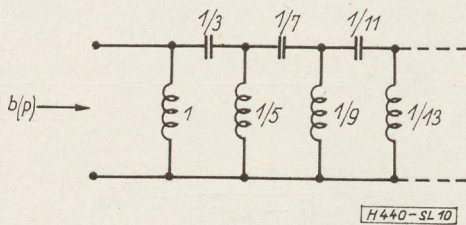
th p lánc törtes alakja alapján:

$$\operatorname{th} p = \frac{1}{\frac{1}{p} + \frac{1}{\frac{3}{p} + \frac{1}{\frac{5}{p} + \dots}}} \quad (17)$$

a reaktáns kétpólus Cauer-kifejtése a 10. ábrán látható.

Raleigh és Guillemin módszere esetén véges tagszám mellett, a kapott impulzus bár kezdeti szakaszba koncentrált, de oszcillációs lefutást mutat, így a számláló típusú diszkriminátor szempontjából nem használható.

Célunk, 1.2. pont alapján monoton lefutású impulzus előállítás. Mint később látni fogjuk ezt a feltételt végtelen fokszám mellett, maximális meredekség mellett a 9. ábra szerinti kapcsolás kielégíti, de véges fokszám mellett a fenti feltételek nem állnak fenn.



10. ábra. $b(p)$ kapcsolása ideális impulzus előállítása esetén

2.5. Monoton lefutású impulzus előállítása

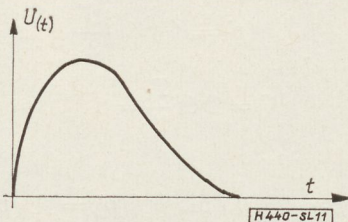
Vizsgáljuk meg általánosan, hogy véges tagszámú áramkör alkalmazásával mi a feltétele annak, hogy az előállított impulzusjelalak monoton, minél meredekebb lefutású legyen. Hasonló kérdéssel foglalkozott Thomson [5] impulzuserősítők monoton átvitelének vizsgálatakor.

Jelen cikkben az impulzuselőállítás 8. ábra szerinti módszerével foglalkozunk, tehát az impulzusformáló áramkört ellenállás és reaktáns kétpólus párhuzamos kapcsolásából építjük fel. Feltételeink Raleigh és Guillemin módszerével szemben, hogy a kapott impulzus lefutása időben monoton, maximális meredekségű legyen. Vizsgáljuk meg, hogy $B(p)$ -t milyen alakban tudjuk realizálni, hogy a fenti feltételek teljesüljenek. Eredményeinket a soros körre a dualitás elv felhasználásával alkalmazzuk.

A 8. ábra alapján

$$U(p) = \frac{I_0}{p} \frac{1}{Y(p)} \text{ ahol } Y(p) = G + B(p) \quad (18)$$

A szükséges feszültségformát a 11. ábra mutatja.



11. ábra. Monoton lefutású impulzus

Mivel $t = \infty$ esetén a feszültség értéke $U(t=\infty) = 0$, $Y(p)$ zérus frekvencián rövidzár, vagyis $Y(p)$ -nek zérus frekvencián pólusa van. Ez megfelel annak, hogy párhuzamos induktivitást tartalmaz.

Mivel gyakorlatban végtelen felfutás nem érhető el, a fizikai megvalósítás szempontjából célszerű, ha $t = 0$ pillanatban; $U(t=0) = 0$, ez esetben $Y(p)$ -nek végtelen frekvencián is pólusa van, ami párhuzamos kapacitás bekapcsolásának felel meg. Így véges felfutási idő mellett $B(p)$ -t, $2n$ -ed rendű rezonáns kezdésű, nem véges felfutási idő esetén $(2n+1)$ -ed rendű rezonáns kezdésű reaktáns kétpólussal realizálhatjuk.

$B(p)$ általános alakja, a fenti feltételek mellett $2n$ tag esetén

$$B_{2n}(p) = \frac{1 + a_2 p^2 + a_4 p^4 + \dots + a_{2n} p^{2n}}{a_1 p + a_3 p^3 + \dots + a_{(2n-1)} p^{(2n-1)}} \quad (19)$$

$(2n+1)$ tag esetén

$$B_{(2n+1)}(p) = \frac{1 + a_2 p^2 + a_4 p^4 + \dots + a_{2n} p^{2n}}{a_1 p + a_3 p^3 + \dots + a_{(2n+1)} p^{(2n+1)}} \quad (20)$$

$B(p)$, $L = a_1$ értékű párhuzamos induktivitást tartalmaz.

A 9. ábra alapján:

$$U(p) = \frac{I(p)}{G + B(p)} = \frac{I_0}{p[G + B(p)]} \quad (21)$$

A további tárgyalás során vezessük be a következő egységeket:

$$\text{vezetés: } G_e = G = 1 \quad (22)$$

$$\text{induktivitás: } L_e = a_1 = L = 1 \quad (23)$$

$$\text{ebből az időegység: } \tau_e = LG = 1 \quad (24)$$

A duál megvalósításban

$$R_d = R = \frac{1}{G} \text{-t választva duál ellenállásnak:}$$

$$R_e = R = \frac{1}{G} = 1 \quad (25)$$

$$C_e = C = \frac{\tau_e}{R} = 1 \quad (26)$$

A továbbiakban az egységek alapján normalizált összefüggésekkel dolgozunk, ahol az egyes mennyiségeket kis betűvel jelöljük.

$$\text{Így } b(p) = \frac{1 + \alpha_2 p^2 + \alpha_4 p^4 + \dots}{p + \alpha_3 p^3 + \dots} \quad (27)$$

$$u(p) = \frac{1}{p[1 + b(p)]} = \frac{g(p)}{h(p)} \quad (28)$$

A kifejtési tétel értelmében a monoton lefutás feltétele, hogy $h(p)$ gyökei, illetve $u(p)$ pólusai valós, negatív értékűek legyenek. A maximális meredekségű lefutás feltétele, hogy a gyökök egyenlő negatív értékűek legyenek. Ez megfelel a kritikus csillapítás feltételeinek. Ennek alapján vizsgáljuk meg az n fokszám függvényében a fenti feltételek mellett a reaktáns kétpólus realizálását.

2.6. Különböző foksámú áramkörök szintézise

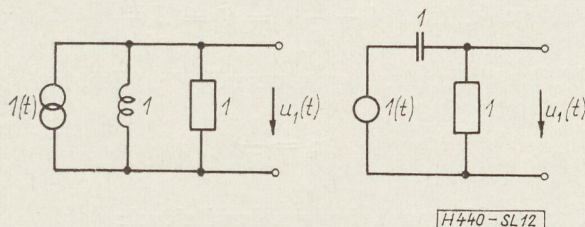
 $n = 1$ eset.

$$b(p) \text{ első fokú; } b_1(p) = \frac{1}{p} \quad (29)$$

(28) alapján:

$$u_1(p) = \frac{1}{p[1 + b_1(p)]} = \frac{1}{p\left(1 + \frac{1}{p}\right)} = \frac{1}{1 + p} \quad (30)$$

$u_1(p)$ pólusa $p = -1$ helyen van és így kielégíti a monoton és egyben a maximális meredekségű lefutás feltételét. Az áramkört (29) alapján a duál soros ekvivalenssel együtt a 12. ábra mutatja.

12. ábra. $n = 1$ foksámú áramkör

A soros ekvivalens az ismert RC differenciáló kapcsolás.

Az idő függvény:

$$u_1(t) = L^{-1}[u_1(p)] = e^{-t} \quad (31)$$

Az $u_1(t)$ feszültségjelalak a 16. ábrán látható. Mivel a párhuzamos áramkör párhuzamos kapacitást, valamint a soros áramkör soros induktivitást nem tartalmaz, a felfutás elvileg végtelen meredekségű. Gyakorlatban a felfutási idő a generátor véges felfutási ideje és az áramköri szórt paraméterek miatt véges értékű [1]. Mivel a lefutás alakja ezektől a tényezőktől nagyrészt független, hatása a diszkriminátor működése szempontjából nem lényeges.

 $n = 2$ eset.

$$b(p) \text{ másodfokú; } b_2(p) = \frac{1 + \alpha_2 p^2}{p} \quad (32)$$

$$u_2(p) = \frac{1}{p\left(1 + \frac{1 + \alpha_2 p^2}{p}\right)} = \frac{1}{1 + p + \alpha_2 p^2} = \frac{1}{p^2 + \frac{p}{\alpha_2} + \frac{1}{\alpha_2}} \quad (33)$$

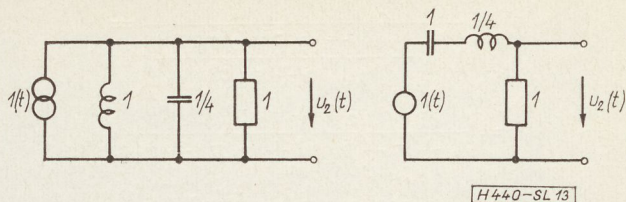
Azonos negatív pólusok feltétele, hogy a nevező $(p - p_0)^2$ alakú legyen. Vagyis:

$$-2p_0 = \frac{1}{\alpha_2} \text{ és } p_0^2 = \frac{1}{\alpha_2} \quad (34)$$

Ebből:

$$\alpha_2 = \frac{1}{4} \text{ és } p_0 = -2 \quad (35)$$

Mivel $b_2(p)_{p \rightarrow \infty} = \alpha_2 p$, az áramkör $\alpha_2 = \frac{1}{4}$ értékű

13. ábra. $n = 2$ foksámú áramkör

kapacitást tartalmaz. Az áramköröket a 13. ábra mutatja.

$$\text{Behelyettesítve: } u_2(p) = \frac{4}{(p + 2)^2} \quad (36)$$

$$\text{Az időfüggvény: } u_2(t) = 4te^{-2t} \quad (37)$$

Az $u_2(t)$ feszültségjelalak a 16. ábrán látható. Az impulzus lefutó éle, $n = 2$ esetben, a végtelenben kétszeres hatványkitevővel csökken.

 $n = 3$ eset.

$$b(p) \text{ harmadfokú; } b_3(p) = \frac{1 + \alpha_2 p^2}{p + \alpha_3 p^3} \quad (38)$$

$$u_3(p) = \frac{1}{p\left(1 + \frac{1 + \alpha_2 p^2}{p + \alpha_3 p^3}\right)} = \frac{1 + \alpha_3 p^3}{1 + p + \alpha_2 p^2 + \alpha_3 p^3} = \frac{p^2 + \frac{1}{\alpha_3}}{p^3 + \frac{\alpha_2}{\alpha_3} p^2 + \frac{p}{\alpha_3} + \frac{1}{\alpha_3}} \quad (39)$$

Azonos negatív pólusok feltétele, hogy a nevező $(p - p_0)^3$ alakú legyen. Az együtthatókat meghatározva

$$\alpha_2 = \frac{1}{3}; \alpha_3 = \frac{1}{27}, \text{ valamint } p_0 = -3 \quad (40)$$

$b_3(p)$ -t realizálva, a 14. ábrán látható áramkörök-höz jutunk.

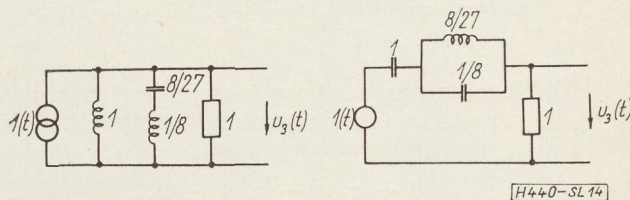
$$\text{Behelyettesítve: } u_3(p) = \frac{p^2 + 27}{(p + 3)^3} \quad (41)$$

$$\text{Az időfüggvény: } u_3(t) = (1 - 6t + 18t^2)e^{-3t} \quad (42)$$

Az $u_3(t)$ feszültségjelalak a 16. ábrán látható. Az impulzus lefutó éle $n = 3$ esetben háromszoros hatványkitevővel csökken.

 $n = 4$ eset.

$$b(p) \text{ negyedfokú, } b_4(p) = \frac{1 + \alpha_2 p^2 + \alpha_4 p^4}{p + \alpha_3 p^3} \quad (43)$$

14. ábra. $n = 3$ foksámú áramkör

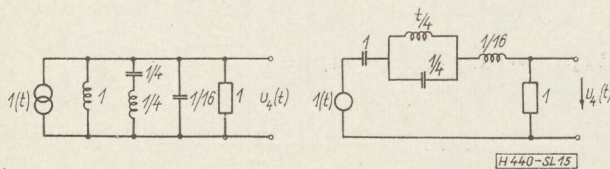
$$u_4(p) = \frac{1}{p \left(1 + \frac{1 + \alpha_2 p^2 + \alpha_4 p^4}{p + \alpha_3 p^3} \right)} = \frac{1 + \alpha_3 p^2}{1 + p + \alpha_2 p^2 + \alpha_3 p^3 + \alpha_4 p^4} \quad (44)$$

$$u_4(p) = \frac{\frac{1}{\alpha_4} + \frac{\alpha_3}{\alpha_4} p^2}{p^4 + \frac{\alpha_3}{\alpha_4} p^3 + \frac{\alpha_2}{\alpha_4} p^2 + \frac{p}{\alpha_4} + \frac{1}{\alpha_4}} \quad (45)$$

Azonos negatív pólusok feltétele, hogy a nevező $(p - p_0)^4$ alakú legyen. Az együtthatókat meghatározva:

$$\alpha_2 = \frac{6}{16}, \alpha_3 = \frac{1}{16}, \alpha_4 = \frac{1}{256}, \text{ valamint } p_0 = -4 \quad (46)$$

$b_4(p)$ -t realizálva a 15. ábrán látható áramkörökhöz jutunk.



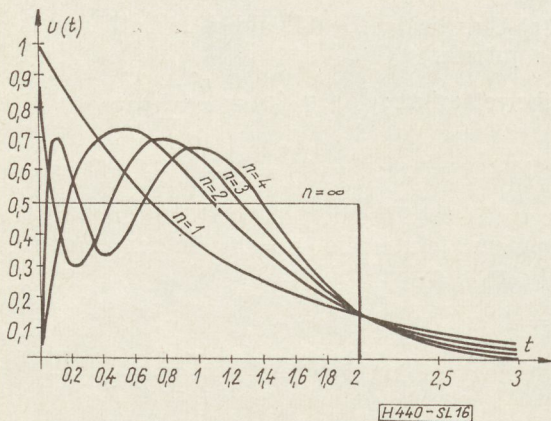
15. ábra. $n = 4$ fokszerű áramkör

Behelyettesítve: $u_4(p) = \frac{16 p^2 + 256}{(p + 4)^4} \quad (47)$

Az időfüggvény $u_4(t) = \left(16t - 64t^2 + \frac{256}{3}t^3 \right) e^{-t^4} \quad (48)$

Az $u_4(t)$ feszültségjelalak a 16. ábrán látható. Az impulzus lefutó éle $n = 4$ esetben négyszeres hatványkitevővel csökken.

$n = \infty$ eset.



16. ábra. Impulzus jelalak $n = 1-4$, illetve ∞ fokszerű áramkör esetén

Határozzuk meg végtelen tagszám esetén a maximális meredekségű, monoton lefutás feltételét. Kiindulva n tagszámából

$$b_n(p) = \frac{1 + \alpha_2 p^2 + \alpha_4 p^4 + \dots}{p + \alpha_3 p^3 + \alpha_5 p^5 + \dots} \quad (49)$$

$$u(p) = \frac{1}{p[1 + b(p)]} = \frac{1}{p \left[1 + \frac{1 + \alpha_2 p^2 + \alpha_4 p^4 + \dots}{p + \alpha_3 p^3 + \alpha_5 p^5 + \dots} \right]} = \frac{1 + \alpha_3 p^2 + \alpha_5 p^4 + \dots}{1 + p + \alpha_2 p^2 + \alpha_3 p^3 + \dots} \quad (50)$$

Azonos negatív pólusok feltétele, hogy a nevező

$$\left(1 + \frac{p}{n} \right)^n \text{ alakú legyen.}$$

Mivel a $\lim \left(1 + \frac{p}{n} \right)^n = e^p = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{p^i}{i!} \quad (51)$

ebből következik, hogy a nevező e^p értékű, ha

$$\alpha_i = \frac{1}{i!}$$

A számláló, ennek figyelembevételével:

$$\frac{1}{2p} (e^p - e^{-p}) \text{ értékű} \quad (52)$$

$$u(p) = \frac{\frac{1}{2p} (e^p - e^{-p})}{e^p} = \frac{1 - e^{-2p}}{2p} \quad (53)$$

A feszültségimpulzus 2 időtartamú, 0,5 amplitudójú ideális impulzus (16. ábra).

$$u(t) = \begin{cases} 0,5 & 0 < t < 2 \\ 0 & t > 2 \end{cases}$$

Az ideális és egyben maximális meredekségű lefutással rendelkező impulzust előállító $b_{\infty}(p)$ reaktáns kétpólus $u(p)$ függvény alapján, (16) egyenlet szerint

$$b_{\infty}(p) = \text{cth } p \quad (54)$$

ill.

$$x_{\infty}(p) = \text{th } p \quad (55)$$

A reaktáns kétpólus kapcsolását a 10. ábra mutatja. Ezzel bebizonyítottuk, hogy a 10. ábra végtelen fokszerű esetén a monoton, maximális meredekségű lefutás feltételét teljesíti.

2.6.1. Kiértékelés

Az $u(t)$ feszültségjelalakokat a 16. ábra mutatja. A 16. ábrán látható, hogy mind a négy esetben az impulzus lefutó éle monoton és a fokszerű növelésével egyre meredekebben esik. A 13. ábra szerint, míg $t = 2$ értéknél az öt feszültségfüggvény kb. azonos értékű, addig

$t = 4$ -nél rendre: 0,018, 0,0053, 0,0016, 0,0005, 0 értékű.

$n = 1$ és $n = 3$ esetben, ahol párhuzamos kapacitás, illetve soros induktivitás nem szerepel, $t = 0$ pillanatban a feszültség elvileg U_0 értékre ugrik fel, gyakorlatilag, a tápláló forrás véges felfutási ideje és a mindig jelenlévő szórt paraméterek miatt a felfutás véges értékű lesz.

Mivel a szórt kapacitás jelenléte nem kűszöbölhető ki, ilyen szempontból a párhuzamos felépítésű áramkör $n = 2$ és $n = 4$ esetét célszerű alkalmazni, ahol a szórt kapacitás az áramköri elemekbe betervezhető.

2.2. Érzékenység

Az eddigiekben meghatározott áramkörökkel előállított impulzus területét igen könnyen meg tudjuk határozni. A soros áramkörökből kiindulva, minden egyes áramkör soros C kapacitást tartalmaz. A bemenő U_0 feszültségugrás hatására $t = \infty$ idő múlva a C kondenzátor U_0 feszültségre töltődik fel. Így

$$\int_0^{\infty} I(t) dt = Q_0 = C U_0 \quad (56)$$

Mivel
$$I(t) = \frac{U(t)}{R} \quad (57)$$

$$\int_0^{\infty} U(t) dt = R C U_0 = \tau U_0 \quad (58)$$

A párhuzamos áramkörök párhuzamos L induktivitást tartalmaznak. A dualitás értelmében (58) összefüggés ebben az esetben is érvényes

$\tau = \frac{L}{R}$ és $U_0 = I_0 R$ figyelembevételével. Így egy egységugrás hatására a feszültséggörbe területe előre könnyen meghatározható.

2.3. Egyirányú impulzussorozat előállítása

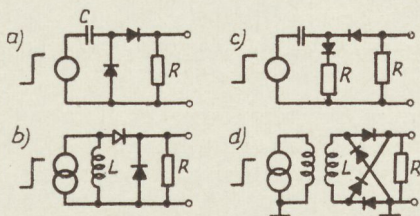
Vizsgáljuk meg, hogy periodikusan ismétlődő négyszögjelből a fenti áramkörök segítségével, hogyan tudunk egyirányú impulzussorozatot előállítani, aminek átlagértékét hasznosítjuk.

A periodikus ismétlődő négyszögjel esetén, félperiódusonként az egyes egységugrások hatására egy pozitív, ill. egy negatív impulzust kapunk.

Egyirányú impulzussorozatot egy, ill. kétutas egyenirányítással állíthatunk elő.

$n = 1$ esetben aszimmetrikus egyenirányítást (vágást) (17a, b. ábra), is alkalmazhatunk.

Aszimmetrikus egyenirányítás csak $n = 1$ fokszámú reaktáns kétpólus esetén valósítható meg. Nagyobb fokszám esetén a vágott félperiódusban, ahol R ellenállás helyett a vágó dióda belső ellenállása



H440-SL17

17. ábra. Egyirányú impulzussorozat előállítása $n = 1$ esetben

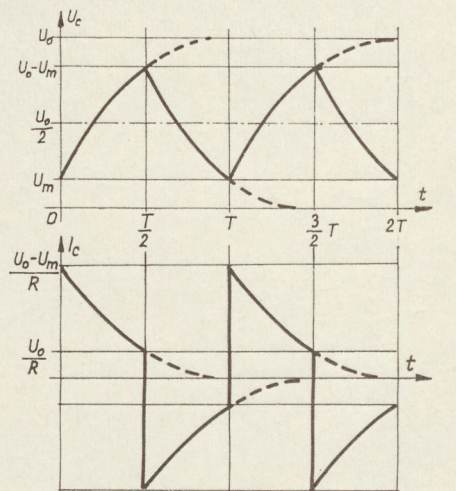
- a) b) aszimmetrikus egyenirányítás
c) szimmetrikus egyutas egyenirányítás
d) szimmetrikus kétutas egyenirányítás

szerepel, a kritikus csillapítás feltétele nem biztosítható. Szimmetrikus egyutas egyenirányítás a 17c-ábrán látható.

Párhuzamos áramkör esetén a párhuzamos induktivitás helyett, transzformátort alkalmazva, szimmetrikus kétutas egyenirányítást valósíthatunk meg (17d ábra).

3. Linearitás vizsgálata

Periodikusan ismétlődő négyszögjel esetén az ismétlődési frekvencia növekedtével a félperiódus alatti impulzusterület az exponenciális lefutás miatt csökken, az átlagérték a frekvenciával arányos értéktől eltér! (Lásd 1.2. pont.) Vizsgáljuk meg a a fellépő nonlinearitás értékét az előzőekben szintetizált áramköröknél.



H440-SL18

18. ábra. Kondenzátor áram- és feszültségjelalak, $n = 1$ esetben, szimmetrikus egyenirányítás esetén.

3.1. $n = 1$ eset, szimmetrikus egyenirányítás (17c, d) ábra)

A soros áramkört analizáljuk. Mivel mindkét félperiódusban R ellenállás értéke azonos és a soros C kondenzátoron egyenáramú összetevő nem folyhat; az áramgörbe az időtengelyre szimmetrikus, a kondenzátor feszültséggörbe átlagértéke: $\frac{U_0}{2}$ (18.

ábra)

A kondenzátor egy félperiódus alatt nem töltődik fel, illetve nem sül ki teljesen. A töltési félperiódus elején a maradék feszültség a kondenzátoron U_m értékű. U_m feszültség a bejövő U_0 feszültségugrásból levonódik, a kondenzátor $U_0 - U_m$ feszültség hatására töltődik. Így a 18. ábra $0 < t < T/2$ szakaszában a kondenzátor feszültsége:

$$U_c = U_m + (U_0 - U_m) \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (59)$$

$t = \frac{T}{2}$ esetén, a 18. ábra alapján:

$$U_c\left(\frac{T}{2}\right) = U_0 - U_m = U_m + (U_0 - U_m)\left(1 - e^{-\frac{T}{2RC}}\right)$$

ebből:

$$U_m = U_0 \frac{e^{-\frac{T}{2RC}}}{1 + e^{-\frac{T}{2RC}}} \quad (61)$$

Az egyenirányítás után kapott egyenfeszültség:

$$\bar{U} = kR\bar{I} = kR \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I(t) dt \quad (62)$$

ahol $k = 1, 2$, az egy, ill. kétutas egyenirányításnak megfelelően.

Mivel

$$\int I(t) dt = Q = C U_c \quad (63)$$

$$\begin{aligned} \int_0^{T/2} I(t) dt &= C \left[U_c\left(\frac{T}{2}\right) - U_c(0) \right] = \\ &= C [(U_0 - U_m) - U_m] = C (U_0 - 2U_m) \end{aligned} \quad (64)$$

Így

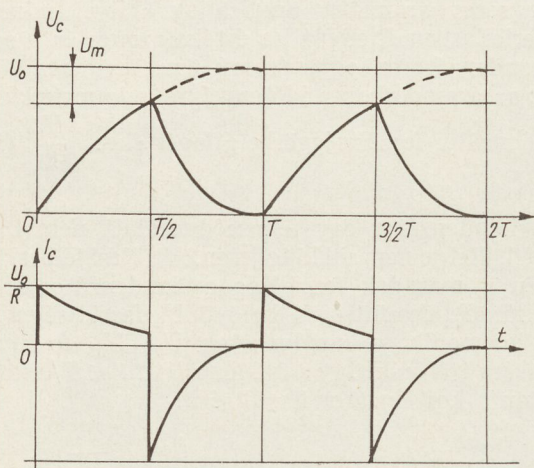
$$\bar{U} = kR \frac{1}{T} C (U_0 - 2U_m) = k \frac{\tau}{T} U_0 \left(1 - \frac{2U_m}{U_0}\right) \quad (65)$$

bevezetve $f = \frac{1}{T}$ ismétlődési frekvenciát, (61) figyelembevételével

$$\bar{U} = k\tau f U_0 \left(1 - \frac{2U_m}{U_0}\right) = k\tau f U_0 \left(1 - \frac{2e^{-\frac{1}{2\tau f}}}{1 + e^{-\frac{1}{2\tau f}}}\right) \quad (66)$$

A kapott egyenfeszültség a frekvenciával lineárisan változik, $h_1(\tau f)$ hibával.

$$\bar{U} = k\tau f U_0 [1 - h_1(\tau f)] \quad (67)$$



[H440-SL19]

19. ábra. Kondenzátor áram- és feszültségjelalak, $n = 1$ esetben, aszimmetrikus egyenirányítás esetén

$$h_1(\tau f) = 2 \frac{e^{-\frac{1}{2\tau f}}}{1 + e^{-\frac{1}{2\tau f}}} \quad (68)$$

A hiba a frekvencia növekedtével exponenciálisan növekszik. A hibát τf függvényében a 20. ábra mutatja.

3. 2. $n = 1$ eset, aszimmetrikus egyenirányítás. (17a, b ábra)

A soros áramkört analizáljuk. Aszimmetrikus egyenirányítás esetén a vágás félperiódusában az idő-állandó lényegesen kisebb. Így, ha a vágás a kisütési félperiódus, a C kondenzátor a félperiódus végén praktikusán zérus feszültségre sül ki. A töltési félperiódusban a kondenzátor U_0 feszültség hatására töltődik, a félperiódus végén a kondenzátorfeszültség $U_0 - U_m$ értékű (19. ábra).

A 19. ábra alapján a töltési félperiódusban

$$U_c = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \quad 0 < t < \frac{T}{2} \quad (69)$$

A félperiódus végén; $t = \frac{T}{2}$ helyettesítéssel:

$$U_c\left(\frac{T}{2}\right) = U_0 - U_m = U_0 \left(1 - e^{-\frac{T}{2RC}}\right) \quad (70)$$

$$\text{ebből} \quad U_m = U_0 e^{-\frac{T}{2RC}} \quad (71)$$

(64) és (62) figyelembevételével:

$$\int_0^{T/2} I(t) dt = C (U_c - U_m) \quad (72)$$

$$\begin{aligned} \bar{U} &= kR \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I(t) dt = \frac{RC}{T} (U_0 - U_m) = \\ &= \tau f U_0 \left(1 - \frac{U_m}{U_0}\right) \end{aligned} \quad (73)$$

A hiba, (67) összefüggés felhasználásával

$$h \frac{x}{1}(\tau f) = \frac{U_m}{U_0} = e^{-\frac{1}{2\tau f}} \quad (74)$$

a szimmetrikus egyenirányításhoz képest felére csökkent.

A hibát τf függvényében a 20. ábra mutatja. Az irodalomban a hibát eddig mindig (74) összefüggés alapján számították, ami az egységugrás hatására keletkező áramfüggvény $0 \rightarrow \frac{T}{2}$ közti integrálásából is nyerhető. Figyelmen kívül hagyták a periodikus ismétlődés tényleges hatását, aminek következtében, szimmetrikus egyenirányítás esetén, a hiba kétszeres értékű.

3.3. Hibafüggvény általános meghatározása

Az előző pontban alkalmazott eljárás $n > 1$ fokszerű reaktáns kétpólusok esetén bonyolult, mivel minden egyes reaktáns elem a félperiódus elején maradék energiával rendelkezhet és ezek hatásainak szuperpozíciója bonyolult számításra vezet.

Ugyancsak az $U(t)$ függvény periodikus előállítása Fourier vagy Laplace transzformációval [6, 7] nehezen elvégezhető számításokat eredményez.

Induljunk ki az egységugrás hatására keletkező $U(t)$ feszültségfüggvényből. Adott félperiódusban a félperiódusra vonatkozó stacioner feszültségfüggvény előállítható a félperiódus kezdeti időpillanatában fellépő és azt $k \frac{T}{2}$ idővel megelőző pozitív, illetve negatív egységugrások hatására kapott $U(t)$ áramfüggvények szuperpozíciójából. ($k = 1, 2, 3, \dots$)

$$U_{T/2}(t) = U(t) - U\left(t + \frac{T}{2}\right) + U(t + T) - U\left(t + \frac{3}{2}T\right) + \dots \quad (75)$$

Az egyenirányítás után kapott egyenfeszültség:

$$\bar{U} = fk \int_0^{T/2} U_{T/2}(t) dt \quad (76)$$

ahol $k = 1, 2$, egy, illetve kétutas egyenirányításnak megfelelően és f az ismétlődési frekvencia.

$$\begin{aligned} \int_0^{T/2} U_{T/2}(t) dt &= \int_0^{T/2} \left[U(t) - U\left(t + \frac{T}{2}\right) + U(t + T) - \dots \right] dt = \int_0^{T/2} U(t) dt - \\ &- \int_{T/2}^T U(t) dt + \int_T^{3T/2} U(t) dt - \dots \end{aligned} \quad (77)$$

Feltételezve, hogy $U(t)$, az egységugrás hatására kapott feszültségfüggvény olyan meredek lefutású, hogy a T és $\frac{3}{2}T$ közti területe már elhanyagolható:

$$\int_0^{T/2} U_{T/2}(t) dt \approx \int_0^{T/2} U(t) dt - \int_{T/2}^T U(t) dt \quad (78)$$

Az elhanyagolás értelmében:

$$\int_{T/2}^T U(t) dt \approx \int_{T/2}^\infty U(t) dt \quad (79)$$

valamint (58) összefüggés felhasználásával

$$\int_0^{T/2} U(t) dt = \int_0^\infty U(t) dt - \int_{T/2}^\infty U(t) dt = \tau U_0 \int_{T/2}^\infty U(t) dt \quad (80)$$

Így (79) és (80) összefüggést behelyettesítve:

$$\int_0^{T/2} U_{T/2}(t) dt = \tau U_0 - 2 \int_{T/2}^\infty U(t) dt \quad (81)$$

(76) figyelembevételével a kimeneti egyenfeszültség:

$$\bar{U} = k U_0 \tau f \left[1 - \frac{2}{\tau U_0} \int_{T/2}^\infty U(t) dt \right] \quad (82)$$

A linearitási hiba:

$$h(\tau f) = \frac{2}{\tau U_0} \int_{T/2}^\infty U(t) dt \quad (83)$$

$U(t) \rightarrow t, t \rightarrow \frac{t}{\tau}$ helyettesítéssel, a normalizált $u(t)$ függvénnyel kifejezve;

$$h(\tau f) = 2 \int_{\frac{1}{2\tau f}}^\infty u(t) dt \quad (84)$$

$h_1(\tau f)$ -et a 3.1. pontban már kiszámítottuk. (84) alapján újból kiszámítva:

$$h_1(\tau f) \approx 2 \int_{\frac{1}{2\tau f}}^\infty e^{-t} dt = 2 e^{-\frac{1}{2\tau f}} \quad (85)$$

A kapott eredmény a (68) kifejezéssel összehasonlítva

$$1 + e^{-\frac{1}{2\tau f}} \approx 1 + h_1(\tau f) \quad (86)$$

arányban nagyobb az előzőekben kapott pontos értéktől. Tehát a (78) közelítés $n = 1$ esetben a hiba értékével azonos relatív pontosságú.

Nagyobb fokszerű esetén, az impulzus meredekebb lefutása miatt a közelítés pontosabb eredményt ad. Így kis hiba esetén a fenti hibameghatározási módszer jól alkalmazható.

Összefoglalva, a hiba τf szorzat függvénye, ahol

a soros áramkörben $\tau = RC$

a párhuzamos áramkörben $\tau = \frac{L}{R}$ értékű.

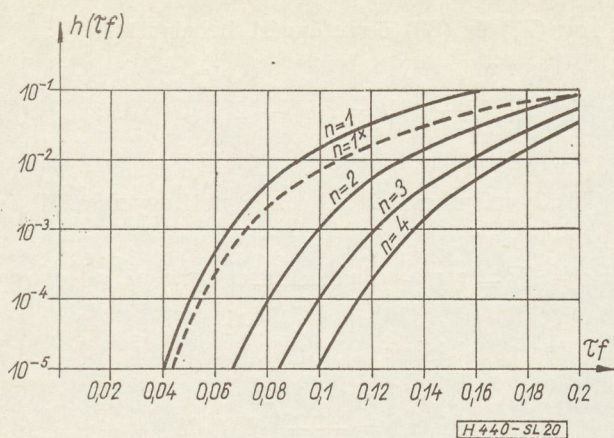
A megvalósított áramkörök esetén a hibafüggvény:

$$n = 1 \quad h_1(\tau f) = 2 \cdot e^{-\frac{1}{2\tau f}} \quad (87)$$

$$n = 1^x \quad h_1^x(\tau f) = e^{-\frac{1}{2\tau f}} \quad (88)$$

$$n = 2 \quad h_2(\tau f) = 2 \cdot e^{-\frac{1}{2\tau f}} \left(1 + \frac{1}{\tau f} \right) \quad (89)$$

$$n = 3 \quad h_3(\tau f) = 2 \cdot e^{-\frac{3}{2\tau f}} \left(1 + \frac{1}{\tau f} + \frac{3}{2(\tau f)^2} \right) \quad (90)$$



20. ábra. Nonlinearitás (τf) függvényében, $n = 1-4$ fokszámú áramkörök esetén $n = 1^*$, aszimmetrikus egyenirányítás

$$n = 4 \quad h_4(\tau f) = 2 \cdot e^{-\frac{2}{\tau f}} \left(1 + \frac{2}{\tau f} + \frac{8}{3} \frac{1}{(\tau f)^3} \right) \quad (91)$$

$$n = \infty \quad h_\infty(\tau f) = 0, \text{ ha } \tau f < \frac{1}{2} \quad (92)$$

A hiba, illetve nonlinearitás értékét (τf) függvényében a 20. ábra mutatja. Mivel a párhuzamos és soros áramkör kimenő feszültsége duál kötések esetén azonos, a hibagörbe mindkét esetre vonatkozik. A 10. ábra alapján az n fokszám növelésével adott (τf) értékhez tartozó hiba csökken, illetve adott hibához tartozó (τf) érték, és így a kapott egyenfeszültség növekszik.

4. Kiértékelés

A linearitás analízise alapján, bonyolultabb reaktáns kétpólusok alkalmazásával a számláló típusú passzív diszkriminátor linearitása javítható. Gyakorlatilag ez azt jelenti, hogy bonyolultabb felépítésű diszkriminátorral adott hiba, illetve nonlinearitás mellett nagyobb érzékenység érhető el.

Mivel a kapott egyenfeszültség, a nonlinearitástól eltekintve

$$\bar{U} = k \tau f U_0 \quad (93)$$

értékű, vizsgáljuk meg, hogy a max. frekvenciára vonatkoztatva $h(\tau f) = 0,1\%$ esetén mekkora $\bar{U}$ feszültség érhető el.

Az 1. táblázat mutatja az egyes gyakorlatilag jól használható áramköröket és az egyes áramkörök-nél a 20. ábra alapján a $0,1\%$ hibához tartozó egyenfeszültség értékét. Az $n = 3$ fokszámú kapcsolást a kezdeti feszültségugrás miatt nem célszerű alkalmazni. Mivel elektronikusan négyszögjelű áramgenerátor könnyebben realizálható mint feszültség generátor, ezért a párhuzamos áramkörök alkalmazása célszerűbb, azzal az előnnyel, hogy ebben az esetben transzformátor segítségével kétfázisú egyenirányítás alkalmazható.

Fokszám	Áramkör	Érzékenység	Egyenirányítás
$n = 1^*$		$\tau f = 0,072$ $\bar{U} = 0,072 U_0$	$k = 1$ aszim.
$n = 1$		$\tau f = 0,066$ $\bar{U} = 0,132 (I_0 R)$	$k = 2$ szim.
$n = 2$		$\tau f = 0,1$ $\bar{U} = 0,2 (I_0 R)$	$k = 2$ szim.
$n = 4$		$\tau f = 0,137$ $\bar{U} = 0,274 (I_0 R)$	$k = 2$ szim.

[H440-SL1]

A táblázat alapján az ismert $n = 1$ fokszámú aszimmetrikus felépítésű diszkriminátorhoz képest $0,1\%$ hiba mellett $n = 4$ fokszámú áramkörrel 3,8-szoros érzékenység érhető el.

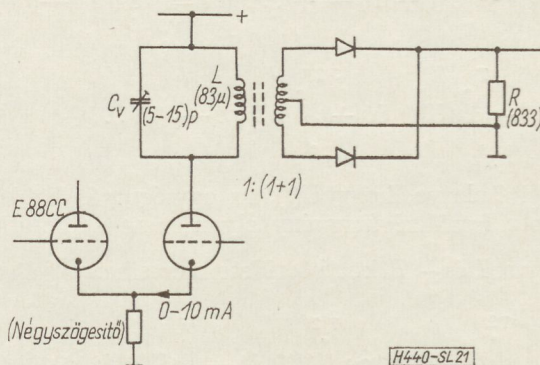
5. Gyakorlati megvalósítás

Tervezzünk frekvencia-feszültség átalakító áramkört következő adatokkal:

Frekvencia: 100 kHz — 1 MHz

Linearitástól való eltérés: $0,1\%$

A rendelkezésre álló négyszögjelű kimenő árama: $I_0 = 10$ mA. Meghatározandó az érzékenység és a kapcsolási elemek értéke. A megvalósítás során $n = 2$ fokszámú párhuzamos áramkört alkalmazunk a 21. ábra kapcsolása szerint.



[H440-SL21]

21. ábra. Gyakorlatilag jól használható áramkörök kapcsolása és $0,1\%$ nonlinearitáshoz tartozó érzékenysége

Az 1. táblázat szerint $0,1\%$ nonlinearitáshoz $\tau f = 0,1$ és $\bar{U} = 0,2 I_0 R$ érték tartozik,

így az időegység $\tau_e = \tau = \frac{0,1}{f} = 100$ nsec.

A további elemek értékét C legkisebb megvalósítható értéke határozza meg. $C_{szórt} = 20$ pF és $C_0 = 10$ pF állítható kapacitást felvéve $C = 30$ pF. Mivel $C = \frac{C_e}{4}$; a kapacitásegység $C_e = 4C = 120$ pF

$$\text{Ebből } R = R_e = \frac{\tau_e}{C_e} = 833 \Omega$$

$$L = L_e = \tau_e R_e = 83 \mu\text{Hy}$$

A kapott egyenfeszültség $f = 1 \text{ MHz}$ -en

$$U_{(1\text{MHz})} = 0,2. I_0 R = 1,67 \text{ V}$$

IRODALOM

1. Komarik: Számláló diszkriminátor méretezése. Magyar Híradástechnika XI. 1960. okt.
2. Komarik: Az impulzusszámlálás elvének alkalmazása FM jel demodulálására. Magyar Híradástechnika XII. 1961. dec.
3. An analog frequency meter for modern measurements The General Radio Experimenter. Vol. 35. N° 1 W 2, (1961. jan.—febr.)
4. Glasoe and Lebacqz: Pulse Generators. M.I.T. Rad. Lab. Ser. Vol. 5. McGraw — Hill Book Co., Inc., (1948).
5. Thomson, W. E.: Transient Response of Wideband amplifiers. W. Eng. 26. No. 311. (1949. aug.)
6. Waidelich, D. L.: The Steady State Operational Calculus. Proc. I.R.E. 34. No. 2. (1946. febr.)
7. Fodor: A Laplace-transzformáció műszaki alkalmazása. Műszaki Könyvkiadó. 1962.

Megbízhatósági szimpózium

Egyesületünk a Magyar Tudományos Akadémia és az Országos Műszaki Fejlesztési Bizottság támogatásával nagy sikerű szimpóziumot rendezett „Megbízhatóság az elektronikában” címmel, 1964. október 27—29. között a Technika Házában.

A szimpózium fővédnökségét dr. Horgos Gyula, a műszaki tudományok kandidátusa, kohó- és gép-ipari miniszter vállalta, aki a szimpózium plenáris ülését megnyitotta. Megnyitó beszédében hangsúlyozta az elektronika egyre növekvő jelentőségét mind az ipar területén, mind a népgazdaság egyéb területein. Az elektronikai készülékek és berendezések egyre bonyolultabbakká válnak, egyre nagyobb-számú alkatrészt tartalmaznak és ezért azok megbízható működése egyre szigorúbb követelményeket támaszt a tervező, gyártó és üzemeltető szakemberek felé. Érthető, hogy ez a körülmény világszerte a problémák mélyreható elméleti megvizsgálását és az üzemi tapasztalatok tudományos kiértékelését teszi szükségessé.

A megnyitó után a szimpózium megkezdte munkáját. Az előadásokat és vitákat a plenáris ülésen és ezután párhuzamosan az alábbi három szekcióban bonyolították le:

„A” szekció: Passzív alkatrészek megbízhatósága.

„B” szekció: A megbízhatóság matematikai problémái. Híradástechnikai rendszerek megbízhatósága.

„C” szekció: Ferrit anyagok megbízhatósága.

Aktív alkatrészek megbízhatósága.

A plenáris ülésen összesen három magyar és két külföldi előadás hangzott el. Az „A”szekcióban 8 magyar és 6 külföldi, a „B”szekcióban 6 magyar és 10 külföldi, míg a „C”szekcióban 10 magyar és 10 külföldi, összesen tehát 27 magyar és 26 külföldi előadás megtartására került sor. Megemlítjük, hogy a magyar előadások egy részénél két vagy három előadó működött közre.

Az előadások iránt mind a hazai, mind a külföldi hallgatóság részéről nagy érdeklődés nyilvánult meg. Nagymértékben elősegítette a szimpózium sikerét az is, hogy a rendező bizottság az elhangzott előadások teljes szövegét magyar, német, illetve orosz nyelven előre a hallgatóság rendelkezésére bocsátotta és így az előadók a számukra megszabott idő alatt a legfontosabb kérdések megvilágítására szorítkozhattak. Az előadások elhangzása után a vitát az érdekeltek külön teremben folytathatták.

Az előadások témaválasztása igen változatos volt és tartalmukban a legidősebb problémákat vetették fel és taglalták tudományos alapossággal. Az előadók felismerték a kérdés döntő jelentőségét és az elméleti megállapításokon túlmenően rámutattak a megbízhatóság fokozásának legcélravezetőbb gyakorlati módszereire is. Példákkal igazolták egyes, már a gyártásba bevezetett módszerek eredményességét és új technológiai eljárások és berendezések alkalmazását javasolták további fejlődés elérésének érdekében.

A szimpózium külföldi részvevői meglátogattak néhány hazai híradástechnikai üzemet és hasznos tapasztalatcserét folytattak hazai szakembereinkkel. A szimpózium előadássorozata Tiborcz Istvánnak, a Híradástechnikai Iparigazgatóság műszaki osztálya vezetőjének zárszavával ért véget.

A szimpózium után a Híradástechnikai Tudományos Egyesület fogadást adott a Hungária Étteremben, amely baráti hangulatban folyt le és azon a hazai és külföldi részvevők több pohárköszöntőt mondtak.

Összefoglalva megállapítható, hogy a szimpózium elérte a kitűzött célt és most az a feladat hárul a híradástechnikai ipar irányító szerveire és dolgozóira, hogy a helyes célkitűzéseket minél gyorsabban és minél nagyobb mértékben valósítsák meg a szocialista építés ütemének fokozása érdekében.

Megbízhatósági vizsgálatok matematikai módszerei

ETO 658.562.6:311.214:519.2

Az elmúlt tíz esztendőben világszerte igen nagy érdeklődéssel foglalkoztak az ipari gyártmányok megbízhatóságának vizsgálatával. A technika fejlődése szükségessé tette olyan ipari termékek előállítását, amelyek hosszú ideig hibamentesen működnek. Ez a követelmény segítette elő a megbízhatósági vizsgálatok elméletének kialakítását és a vizsgálati módszerek különböző szakterületeken való alkalmazását. A megbízhatósági vizsgálatoknak két fő területe van:

a) A műszaki, mérnöki megbízhatósági vizsgálat, amelynek feladata annak megállapítása, hogy az ipari gyártmány teljesíti-e a szabványok által előírt minőségi, műszaki követelményeket.

b) A matematikai statisztikai módszereken alapuló megbízhatósági vizsgálat, amely a rendelkezésre álló laboratóriumi vizsgálati adatok, vagy üzemi statisztikák alapján határozza meg a gyártmány megbízhatóságát.

Az első módszer kvalitatív, a második módszer kvantitatív jellegű. Az alkalmazás szempontjából célszerű a két különböző vizsgálati módszer helyes arányú közös felhasználása.

A megbízhatósági vizsgálatok kiértékelésére vonatkozó matematikai módszerek jellegét a rendelkezésre álló vizsgálati adatok jellege határozza meg. Ha a megbízhatósági vizsgálatok adatainak tulajdonságait vizsgáljuk, akkor azt tapasztaljuk, hogy a jelenségek véletlen események. Ennek következtében az alkalmazott matematikai módszerek is a valószínűség-számítás, illetve a matematikai statisztika tárgykörébe tartoznak.

Összefoglalónkban a matematikai módszereket kívánjuk ismertetni; a műszaki vonatkozású, speciális szakterületű kérdéseket csak érintőlegesen tárgyaljuk.

A következő témakörökkel kívánunk foglalkozni:

1. Alapfogalmak ismertetése.
2. A megbízhatósági vizsgálatoknál alkalmazott valószínűségi eloszlások ismertetése.
3. Becslési módszerek.
4. Konfidencia intervallum meghatározása.
5. Két különböző típusú gyártmány megbízhatóságának összehasonlítása.
6. A gyártmány megbízhatóságának és a környezeti feltételeknek összefüggése.
7. Berendezések megbízhatósági vizsgálata.

1. Alapfogalmak ismertetése

A megbízhatósági vizsgálatok elméleti tárgyalásánál szükséges az alapfogalmak tisztázása és matematikai megfogalmazása. A meghatározásoknak ki kell elégíteniük a következő két követelményt:

a) A meghatározások mennyiségi tényezői mérhetők legyenek.

b) Rendszerek megbízhatósági vizsgálata esetén a komponensek megbízhatósága alapján meghatározható legyen a rendszer megbízhatósága.

A következőkben ismertetjük a legfontosabb alapdefiníciókat és az azoknak megfelelő matematikai összefüggéseket. A meghatározások között soroljuk fel a valószínűség-számítási közismert alapfogalmakat is.

1.1 A megbízhatóság definíciója

Ipari gyártmány megbízhatóságának nevezzük adott időtartam alatt annak valószínűségét, hogy a gyártmány hibamentesen működik, ha előírt feltételek mellett, előírt célra használják fel.

A megbízhatóság tehát a működőképesség valószínűsége az idő függvényében. Megjegyzendő, hogy vannak olyan ipari gyártmányok, amelyeket nem folyamatosan, hosszú ideig használnak fel, hanem szakaszosan, rövid időtartam alatt. Ez esetben a működési valószínűséget a felhasználások számának függvényében kell vizsgálni.

A továbbiakban az egyszerűség kedvéért csak az időtől függő esettel foglalkozunk.

A gyártmánynak mindig csak két lehetséges állapota van: — működőképes, vagy meghibásodott —, ekkor a gyártmány megbízhatóságát a következő alakban írhatjuk fel:

$$R(t) = P(A_t), \quad (1)$$

ahol $R(t)$ a gyártmány megbízhatósága t időpontban,

A_t jelöli azt az eseményt, hogy a gyártmány működik t időpontban,

$P(A_t)$ a működőképesség valószínűsége.

Megjegyezzük, hogy előfordulhat a meghibásodott gyártmány megjavulása is a vizsgálatok folyamán. Megállapodás szerint azonban az ilyen darabokat az első meghibásodás időpontjától kezdve végig meghibásodottnak tekintjük.

Ha a gyártmány megbízhatósági vizsgálata során rendelkezésre állnak a gyártmány egy vagy több fontosabb paraméter értékének mérési adatai, akkor a megbízhatóságot a következőképpen határozhatjuk meg:

A gyártmány megbízhatóságának nevezzük annak valószínűségét, hogy a gyártmány paraméter értéke t időpontban a szabvány által megengedett paraméter értékek halmazába tartozzék.

1.2 Meghibásodási valószínűség definíciója

Ha figyelembe vesszük, hogy az ipari gyártmány működőképessége és meghibásodása egymást kizáró események, akkor a meghibásodás valószínűségét a következő képlettel írhatjuk le:

$$F(t) = P(\bar{A}_t) = 1 - P(A_t) = 1 - R(t), \quad (2)$$

ahol $F(t)$ a meghibásodás valószínűsége t időpontban,

$\bar{A}_t$ jelöli a meghibásodás eseményét.

Ha a gyártmány megengedett paraméterváltozását vizsgáljuk, akkor a meghibásodási valószínűség annak valószínűsége, hogy a gyártmány paraméter értéke szabvány által megengedett határokon kívül esik. A meghibásodási valószínűség és a megbízhatóság másképpen is definiálható. Tekintsük gyártmányoknak halmazát. Minden gyártmánynak van egy meghibásodási időpontja, ezt nevezzük élettartamnak. Ez minden egyes gyártmánynál véletlenszerűen más és más érték lesz, vagyis az élettartam valószínűségi változó. Jelöljük az élettartamot jellemző valószínűségi változót τ -val. Ekkor

$$P(\tau < t) = F(t) \quad (3)$$

az élettartam valószínűségi eloszlásfüggvényét adja. A (3) képletnek megfelelően a megbízhatósági valószínűség a következő alakú:

$$P(\tau \geq t) = 1 - F(t) = R(t). \quad (4)$$

1.3 Valószínűségi sűrűségfüggvény

A valószínűségi sűrűségfüggvény adott időszakaszban a meghibásodás sűrűségét jellemzi, az eloszlásfüggvénynek idő szerinti differenciáhányadosa:

$$f(t) = \frac{dF(t)}{dt}. \quad (5)$$

1.4 Meghibásodási tényező

Meghibásodási tényezőnek nevezzük a $(t, t + \Delta t)$ időintervallumban történő meghibásodás valószínűségi sűrűségét, azon feltétel mellett, hogy a gyártmány a t időpontban működőképes volt. Képletben:

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{1 - F(t)}, \quad (6)$$

ahol $\lambda(t)$ a hazard-rate (meghibásodási tényező)

$f(t)$ a valószínűségi sűrűségfüggvény,

$F(t)$ a valószínűségi eloszlásfüggvény.

Ha a hazard-rate ismert, akkor meghatározható a meghibásodások valószínűségi eloszlásfüggvénye:

$$F(t) = 1 - e^{-\int_0^t \lambda(x) dx} \quad (7)$$

1.5 Várható érték

$$M(\tau) = \int_0^\infty x f(x) dx. \quad (8)$$

ahol $f(x)$ a valószínűségi sűrűségfüggvény.

1.6 Szórásnégyzet

A szórásnégyzet a következő képlettel határozható meg:

$$D^2(\tau) = \int_0^\infty [x - M(\tau)]^2 f(x) dx.$$

1.7 Eloszlás momentumai

Adott eloszlás k -adik centrális momentumát a következő képlettel határozhatjuk meg:

$$\mu_k = \int_0^\infty [x - M(\tau)]^k f(x) dx.$$

1.8 Közepes élettartam definíciója

Közepes élettartamnak nevezzük azt a t_m időtartamot, amely alatt a vizsgált gyártmánycsoport működésének valószínűsége 0,5.

$$F(t_m) = R(t_m) = 0,5. \quad (9)$$

1.9 Garantált élettartam definíciója

Garantált élettartamnak nevezzük azt a t_r időtartamot, amely alatt a vizsgált gyártmánycsoport működésének valószínűsége előre megadott számmal egyenlő (az előre megadott szám értéke általában 0,9—0,99 között változik)

$$R(t_r) = r. \quad (10)$$

2. A megbízhatósági vizsgálatoknál alkalmazott valószínűségi eloszlások ismertetése

Az előzőekben tárgyalt meghatározások csak úgy adhatók meg pontosan, illetve közelítőleg igen nagy pontossággal, ha ismerjük a vizsgált ipari gyártmányok meghibásodásának eloszlástípusát. A következőkben összefoglaljuk azokat a valószínűségi eloszlásokat, amelyeket megbízhatósági vizsgálatoknál leggyakrabban szoktak felhasználni. Egyes esetekben példaként megadjuk a meghibásodási tényezőt, várható élettartamot, közepes és garantált élettartamot.

2.1 Exponenciális eloszlás

Az exponenciális eloszlást az esetben használhatjuk fel ipari gyártmányok meghibásodási eloszlásának közelítésére, ha feltételezzük, hogy a gyártmány meghibásodási valószínűsége bármely $(t, t + \Delta t)$ intervallumban független az intervallum kezdőpontjától, t -től. Ez gyakorlatilag azt jelenti, hogy ha t időpontban a gyártmány működőképes, akkor úgy tekinthető, mintha t időpontban kezdte volna működését. Tehát a gyártmány meghibásodását nem befolyásolja eddigi élettartama (öregedése), vagyis a tönkremenés oka véletlenszerű, a gyártmány rossz technológiai felépítésében keresendő. Az ilyen jellegű meghibásodásokat, pl. híradástechnikai alkatrészek megbízhatósági vizsgálatainál véletlen hibáknak szokták nevezni. Az exponenciális eloszlás feltételezése a működés, illetve vizsgálati idő kezdeti szakaszában jogosult és az esetben, ha a vizsgálati időintervallumot kisebb szakaszokra osztjuk fel, s ezen intervallumokon belül végezzük el a közelítést. Az exponenciális eloszlás esetén az eloszlásfüggvény:

$$F(t) = 1 - e^{-\lambda t}. \quad (11) \quad \text{Garantált élettartam:}$$

A működőképesség valószínűsége (megbízhatóság):

$$R(t) = e^{-\lambda t}. \quad (12)$$

A valószínűségi sűrűségfüggvény:

$$f(t) = \lambda e^{-\lambda t}. \quad (13)$$

A meghibásodási tényező:

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{1 - F(t)} = \frac{\lambda e^{-\lambda t}}{1 - (1 - e^{-\lambda t})} = \lambda. \quad (14)$$

A várható élettartam:

$$M(\tau) = \int_0^{\infty} t f(t) dt = \int_0^{\infty} \lambda t e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\lambda}. \quad (15)$$

A közepes élettartam (t_m):

$$R(t_m) = e^{-\lambda t_m} = 0,5; \quad t_m = \frac{-\ln 0,5}{\lambda}. \quad (16)$$

Garantált élettartam (t_r):

$$r = e^{-\lambda t_r}; \quad t_r = \frac{-\ln r}{\lambda}. \quad (17)$$

2.2 Weibull-eloszlás

Ha a megbízhatósági vizsgálatok során figyelembe vesszük, hogy a gyártmányok tönkremenése fokozatos anyagi romlás, fizikai és villamos paraméterek csökkenése (növekedése) esetében is bekövetkezhetik, akkor célszerű két paraméteres valószínűségi eloszlás alkalmazása a hibák jellemzésére. Ilyen két paraméteres eloszlásfüggvény az ún. Weibull-eloszlás, amelynek valószínűségi eloszlásfüggvénye a következő alakú:

$$F(t) = 1 - e^{-\frac{t^m}{t_0^m}}. \quad (18)$$

A működőképesség valószínűsége (megbízhatóság):

$$R(t) = e^{-\frac{t^m}{t_0^m}}. \quad (19)$$

A valószínűségi sűrűségfüggvény:

$$f(t) = \frac{m t^{m-1}}{t_0^m} e^{-\frac{t^m}{t_0^m}}. \quad (20)$$

A meghibásodási tényező:

$$\lambda(t) = \frac{m t^{m-1}}{t_0^m}. \quad (21)$$

Az élettartam várható értéke:

$$M(\tau) = t_0^{\frac{1}{m}} \Gamma\left(\frac{1}{m} + 1\right). \quad (22)$$

Közepes élettartam:

$$t_m = (t_0 \ln 2)^{\frac{1}{m}}. \quad (23)$$

$$t_r = \left(t_0 \ln \frac{1}{r}\right)^{\frac{1}{m}}. \quad (24)$$

2.3 Gamma-eloszlás

Az említett öregedési meghibásodások jellemzésére a gamma-eloszlást is alkalmazhatjuk. Ez esetben az eloszlásfüggvény:

$$F(t) = \int_0^t \frac{\lambda^n x^{n-1}}{(n-1)!} e^{-\lambda x} dx. \quad (25)$$

A működőképesség valószínűsége (megbízhatóság):

$$R(t) = \int_t^{\infty} \frac{\lambda^n x^{n-1}}{(n-1)!} e^{-\lambda x} dx. \quad (26)$$

A valószínűségi sűrűségfüggvény:

$$f(t) = \frac{\lambda^n t^{n-1}}{(n-1)!} e^{-\lambda t}. \quad (27)$$

A meghibásodási tényező:

$$\lambda(t) = \frac{\frac{\lambda^n t^{n-1}}{(n-1)!} e^{-\lambda t}}{\int_t^{\infty} \frac{\lambda^n x^{n-1}}{(n-1)!} e^{-\lambda x} dx}. \quad (28)$$

A várható élettartam:

$$M(\tau) = \frac{n}{\lambda}. \quad (29)$$

A garantált és közepes élettartam az előbbiekhöz hasonló módon határozható meg.

2.4 Normális eloszlás

A normális eloszlás eloszlásfüggvénye a következő alakú:

$$F(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_0^t e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}} dx, \quad (30)$$

ahol m az eloszlás várható értéke,

σ az eloszlás szórása.

A működőképesség valószínűsége (megbízhatóság):

$$R(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_t^{\infty} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}} dx. \quad (31)$$

Az eloszlás sűrűségfüggvénye:

$$f(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(t-m)^2}{2\sigma^2}}; \quad t \geq 0. \quad (32)$$

A meghibásodási tényező:

$$\lambda(t) = \frac{e^{-\frac{(t-m)^2}{2\sigma^2}}}{\int_t^\infty e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}} dx} \quad (33)$$

A várható élettartam:

$$M(\tau) = m. \quad (34)$$

2.5 Log-normális eloszlás

Ez az eloszlástípus is öregedés következtében tönkrement gyártmányok eloszlásának jellemzésére alkalmas.

Eloszlásfüggvény:

$$F(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_0^{\ln t} e^{-\frac{(n-m)^2}{2\sigma^2}} du. \quad (35)$$

A működésképeség valószínűsége:

$$R(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{\ln t}^\infty e^{-\frac{(n-m)^2}{2\sigma^2}} du. \quad (36)$$

Az eloszlás sűrűségfüggvénye:

$$f(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma t} e^{-\frac{(\ln t - m)^2}{2\sigma^2}}. \quad (37)$$

A várható élettartam:

$$M(\tau) = e^{m + \frac{\sigma^2}{2}}. \quad (38)$$

2.6 Binomiális eloszlás

A gyártmányok megbízhatósági vizsgálatokor eldöntendő a következő kérdés: Ha N elemű gyártmány-sokaságból kiválasztunk n elemű mintát, akkor milyen valószínűséggel fordul elő a mintában k darab selejtes gyártmány (a sokaság selejtaránya: p). Ennek valószínűsége:

$$P_k = \binom{n}{k} p^k (1-p)^{n-k}. \quad (39)$$

2.7 Poisson-eloszlás

Ha a vizsgálat összidőtartamát (T) előre rögzítjük és az ezen idő alatt elpusztult gyártmányok számát, mint valószínűségi változót tekintjük, akkor ez a változó Poisson-eloszlást követ, exponenciális eloszlás esetében λT paraméterrel, vagyis annak valószínűsége, hogy T idő alatt pontosan k darab gyártmány pusztuljon el:

$$W_k = \frac{(\lambda T)^k}{k!} e^{-\lambda T}. \quad (40)$$

2.8 Összetett eloszlások

Az ismertett eloszlástípusok mellett alkalmazhatunk összetett eloszlásokat is. Ez olyan esetekben jöhet számításba, ha a gyártmányok különböző okokból mehetnek tönkre. Minden hibaoknak másfajta valószínűségi eloszlás felel meg. Pl. híradástechnikai

alkatrészek hibaeloszlásának három szakasza különböztethető meg az idő függvényében: kezdeti hibák szakasza, hasznos működési szakasz, wear-out időszak (öregedési hibák szakasza). Mindhárom szakasz más-más típusú eloszlással jellemezhető. Az összetett eloszlások képzésének egyik módja a szokásos keverékeloszlás meghatározása. A keverékeloszlás meghatározása úgy történik, hogy az egyes összetevő eloszlásfüggvények súlyozott közepét vesszük. Az összetett eloszlások képzésének másik módja: szakaszonként más eloszlást tételezünk fel.

Ezen módszer alkalmazásának elméleti és gyakorlati nehézségei vannak. Ugyanis az egyes szakaszvégpontok nem határozhatók meg a tapasztalati adatok alapján teljes pontossággal. Így ezen szakaszvégpontokra is becsléseket kell megadni. A gyakorlati esetekben a rendelkezésre álló adatmennyiség sem biztosítja megfelelően a szakaszonként más-más eloszlások paramétereinek becslését. Bár a módszer alkalmazásának igen sok hátránya van, mégis sok esetben célszerű felhasználása.

3. Becslési módszerek áttekintése

A rendelkezésre álló megbízhatósági vizsgálati adatok alapján meg kell határoznunk a meghibásodási eloszlásfüggvénynek ismeretlen paramétereit. Az ismeretlen paraméterekre becslést kell megadni. A becslésnek olyan tulajdonságokkal kell rendelkeznie, amelyek biztosítják, hogy a tapasztalati adatok alapján kapott érték tetszőleges kevéssel tér el az elméleti értéktől, ha a mintadarabszámot növeljük. A különböző becslési eljárások közül két módszert kívánunk ismertetni, amely módszereket a matematikai statisztikában leggyakrabban szoktak alkalmazni. Ez a két módszer: a momentumok egyeztetésének módszere és a maximum-likelihood módszer.

3.1 A momentumok egyeztetésének módszere

Ezen módszer alkalmazásakor meghatározzuk az eloszlás tapasztalati momentumait. Az eloszlás ismeretlen paraméter értékeit úgy becsüljük, hogy a kapott elméleti eloszlás momentumai (bizonyos rendű momentumokig bezárólag) megegyezzenek a tapasztalatilag nyert momentumokkal.

3.2 A maximum-likelihood becslési módszer

Ezen módszer alkalmazása esetében az eloszlásfüggvény paramétereinek azon értékeit választjuk becslésül, amely mellett a vizsgált (kiválasztott) minta valószínűsége maximális. Ha adott egy n elemű minta, amelynek elemeit jelöljük rendre $x_1, x_2, \dots, x_n$ -vel, a feltételezett eloszlás sűrűségfüggvénye legyen $f(x)$, akkor a minta kiválasztásának valószínűsége:

$$L = f(x_1) f(x_2) \dots f(x_n). \quad (41)$$

Ezt a függvényt likelihood függvénynek nevezzük.

Tételezzük fel, hogy $f(x)$ ismeretlen paramétereit: $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_k$. Ekkor azt kell megvizsgálnunk, hogy milyen $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_k$ értékek mellett lesz L maximális, vagyis a következő egyenletrendszer kell megoldani:

$$\frac{\partial L}{\partial \lambda_i} = 0; \quad (i = 1, 2, \dots, k). \quad (42)$$

A (42) egyenletrendszer helyett a számolás egyszerűsítése végett célszerű a következő egyenletrendszert megoldani:

$$\frac{\partial \ln L}{\partial \lambda_i} = 0; \quad (i = 1, 2 \dots k). \quad (42/a)$$

Példaként határozzuk meg az exponenciális eloszlás λ paraméterének maximum-likelihood becslését. Ez esetben a likelihood függvény a következő alakú:

$$L = \lambda^n \prod_{i=1}^n e^{-\lambda x_i}. \quad (43)$$

Ha mindkét oldal logaritmusát vesszük és megoldjuk a szélsőérték feladatot λ -ra vonatkozólag, akkor a következő egyenletet kapjuk:

$$\frac{\partial \ln L}{\partial \lambda} = \frac{n}{\lambda} - \sum_{i=1}^n x_i = 0. \quad (44)$$

Az egyenlet megoldásából λ maximum-likelihood becslésére a következő érték adódik:

$$\hat{\lambda} = \frac{n}{\sum_{i=1}^n x_i} \quad (45)$$

Weibull-eloszlás esetében a likelihood függvény a következő alakú:

$$L = \prod_{i=1}^n \frac{m \cdot x_i^{m-1}}{x_0^m} e^{-\frac{x_i^m}{x_0^m}} \quad (46)$$

Vegyük mindkét oldal logaritmusát és oldjuk meg a szélsőérték feladatot m -re és x_0 -ra vonatkozóan:

$$\frac{\partial \ln L}{\partial m} = \frac{n}{m} + \sum_{i=1}^n \ln x_i - \frac{1}{x_0^m} \sum_{i=1}^n x_i^m \ln x_i = 0 \quad (47)$$

$$\frac{\partial \ln L}{\partial x_0} = -\frac{n}{x_0} + \frac{1}{x_0^2} \sum_{i=1}^n x_i^m = 0. \quad (48)$$

(47) és (48) egyenletekből a következő megoldásokat kapjuk:

$$\hat{x}_0 = \frac{\sum_{i=1}^n x_i^m \ln x_i}{\frac{n}{m} + \sum_{i=1}^n \ln x_i} \quad (49)$$

$$\hat{x}_0 = \frac{\sum_{i=1}^n x_i^m}{n}. \quad (50)$$

4. A becslés konfidencia-intervallumának meghatározása

Az előző fejezetben ismertetett eljárások alapján meghatározott becslések a legjobb tulajdonságok esetén sem adnak helyes választ a felvetett kérdésekre. Ugyanis a becslés és az elméleti érték között általában egy véletlen jellegű különbség van, melynek nagyságára valamilyen mértéket kell adni. Ez rendszerint úgy történik, hogy megadunk egy intervallumot, amely igen nagy valószínűséggel lefedi az ismeretlen paramétert. Vagyis

$$P(a_1 \leq a \leq a_2) = 1 - p, \quad (51)$$

ahol az (a_1, a_2) véletlen helyzetű intervallum $1 - p$ valószínűséggel lefedi a -t, ezt a becslést intervallum becslésnek nevezzük. Az (a_1, a_2) intervallumot konfidencia intervallumnak nevezzük, a_1, a_2 a konfidencia határok, $1 - p$ a megbízhatósági szint. Példaképpen vizsgáljuk meg a konfidencia intervallum meghatározását normális eloszlás esetében a sokaság m várható értékére vonatkozólag, ismert σ szórás esetén. Ha $x_1, x_2, \dots, x_n$ egy n elemű minta, akkor a fenti jelölések segítségével a következő valószínűségi változót származtathatjuk:

$$u = \frac{\bar{x} - m}{\frac{\sigma}{\sqrt{n}}} = \sqrt{n} \frac{\bar{x} - m}{\sigma}, \quad (52)$$

ahol $\bar{x}$ a minta középértéke.

Az u valószínűségi változó normális eloszlású, 0 várható értékkel és 1 szórással. Így meghatározható adott $p > 0$ esetén olyan u_p szám, amelyre teljesül a következő összefüggés:

$$P(|u| \leq u_p) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{u_p} e^{-\frac{x^2}{2}} dx = 1 - p. \quad (53)$$

Az $|u| < u_p$ egyenlőtlenséget a következő alakban is felírhatjuk:

$$\bar{x} - u_p \frac{\sigma}{\sqrt{n}} \leq m \leq \bar{x} + u_p \frac{\sigma}{\sqrt{n}} \quad (54)$$

Ez azt jelenti, hogy a $\left(\bar{x} - u_p \frac{\sigma}{\sqrt{n}}, \bar{x} + u_p \frac{\sigma}{\sqrt{n}}\right)$ véletlen helyzetű intervallum $1 - p$ valószínűséggel lefedi az m paramétert. Az u_p konstans értéke táblázathalható határozható meg (pl. $p = 0,1$ esetén $u_p = 1,64$).

A binomiális eloszlás ismeretlen paraméterére vonatkozóan konfidencia intervallum megadása a következőképpen történik: Jelöljük a binomiális eloszlás ismeretlen paraméterét p -vel, amelynek becslésére a

$$\hat{p} = \frac{x}{n},$$

relatív gyakoriságot használjuk, ahol x az n elemű mintában tapasztalt selejtes darabok száma. x binomiális eloszlású valószínűségi változó, amelynek várható értéke és szórása a következő:

$$M(np) = np, \quad (55)$$

$$D^2(np) = np(1 - p) = npq; \quad p = 1 - q. \quad (56)$$

p_1 -et és p_2 -t úgy választjuk, hogy

$$\sum_{i=0}^k \binom{n}{i} p_2^i (1 - p_2)^{n-i} \leq \frac{\varepsilon}{2} \quad (57)$$

$$\sum_{i=k+1}^n \binom{n}{i} p_1^i (1 - p_1)^{n-i} \leq \frac{\varepsilon}{2}; \quad (58)$$

kivéve a $k = 0$ és $k = n$ esetet, amikor is $p_1 = 0$, ill. $p_2 = 1$.

Kimutatható, hogy p_1 és p_2 ilyen megválasztása biztosítja, hogy a

$$P(p_1 < p < p_2) \cong 1 - \varepsilon$$

egyenlőtlenség teljesüljön. A p_1 és p_2 értékek, mint k és n függvényei, táblázatokból határozhatók meg.

Egy közelítő módszer p konfidencia-intervallumának meghatározására;

A centrális határeloszlás tétel értelmében elég nagy n esetén:

$$\frac{np - \hat{np}}{\sqrt{npq}} = \sqrt{n} \frac{\hat{p} - p}{\sqrt{pq}} \quad (59)$$

standardizált valószínűségi változó közelítően normális eloszlású 0 várható értékkel, 1 szórással, tehát:

$$P\left(\sqrt{n} \frac{\hat{p} - p}{\sqrt{pq}} \leq \lambda\right) = 2\Phi(\lambda) - 1, \quad (60)$$

ahol $\Phi(\lambda)$ a standardizált normális eloszlásfüggvény. (60)-ban zárójelben szereplő egyenlőtlenség ekvivalens azzal, hogy

$$(p - \hat{p})^2 \leq \frac{\lambda^2 pq}{n}. \quad (61)$$

Átrendezés után a következő egyenlőtlenséget kapjuk:

$$p^2 \left(1 + \frac{\lambda^2}{n}\right) - p \left(2\hat{p} + \frac{\lambda^2}{n}\right) + \hat{p}^2 \leq 0. \quad (62)$$

Rögzített $\hat{p}$ esetén (62) egyenlőtlenség bal oldalán a p változó másodfokú függvénye szerepel, amelynek grafikonja a p tengelyt a megfelelő másodfokú egyenlet gyökeiben metszi. A gyökök közötti p értékekre teljesül a fenti egyenlőtlenség. A két gyök a következő

$$\begin{aligned} \hat{p}_1 &= \frac{\hat{p} + \frac{\lambda^2}{2n} - \frac{\lambda}{\sqrt{n}} \sqrt{\hat{p}(1-\hat{p}) + \frac{\lambda^2}{4n}}}{1 + \frac{\lambda^2}{n}} \\ \hat{p}_2 &= \frac{\hat{p} + \frac{\lambda^2}{2n} + \frac{\lambda}{\sqrt{n}} \sqrt{\hat{p}(1-\hat{p}) + \frac{\lambda^2}{4n}}}{1 + \frac{\lambda^2}{n}}. \end{aligned} \quad (63)$$

Tehát a $(\hat{p}_1, \hat{p}_2)$ intervallum közelítőleg $(1 - \varepsilon)$ szintű konfidencia intervallum a p paraméterre, ha λ -t úgy választjuk, hogy

$$\text{azaz} \quad \begin{aligned} 2\Phi(\lambda) - 1 &= 1 - \varepsilon, \\ 2[1 - \Phi(\lambda)] &= \varepsilon \end{aligned} \quad (64)$$

teljesüljön.

5. Két különböző típusú gyártmány megbízhatóságának összehasonlítása

A megbízhatósági vizsgálatok során gyakran eldöntendő kérdés, hogy két vagy több különböző típusú gyártmány közül melyik a megbízhatóbb. Egy másik gyakran előforduló vizsgálati feladat annak meghatározása, hogy ugyanazon gyártmánytípus különböző vizsgálati körülmények között hogyan viselkedik megbízhatósági szempontból. Az összehasonlító vizsgálatoknak statisztikai módszerei közül a Wilcoxon-próbát kívánjuk részletesen ismertetni. A Wilcoxon-próbával azon feltevést ellenőrizhetjük, hogy a két mintában vizsgált alkatrészek élettartamának elosz-

lásfüggvényei azonosak-e vagy sem. Pontosabban azon feltevést ellenőrizzük, hogy

$$\int_0^\infty F(x) dG(x) = \int_0^\infty F(x) g(x) dx = \frac{1}{2} \quad (65)$$

összefüggés fennáll-e vagy sem. A fenti képletben a két minta eloszlásfüggvényét $F(x)$ és $G(x)$ jelöli, $g(x) = G'(x)$. Ez ilyen típusú vizsgálatoknál eleendő, mivel a megbízhatósági vizsgálatoknál szóba jöhető eloszlások esetében általában jelentős minőségi különbség esetén a (65) összefüggés nem áll fenn.

Ha pl. $F(x) = 1 - e^{-\lambda x}$; $G(x) = 1 - e^{-\mu x}$ exponenciális eloszlásfüggvények, akkor (65) szerint

$$\begin{aligned} \int_0^\infty F(x) g(x) dx &= \int_0^\infty (1 - e^{-\lambda x}) \mu e^{-\mu x} dx = \\ &= 1 - \frac{\mu}{\lambda + \mu} = \frac{\lambda}{\lambda + \mu} = \frac{1}{2}, \text{ akkor és csak akkor tel-} \end{aligned}$$

jesül, ha $\lambda = \mu$.

A Wilcoxon-próba végrehajtása a következőképpen történik: Adott A és B típusból származó n , ill. m elemű mintát vizsgálunk ($n + m \geq 20$). A két mintát az élettartamvizsgálat során megfigyeljük és feljegyezzük az egyes mintaelemek elpusztulásának sorrendjét. Legyenek ezek a sorszámok a B minta elemeinél $v_1, v_2, \dots, v_m$ (vagyis pl. az első B típusú mintaelem elpusztulása előtt $v_1 - 1$ db A típusú mintaelem hibásodott meg.) Képezzük a következő mennyiséget:

$$U = v_1 + v_2 + \dots + v_m - \frac{m(m+1)}{2}. \quad (66)$$

U valószínűségi változó, amely jelenti a meghibásodási sorozatban azon (A, B) elempárok számát, amelyekben A megelőzi B -t. Ezt könnyen beláthatjuk, mivel az első meghibásodott B mintaelemet ($v_1 - 1$) A típusú, a második B mintaelemet $v_2 - 2$ A típusú, általában az i -edik meghibásodott B mintaelemet $v_i - i$ A típusú mintaelem meghibásodása előzi meg. Ezt figyelembe véve U a következő alakban írható fel:

$$U = \sum_{i=1}^m (v_i - i) = \sum_{i=1}^m v_i - \frac{m(m+1)}{2}$$

U valószínűségi változó várható értéke és szórása a következő:

$$M(U) = \frac{m \cdot n}{2}, D(U) = \sqrt{\frac{n \cdot m (m + m + 1)}{12}}. \quad (67)$$

$$U^* = \frac{U - n(U)}{D(U)} \text{ határértékben normális eloszlású}$$

valószínűségi változó, ha $n \rightarrow \infty, m \rightarrow \infty$.

Ha két gyártmánytípust hasonlítunk össze, akkor az U^* mennyiségre alsó és felső határt állapítunk meg amelyek közé adott valószínűségi szint esetén az U^* mennyiségnek esnie kell. Ha U^* a két határ közé esik, akkor a két típus között nincs lényeges eltérés. Ha U^* az alsó határnál kisebb, akkor az A típus jobb, mint a B típus. Ha U^* a felső határnál nagyobb, akkor a B típus a megbízhatóbb.

6. A gyártmány megbízhatóságának és a környezeti feltételeknek összefüggése

A megbízhatósági vizsgálatok során figyelembe kell venni a megbízhatóságnak és a környezeti feltételnek kapcsolatát. Ez két okból szükséges. Egyrészt azért, mert adott környezeti feltételek mellett végrehajtott vizsgálat eredményeiből következtetni kell más környezeti feltételek mellett működő gyártmány megbízhatóságára a gyakorlati alkalmazások során, másrészt egységes módszer kidolgozása szükséges olyan esetekben, amikor a vizsgálatok időtartama igen hosszú. (Kevés meghibásodás következett be.) Ezért célszerű ún. gyorsított vizsgálatok lefolytatása, amelyek alapján meghatározható viszonylag rövid idő alatt a gyártmány megbízhatósága.

A fenti megfontolásokból következően vizsgálat-sorozat tervet kell kidolgozni. A vizsgálat-sorozat elvégzése után a lényeges környezetparaméterek változtatásával különböző megbízhatósági (meghibásodási tényező) értékeket kapunk a gyártmányra vonatkozóan. A továbbiakban a kapott eredmények alapján kell összefüggéseket meghatározni a környezeti feltételek és a megbízhatóság között. Első feladat a legfontosabb környezeti paraméterek megadása. Ez gyártmányonként változik. Célszerű két vagy három paraméter változását vizsgálni, mivel nagyobb változó szám esetén az egyes hatások elkülönítése nagyon nehéz. Pl. híradástechnikai alkatrészek esetében a két legfontosabb paraméter a környezeti hőmérséklet és a villamos igénybevétel százalékos értéke. Második lépésként meghatározzuk, hogy a tapasztalati adatok alapján, ill. a gyártmányban lejátszódó fizikai-kémiai folyamatoknak megfelelően milyen egyszerű alakú függvénykapcsolatból induljunk ki. A függvényt transzformációkkal linearizáljuk. Végezetül a többváltozós lineáris függvény ismeretlen konstansainak meghatározására a legkisebb négyzetek módszerét alkalmazzuk.

A módszeres eljárást a következő példával illusztráljuk: Híradástechnikai alkatrészek megbízhatósági vizsgálata során feltételezzük, hogy a meghibásodási tényező a hőmérsékletnek exponenciális függvénye, a villamosterhelésnek pedig a hatványfüggvénye. Így első közelítésként a következő alakú függvénykapcsolatból indulunk ki:

$$\ln \lambda = a + b \ln W + ct, \quad (68)$$

ahol λ a meghibásodási tényező,

W a villamosterhelés százalékos értéke,

t a környezeti hőmérséklet,

a, b, c konstansok, amelyeket a legkisebb négyzetek módszerével határoznak meg.

Ha elvégezzük a következő transzformációkat

$$\ln W = x_1, \quad t = x_2, \quad \ln \lambda = y,$$

akkor

$$y = a + bx_1 + cx_2 \quad (69)$$

lineáris függvényhez jutunk.

A tapasztalati adatok alapján a legkisebb négyzetek módszerével meghatározzuk a, b, c értékeket.

A fenti módszer alkalmazásánál zavart okozott az a körülmény, hogy nem vehető figyelembe a θ meghibásodási számnak megfelelő meghibásodási tényező-érték, mivel $\log \lambda$ értéke a θ helyen $-\infty$, valamint a függő változó eloszlása eléggé eltér a normális eloszlástól, szórása nem állandó és ilyenkor a legkisebb négyzetek módszere nem adja a probléma optimális megoldását. A módszer módosítására maximum-likelihood módszert alkalmazhatjuk exponenciális eloszlás feltételezése mellett. Ekkor a likelihood függvény a következő alakú:

$$L = \prod_{i=1}^r (\lambda_i)^{v_i} e^{-\lambda_i \tau_i}, \quad (70)$$

ahol λ_i az i -edik forszírozási fokozatban (az i -edik vizsgálati feltételek esetén) a meghibásodási tényező értéke, amely feltételezés szerint a következő alakú:

$$\lambda_i = e^a + bx_{1i} + cx_{2i}, \quad (71)$$

v az i -edik fokozatban a meghibásodott darabok száma,

τ_i az i -edik fokozatban megfigyelt összes vizsgálati idő,

r a különböző vizsgálatok száma.

Ha λ_i helyébe a (71) képletnek megfelelőet értéket írjuk, (70) összefüggés a következő alakú lesz:

$$L = \prod_{i=1}^r (e^a + bx_{1i} + cx_{2i})^{v_i} e^{-e^a + bx_{1i} + cx_{2i} \tau_i}. \quad (72)$$

Vegyük (72) egyenlet mindkét oldalának logaritmusát, majd oldjuk meg a szélső érték feladatot a, b, c konstansokra vonatkozóan. Így a következő egyenlet-rendszerhez jutunk:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \ln L}{\partial a} \sum_{i=1}^r \tau_i e^{a + bx_{1i} + cx_{2i}} - \sum_{i=1}^r v_i &= 0 \\ \frac{\partial \ln L}{\partial b} = \sum_{i=1}^r \tau_i e^{a + bx_{1i} + cx_{2i}} x_{1i} - \sum_{i=1}^r v_i x_{1i} &= 0 \\ \frac{\partial \ln L}{\partial c} = \sum_{i=1}^r \tau_i e^{a + bx_{1i} + cx_{2i}} x_{2i} - \sum_{i=1}^r v_i x_{2i} &= 0. \end{aligned} \quad (73)$$

A fenti a, b, c értékek pontosabb meghatározása végett további közelítő eljárások alkalmazása lehetséges. A meghibásodási tényezőnek a fenti egyenlet alapján kapott értékére is megadhatunk konfidencia intervallumot.

7. Berendezések megbízhatósági vizsgálata

Alkatrészek megbízhatóságának ismeretében bizonyos egyszerűsítések figyelembevételével meghatározható a berendezés megbízhatósága. Két esetet különböztethetünk meg:

a) A berendezés meghibásodik, ha egy komponense meghibásodott. Ez gyakorlatilag azt jelenti, hogy a berendezésben tartalékokat nem alkalmaznak. Ha feltételezzük, hogy az egyes alkatrészek meghibásodásai egymástól független események, akkor a berendezés megbízhatósága egyenlő az egyes komponensek megbízhatóságának szorzatával. Képletben:

$$R(t) = \prod_{i=1}^n R_i(t), \quad (74)$$

ahol $R(t)$ a berendezés megbízhatósága,

$R_i(t)$ az i -edik komponens megbízhatósága.

Ha (74) mindkét oldalának logaritmusát vesszük, majd differenciáljuk mindkét oldalt t szerint, akkor a berendezés és a komponensek meghibásodási tényezői között a következő összefüggést kapjuk:

$$\lambda(t) = \sum_{i=1}^n \lambda_i(t), \quad (75)$$

ahol $\lambda(t)$ a berendezés meghibásodási tényezője, $\lambda_i(t)$ az i -edik komponens meghibásodási tényezője.

A berendezés meghibásodási tényezőjének becslött értékére vonatkozóan a konfidencia intervallum meghatározásánál nem indulhatunk ki a komponensek λ -faktorának konfidencia intervallumaiból, mert az így kapott intervallum igen tág lenne. Ezért a berendezés λ -faktor becslésének szórásnégyzetét határozzuk meg a komponensek meghibásodása függetlenségének feltételezése mellett. A szórásnégyzet a következő:

$$D^2(\hat{\lambda}) = \sum_{i=1}^l m_i^2 D^2(\hat{\lambda}_i), \quad (76)$$

ahol $D^2(\hat{\lambda})$ a berendezés λ -faktor becslésének szórásnégyzete,

$D^2(\hat{\lambda}_i)$ az i -edik komponens λ -faktor becslésének szórásnégyzete,

m_i a berendezésben az i -edik komponensből működő alkatrészek száma.

Az egyes komponensek λ -faktor szórásának becslésül a feltételes szórás becslését használjuk fel, amelyet gamma-eloszlás alapján számítjuk ki. Ha az i -edik komponens λ -faktorának becslése $\hat{\lambda}_i$, akkor a

szórásnégyzet becslése $\frac{\lambda_i^2}{k}$, ahol k jelenti a laboratóriumi

vizsgálatok folyamán az alkatrész típusból meghibásodott darabok számát. Meghatározható a berendezés megbízhatóságán és meghibásodási tényezőjén kívül az átlagos működési idő (Θ^*), amely két meghibásodás közötti működési idő várható értéke, valamint ugyancsak meghatározható az átlagos állási idő (t^*). Ezek alapján kiszámítható az ún. hibátlan működési tényező:

$$K = \frac{\Theta^*}{\Theta^* + t^*}. \quad (77)$$

b) Ha a berendezésben az egyes komponensek, vagy részrendszerek mellett tartalékokat is alkalmaznak, akkor a berendezés megbízhatósága növelhető. Ez esetben ui. a berendezés csak akkor hibásodik meg, ha egy komponens, ill. részrendszer és annak összes tartaléka meghibásodott. Ha az i -edik komponensre eső meghibásodási valószínűséget F_i -vel jelöljük, akkor F_i egyenlő az egyes tartalékok meghibásodási valószínűségének szorzatával, vagyis

$$F_i(t) = f_{i1}(t) \cdot f_{i2}(t) \cdots f_{ik}(t), \quad (78)$$

Ez esetben $k-1$ tartalékokat alkalmazunk; $f_{ij}(t)$ a j -edik tartalék meghibásodási valószínűsége. Így a berendezés meghibásodási valószínűsége:

$$F(t) = 1 - \prod_{i=1}^n [1 - \prod_{j=1}^k f_{ij}(t)]. \quad (79)$$

A berendezés megbízhatósága:

$$R(t) = \prod_{i=1}^n [1 - \prod_{j=1}^k f_{ij}(t)]. \quad (80)$$

Általában kétféle tartalékokat alkalmaznak:

b.1). Tartalékrendszer (System standby)

Ez esetben az i -edik tartalékrendszer megbízhatósága:

$$R_i(t) = \prod_{j=1}^k R_{ij}(t). \quad (81)$$

Ha m számú tartalékrendszert alkalmaznak, akkor a rendszer megbízhatósága:

$$R_S(t) = 1 - \prod_{i=1}^m F_i(t) = 1 - \prod_{i=1}^m [1 - \prod_{j=1}^k R_{ij}(t)]. \quad (82)$$

b.2). Tartalék elem (Element standby)

Ekkor a rendszer megbízhatósága:

$$R_E(t) = \prod_{j=1}^k [1 - \prod_{i=1}^m (1 - R_{ij}(t))]. \quad (83)$$

Ha $R_{ij}(t) = \bar{R}(t)$ minden i és j értékeire, akkor (82) a következő alakú:

$$R_S(t) = 1 - [1 - \bar{R}^k(t)]^m. \quad (84)$$

Fentieknek megfelelően (83) a következő alakban írható fel:

$$R_E(t) = [1 - (1 - \bar{R}(t))^m]^k. \quad (85)$$

Ha (84), ill. (85) összefüggésben k -val, ill. m -mel ∞ -hez tartunk, akkor a következő összefüggéseket nyerjük:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} R_S(t) = 0, \quad \lim_{m \rightarrow \infty} R_S(t) = 1, \quad \lim_{k \rightarrow \infty} R_S(t) = 0. \quad (86)$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} R_E(t) = 0, \quad \lim_{m \rightarrow \infty} R_E(t) = 1, \quad \lim_{k \rightarrow \infty} R_E(t) = 1. \quad (87)$$

Az előbbiekből látható, hogy nagy alkatrész darabszámú, bonyolult berendezéseknél a második módszer alkalmazása célszerűbb. A berendezések megbízhatósági vizsgálatának pontosságát javítani lehet azzal, hogy a különböző komponensek, meghibásodási valószínűségét megfelelő súlyozással vesszük figyelembe.

IRODALOM

1. B. Epstein: Statistical Life Test Acceptance Procedures I—II. Technometrics Vol. 2 No. 4 1960. 435. oldal.
2. J. Kao: A New Life Quality Measure for Electronic Tubes. Ire Trans. on Rel. 1956. ápr. 1—16 oldal.
3. Dr. Katona János: Passzív alkatrészek élettartam függvényei; az ellenőrzés és a méretezés módszerei Híradástechnika 13. 1962.
4. C. R. Knight: The Definition of Terms. Ire Trans on Rel. 1955. ápr. 34—56 oldal.
5. Sarkadi Károly: Híradástechnikai alkatrészek élettartamvizsgálatának matematikai módszerei. Híradástechnika 1963. 2. sz.
6. Vincze István: Statisztikai minőségellenőrzés. Közgazdasági és Jogi Könyvkiadó, Budapest.

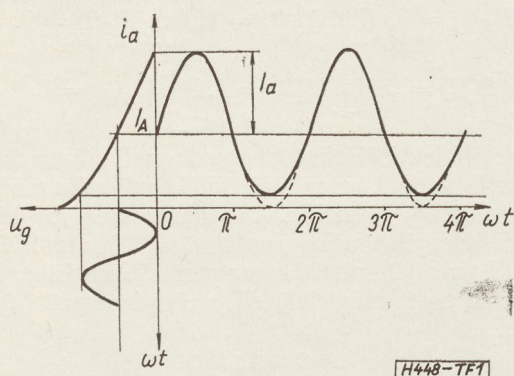
„A” osztályú erősítők tervezése

ETO 621,375,001,2

Bevezetés

Erősítők bemeneti, valamint közbenső fokozatainak tervezésénél nem vagyunk tekintettel a fokozatban fellépő váltófeszültség vagy váltóáram nagyságára, mivel ezek lényegesen kisebbek az erősítő eszközön (elektroncső, tranzisztor) mérhető egyenfeszültségnél, illetve egyenáramnál. Más a helyzet az erősítőberendezések utolsó vagy esetleg az azt meghajtó utolsó előtti fokozatnál. Ezekben a fokozatokban a váltófeszültségek, váltóáramok amplitúdója összemérhető a fokozatot működtető egyenfeszültség, illetve az egyenáram nagyságával.

E cikk keretében a valós impedanciával, „A” osztályú erősítő eszközzel működő nagyjelű teljesítmény erősítőket tárgyaljuk. Mint közismert, az ilyen beállítású erősítő eszközök bemenetét szinuszalakú feszültséggel vezérelve a kimenő (anód-, kollektor-) áram a nyugalmi értéke körül közel szimmetrikusan ingadozik. Teljes kivezérlés esetén — lineáris karakterisztikákat feltételezve a kimenő áram zérus és kétszeres nyugalmi áram között változik (1. ábra). Valóságban a kimenő áram ingadozásának szimmetriáját, illetve teljes kivezérlésnél fent megadott határokat a karakterisztikák nemlinearitása miatt csak műfogásokkal (pl. visszacsatolás) lehet biztosítani.



1. ábra

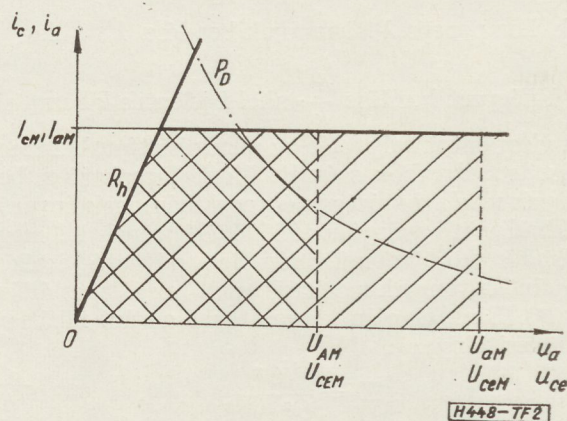
Nagyjelű erősítők méretezésénél azt kell figyelembe venni, hogy az erősítő eszköz torzításmentes és üzembiztos működéséhez a munkaponti áramot nem lehet tetszőlegesen választani, és a kivezérlési tartomány is korlátozott. A 2. ábrán keresztvonalkázással jelöltük a munkapont számára megengedett területet, egyirányú ferde vonalkázással a kivezérlés számára megengedett területet. Mindkét területet alulról a zérus egyenáram (anódáram vagy kollektor-

áram) határolja. Balról az R_h határellenállás egyenese létesít korlátot mindkét terület számára. Rácsáramba vezérelhető triódáknál, pentódáknál és tranzisztoroknál a határegyenestől balra eső területen az erősítő eszköz árama független a vezérlő elektródára kapcsolt feszültségtől, ezért ez a terület erősítésre nem használható. Rácsárammentes üzemben dolgozó triódáknál a zérus rácsfeszültségű karakterisztika adja a határellenállást, ebben az esetben a határellenállás gyakorlatilag a cső belső ellenállásával egyezik meg.

A kivezérlési tartományt felülről az erősítő eszközre megengedett I_{aM} vagy I_{cM} legnagyobb áram határozza meg. Ez csöveknél a katód maximális emissziós árama, rácsárammentes pentódáknál a zérus rácsfeszültség görbéje, tranzisztoroknál az a kollektoráram, melynél az áramerősítési tényező egy megadott érték alá csökken. A kivezérlésre megengedett területet jobbról az erősítő eszközre kapcsolható U_{aM} vagy U_{ceM} legnagyobb pillanatnyi feszültség határolja.

A munkapont elhelyezését az erősítő eszközre megengedett P_D maximális disszipáció is korlátozza. Ezt a karakterisztikákban disszipációs hiperbola jelzi. A munkapont elhelyezésére korlátként szerepelhet az erősítő eszközre kapcsolható U_{AM} , U_{CEM} legnagyobb egyenfeszültség is.

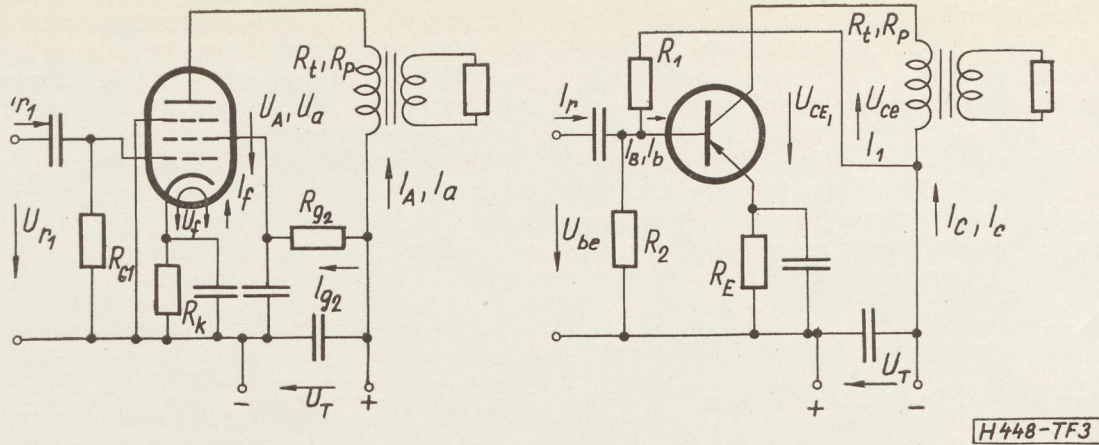
Nagyjelű teljesítményerősítőknél a cél az, hogy



2. ábra

a fokozatból lehető nagy hasznos teljesítményt vegyünk ki. Telepes készülékekben (az áramköltség miatt), vagy nagyobb teljesítményű erősítőknél (100 W felett) arra is tekintettel kell lenni, hogy a hatásfok minél nagyobb legyen. Ugyanis a hővé átalakuló veszteségi teljesítmény elvezetése nagyobb teljesítményeknél külön problémát jelent.

A nagy teljesítmény és a jó hatásfok mellett az erősítő fokozat erősítése másodrangú szempont.



3. ábra

A nagy kimenő teljesítmény, vagy a jó hatásfok érdekében megelégszünk kisebb erősítéssel is. A helyzet különösen elektroncsöveknél kedvező, ahol rácsárammentes beállításban a vezérléshez csak feszültségre, rácsáramos beállításban pedig viszonylag kis teljesítményre van szükség. Tranzisztoroknál a munkapont helyzete és a terhelő ellenállás nagysága a vezérlő teljesítményt erősen befolyásolja. Ezért tranzisztoros teljesítményerősítő fokozatoknál a vezérlő teljesítményt is figyelemmel kell kísérni a méretezés során.

Nagyjellel működő erősítők karakterisztikái nem tekinthetők lineárisnak. A görbe karakterisztikák miatt nagyjelű erősítőknél jelentős, teljes kivezélésnél 10–15% nagyságú torzítás keletkezik. A karakterisztikák nemlinearitásától a továbbiakban eltekintünk, mivel negatív visszacsatolással a torzítás olyan kis értékre csökkenthető, hogy a nemlinearitástól való eltérés a számítások pontosságát nem érinti.

Nagyjelű erősítő méretezésénél ismerni kell a kivezélést, valamint a munkapont elhelyezését korlátozó mennyiségeket. Ezekből, valamint az adott-nak tekintett egyenfeszültségből meghatározzuk:

1. mekkora I_A vagy I_C munkaponti egyenáram és R_t terhelőellenállás mellett kapjuk a legnagyobb P_{ki} hasznos teljesítményt.

2. I_A , I_C és R_t ismeretében kiszámítjuk a hatásfok, I_a , I_c váltóáram, U_a , U_{ce} váltófeszültség amplitúdó, P_d disszipált teljesítmény, P_{ki} hasznos teljesítmény stb. nagyságát.

Egy elektroncsöves és egy tranzisztoros teljesítményerősítő kapcsolását a 3. ábrán láthatjuk. Tekintve, hogy a teljesítményerősítők csak egy meghatározott terhelő ellenállásra adják le a maximális teljesítményt, és a fogyasztó ellenállás rendszerint eltér ettől az ellenállástól, a kimeneten az esetek túlnyomó részében transzformátort találunk. Az erősítő eszköz által leadott hasznos teljesítményt a transzformátor primérkapcsain kapjuk. A hasznos teljesítményt az elektroncső az anód és katód között felvett, a tranzisztor a kollektor és emitter kapcsokon felvett egyenáramú teljesítményből állítja elő.

Az erősítő eszköz működtetéséhez a fentebb definiált egyenáramú teljesítménynél nagyobb teljesítményre van szükség. A többleteljesítményt a kimenő (anód vagy kollektor) körbe kapcsolt ellenállások (kimenő transzformátor primer tekercsének ellenállása, katód-, ill. emitter-ellenállás) és a segédelektrodák (segédrács, bázis) által felvett teljesítmények adják. A 3a és 3b ábra alapján az erősítő eszköz kimenő elektródáira jutó egyenfeszültség a két kapcsolásnál:

Csöves kapcsolás

$$U_A = U_T - I_A R_P - (I_A + I_{R2}) R_k$$

Tranzisztoros kapcsolás

$$U_{CE} = U_T - I_C R_P - (I_C + I_B) R_E \quad (1)$$

Az erősítő eszköz anód- (kollektor-) hatásfoka

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{U_a I_a}{U_A I_A}$$

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{U_{ce} I_c}{U_{CE} I_C} \quad (2)$$

A kapcsolás működtetéséhez szükséges teljesítmény

$$P = U_T (I_A + I_{R2}) + \frac{1}{2} U_f I_f + \frac{1}{2} U_{r1} I_{r1}$$

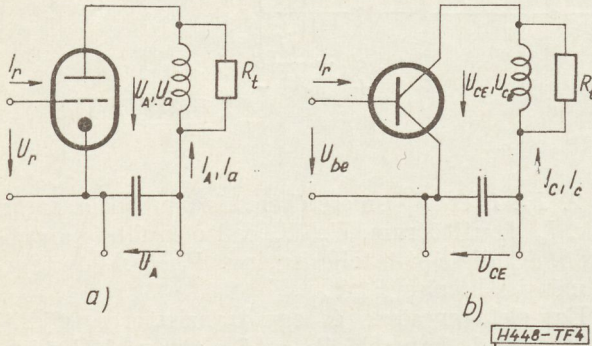
$$P = U_T (I_C + I_1) + \frac{1}{2} U_{be} I_b \quad (3)$$

Így a kapcsolás teljes hatásfoka

$$\eta = \frac{P_{ki}}{P} = \frac{\frac{1}{2} U_a I_a}{U_T (I_A + I_{R2}) + \frac{1}{2} U_f I_f + \frac{1}{2} U_{r1} I_{r1}}$$

$$\eta = \frac{\frac{1}{2} U_{ce} I_c}{U_T (I_C + I_1) + \frac{1}{2} U_{be} I_b} \quad (4)$$

A következőkben a hatásfokon mindig a (2) egyenlet által definiált hatásfokot fogjuk érteni. Ez a hatásfok jellemző az erősítő beállítására. Ezért a teljesítményerősítők elvi összefüggéseinek megállapításához elegendő, ha a 4. ábra egyszerűsített kapcsolásai-val foglalkozunk. Az összefüggéseket, elektroncsőre, tehát a 4a ábrára fogjuk felírni, a két ábra egybevetésével könnyen megállapíthatóak az egymásnak megfelelő elektromos mennyiségek, így összefüggéseinket a tranzisztorokra is használni lehet.

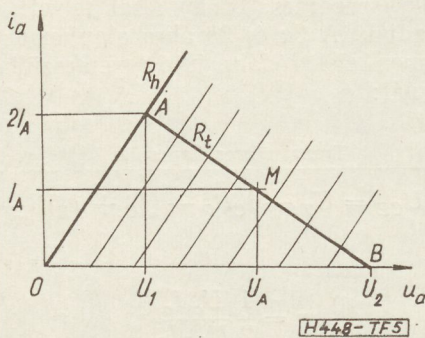


4. ábra

Általános összefüggések

A továbbiakban a következő eseteket fogjuk részletesebben megvizsgálni:

1. Az erősítő eszköznek sem árama, sem disszipációja nincs korlátozva.
2. Az erősítő eszköz árama nem léphet túl egy meghatározott maximális értéket.
3. Az erősítő eszközön hővé átalakuló teljesítmény nem léphet túl egy meghatározott maximális értéket.
4. Mind az erősítő eszközön átfolyó áram pillanatnyi értéke, mind a rajta hővé átalakuló teljesítmény (disszipáció) korlátozva van.



5. ábra

Vizsgáljuk meg először azt, hogy milyenek a viszonyok az erősítő eszközben tetszőleges nagyságú R_t terhelő ellenállás esetén. Az 5. ábrán egy elektroncső anódfeszültség-anóddáramkarakteristikáját látjuk. Az R_h határellenállást a vastagabban kihúzott karakterisztika jelzi. Legyen az elektroncsőre kapcsolt anód egyenfeszültség U_A , a csővön átfolyó egyenáram I_A , e kettő meghatározza az M munkapontot. A munkaponton a külső R_t terhelő

ellenállásnak megfelelő hajlásszögű munkaegyenes halad keresztül. Az elektroncső nyilvánvalóan akkor vezérelhető ki legjobban, ha az M munkapont a munkaegyenes AB szakaszának a közepére esik. Ebben az esetben teljes kivezérléskor az anódfeszültség pillanatnyi értéke U_1 és U_2 között, míg az anóddáram a nyugalmi egyenáram kétszerese és zérus között változik. Szinuszalakú vezérlésnél tehát az anóddáram váltó-összetevőjének amplitúdója megegyezik az anódegyenárammal:

$$I_a = I_A \quad (5)$$

Ezt az összefüggést felhasználva az anódváltó feszültség amplitúdójára írható a következő:

$$U_a = I_a R_t = I_A R_t \quad (6)$$

A 3., valamint 4. ábrák mérőirányainak figyelembevételével a bal oldalra $-U_a$ -t kellene írni. Összefüggéseinkben U_a abszolút értékére lesz szükség. Az írásmód egyszerűsítése érdekében a továbbiakban U_a -n annak abszolút értékét értjük.

Az anódegyenfeszültség teljes kivezérlésnél az anódváltófeszültség amplitúdójából és az úgynevezett maradékfeszültségből tehető össze:

$$U_A = U_1 + U_a \quad (7)$$

A maradékfeszültség

$$U_1 = 2I_A R_h \quad (8)$$

A (6) és (8) egyenletet behelyettesítve a (7)-be

$$U_A = I_A(2R_h + R_t) \quad (9)$$

A (9) egyenletből a terhelő ellenállás ismeretében a munkaponti anódegyenáramot minden további nélkül számíthatjuk:

$$I_A = \frac{U_A}{2R_h + R_t} \quad (10)$$

Amennyiben nem a terhelő ellenállás, hanem a munkaponti anódegyenáram az ismert, akkor a terhelő ellenállás számítható:

$$R_t = \frac{U_A}{I_A} - 2R_h \quad (11)$$

A (11) egyenlet csak akkor ad pozitív terhelő ellenállást, ha

$$\frac{U_A}{I_A} > 2R_h$$

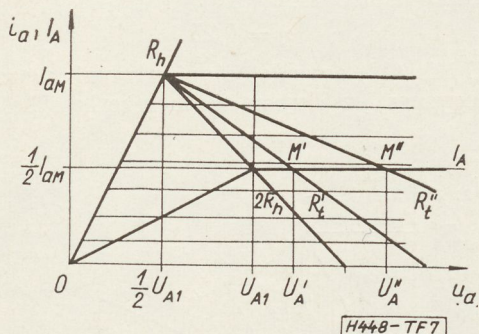
Ez a feltétel a gyakorlatban helyes méretezés esetén mindig teljesül. Az anód váltófeszültség az (5) és (10) egyenletek felhasználásával

$$U_a = I_a R_t = U_A \frac{R_t}{2R_h + R_t} \quad (12)$$

A (10) és (12) egyenletekből az (5) egyenlet felhasználásával a cső által leadott hasznos teljesítmény

$$P_{ki} = \frac{1}{2} U_a I_a = \frac{1}{2} U_A^2 \frac{R_t}{(2R_h + R_t)^2} \quad (13)$$

Ebben az esetben a cső kivezérlési tartományát a határellenállás ferde egyenese és a maximális áram vízszintes egyenese korlátozza (7. ábra). Mindaddig, amíg az anódfeszültség olyan kicsiny, hogy a hozzátartozó egyenáram nem haladja meg a csőre megengedett maximális áramnak a felét, a méretezés az előző fejezetben ismerttetetteknek megfelelően történik.



7. ábra

Az anódfeszültség növelésével elérünk egy olyan U_{A1} anódfeszültséghez, melynél a (18) egyenlet szerint beállított munkaponti anódegyenáram a csőre megengedett maximális áram felével egyenlő.

$$I_A = \frac{1}{2} I_{AM} = \frac{U_{A1}}{4R_h} \quad (23)$$

Ebből az az anódfeszültség, melynél kisebb anódfeszültségeknél a már ismert méretezési eljárás követhető:

$$U_{A1} = 2I_{AM}R_h \quad (24)$$

Ez a feszültség épp kétszerese a határellenállás és a maximális anódáram metszéspontjához tartozó anódfeszültségnek. Ha az anódfeszültség nagyobb ennél a kritikus anódfeszültségnél,

$$U_A > U_{A1}$$

a méretezésnél abból kell kiindulni, hogy a munkaponti anódegyenáram a csőre megengedett maximális anódáramnak a fele

$$I_A = \frac{1}{2} I_{AM} \quad (25)$$

legyen.

A váltóáram amplitudója természetesen most is megegyezik a munkaponti egyenárammal

$$I_a = I_A \quad (26)$$

A terhelő ellenállás a (11) és (23) egyenlet felhasználásával:

$$R_t = 2 \frac{U_A}{I_{AM}} - 2R_h = 2R_h \left(2 \frac{U_A}{U_{A1}} - 1 \right) \quad (27)$$

Az anódváltófeszültség amplitudója a (12) és (27) egyenlethez

$$U_a = U_A \left(1 - \frac{1}{2} \frac{U_{A1}}{U_A} \right) \quad (28)$$

A kimenő teljesítmény

$$P_{ki} = \frac{1}{2} I_a^2 R_t = P_{aM} \left(2 \frac{U_A}{U_{A1}} - 1 \right) \quad (29)$$

ahol

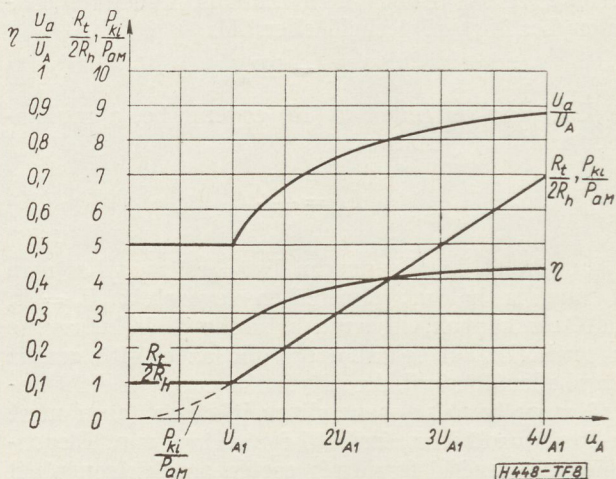
$$P_{aM} = \frac{1}{4} I_{aM}^2 R_h$$

És végül a hatásfok

$$\eta = \frac{P_{ki}}{P_A} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{U_{A1}}{U_A} \right) \quad (30)$$

A munkapontnak és a munkaegyenest a szerkesztését ugyancsak a 7. ábrán láthatjuk. Az U_{A1} -nél kisebb anódfeszültséghez tartozó munkapontok és munkaegyenese megismerésével már foglalkoztunk, ezt nem kell megismételünk.

U_{A1} -nél nagyobb anódfeszültségeknél a munkapont $\frac{1}{2} I_{AM}$ vízszintesen fekszik. A munkaegyenes úgy szerkeszthető meg, hogy a munkaponton, valamint a határellenállásnak és a maximális anódáramnak a metszéspontján keresztül egyenest húzunk. A 7. ábrából jól látható, hogy ebben a tartományban az anódfeszültség növelésével a munkaegyenes hajlásszöge az anódfeszültségtengellyel (a hegyesszögű oldalon mérve) csökken, azaz a munkaellenállás nagysága növekszik. Jól áttekinthető formában tartalmazza a fontosabb mennyiségek változását az anódfeszültség függvényében a 8. ábra. Itt a terhelő ellenállásnak, az anódváltófeszültségnek és a kimenő teljesítménynek a viszonylagos értékeit, valamint a hatásfokot ábrázoltuk.



8. ábra

Jól látható, hogy a U_{A1} feszültség fölött a terhelő ellenállás az anódfeszültséggel lineárisan, a hatásfok és a relatív anódfeszültség egy hiperbola mentén növekszik, melyeknek az aszimptótája a hatásfoknál 0,5, a relatív anódváltó feszültségnél az egység. Végül tartalmazza az ábra a relatív kimenő teljesítményt, amely a kritikus feszültség alatt négyzetesen arányos az anódfeszültséggel (szaggatott görbe), fölött pedig lineárisan függ az anódfeszültségtől. Az U_{A1} helyen e két görbe közötti átmenet törésmen-

Tervezés a határellenállás és a legnagyobb megengedhető disszipáció figyelembevételével

A gyakorlatban teljesítményerősítők méretezésénél gyakran figyelembe kell venni azt is, hogy az erősítő eszközben hővé átalakuló teljesítmény korlátozott. Az erősítő eszközben hővé átalakuló teljesítmény A osztályú erősítőknél a vezérletlen állapotban a legnagyobb. Ugyanis az erősítő eszköz által felvett egyenáramú teljesítmény független a kivezérés nagyságától, tehát az erősítő eszközben hővé átalakuló teljesítmény akkor a legnagyobb, ha a kimeneti teljesítmény zérus.

Vizsgáljuk a következőkben meg azt az esetet, amikor a munkapont elhelyezését a határellenállás mellett a csőre megengedett legnagyobb anóddisszipáció szabja meg.

Az üzembiztos működés érdekében a cső anódján hővé átalakuló legnagyobb teljesítmény nem haladhatja meg a csőgyárak által megadott maximális értéket:

$$P_{dM} < P_D$$

Az előzőek értelmében a csővön hővé átalakuló teljesítmény vezérlés nélkül a legnagyobb és ekkor a cső által felvett anód egyenteljesítménnyel egyenlő:

$$P_a = \frac{U_A^2}{4R_h} \leq P_D$$

Mindaddig, míg a cső által felvett egyenáramú teljesítmény kisebb a csőre megengedett disszipációs teljesítménynél, erősítő méretezése a határellenállás figyelembevételével történik. Egy meghatározott U_{A2} anódfeszültségnél a cső egyenáramú teljesítménye eléri a P_D teljesítményt. Ez a kritikus anódfeszültség

$$P_D = \frac{U_{A2}^2}{4R_h}$$

egyenletből átrendezéssel kapható

$$U_{A2} = 2\sqrt{P_D R_h} \quad (32)$$

Ha az anódfeszültség meghaladja a U_{A2} feszültséget, akkor a munkaponti anóddáramot a csőre megengedett disszipációs teljesítmény figyelembevételével kell meghatározni, tehát a munkaponti anóddáram:

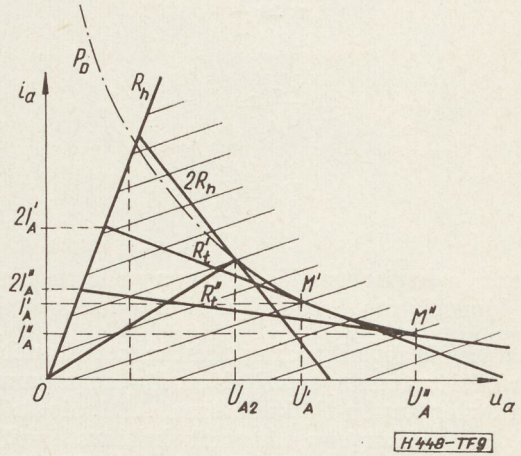
$$I_A = \frac{P_D}{U_A} \quad (33)$$

A munkaponti anóddáram ismeretében a terhelő ellenállás:

$$R_t = \frac{U_A}{I_A} - 2R_h = 2R_h \left[2 \left(\frac{U_A}{U_{A2}} \right)^2 - 1 \right] \quad (34)$$

A munkapont és a munkaegyes szerkesztését a 9. ábrán látjuk. U_{A2} feletti anódfeszültségnél a munkapont a disszipációs hiperbólán fekszik. A munkapont a munkaegyes egyik pontja, a munkaponti anóddáramnak a kétszeresét felmérve az anóddáram tengelyre és azt a határellenállás egyenesére vetítve kapjuk a munkaegyes másik pontját. Jól látható, hogy az anódfeszültség növekedésével a munkaegyes hajlásszöge csökken, vagyis a munkaellenállás növekszik.

Itt hívjuk fel a figyelmet arra, hogy a munkapont semmi esetre sem eshet a disszipációs hiperbólától jobbra eső térrészbe. A munkaegyes azonban metszheti a hiperbólát, tehát kivezérés közben az átlagos disszipációnál nagyobb teljesítmény is felléphet a cső anódján. A kivezérés közben fellépő átlagos disszipáció feltétlenül kisebb lesz a kivezérés nélküli disszipációnál, mivel az állandó felvett egyenáramú teljesítményből a kimenő teljesítmény levonódik.



9. ábra

A terhelő ellenállás ismeretében az anódváltófeszültség amplitúdója

$$U_a = U_A \frac{R_t}{2R_h + R_t} = U_A \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{U_{A2}}{U_A} \right)^2 \right] \quad (35)$$

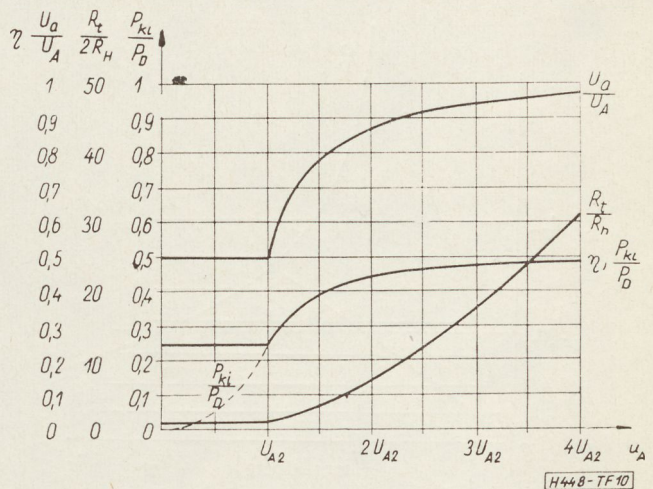
A leadott hasznos teljesítmény

$$P_{ki} = \frac{1}{2} U_a I_a = \frac{1}{2} P_D \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{U_{A2}}{U_A} \right)^2 \right] \quad (36)$$

És végül a hatásfok $P_A = P_D$ felhasználásával

$$\eta = \frac{P_{ki}}{P_A} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{U_{A2}}{U_A} \right)^2 \right] \quad (37)$$

A hatásfoknak az anódváltófeszültség relatív amplitúdójának, a relatív terhelő ellenállásnak és a relatív kimenő teljesítménynak az anódegyenfeszültségtől való függését a 10. ábrán láthatjuk. Az ábrából



10. ábra $\left(\frac{R_t}{R_h} \right)$ helyesen $\frac{R_t}{2R_h}$

jól látható, hogy a hatások, a kimenő teljesítmény és az anódfeszültség relatív értéke gyorsan közelíti meg aszimptotájukat. Az U_{A2} feszültségnél lényegesen nagyobb anódfeszültségekre az alábbi közelítő összefüggések érvényesek

$$R_t \approx 4R_h \left(\frac{U_A}{U_{A2}} \right)^2 = \frac{U_A^2}{P_D} \quad (38)$$

$$\eta \approx \frac{1}{2} \quad (39)$$

$$\frac{U_a}{U_A} \approx 1 \quad (40)$$

$$P_{ki} \approx \frac{1}{2} P_D \quad (41)$$

Tervezés a határellenállás, a legnagyobb megengedhető kimenőáram és disszipáció figyelembevételével

Befejezésül foglalkozzunk azzal az esettel amikor a kivezérlési tartományt az R_h és az I_{aM} , míg a munkaponti tartományt a P_D korlátozza. A 11. ábrából látható, hogy ekkor egy harmadik kritikus feszültség határozható meg: az U_{A3} . Ennek a feszültségnek a meghatározásához a következő egyenlőséget lehet felírni

$$\frac{1}{2} I_{aM} U_{A3} = P_D,$$

amiből

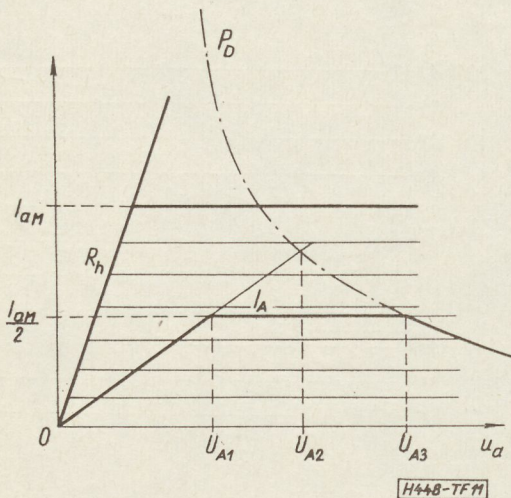
$$U_{A3} = 2 \frac{P_D}{I_{aM}} \quad (42)$$

Ezek szerint egy erősítő eszközt teljesítményerősítésnél általában három kritikus feszültség jellemző. Foglaljuk össze e feszültségeket:

$$U_{A1} = 2 I_{aM} R_h \quad (24)$$

$$U_{A2} = 2 \sqrt{P_D R_h} \quad (32)$$

$$U_{A3} = 2 \frac{P_D}{I_{aM}} \quad (42)$$



11. ábra

Ha az erősítő eszköz feszültsége nem haladja meg az első kritikus feszültséget, azaz

$$U_A < U_{A1}$$

akkor a következő összefüggések érvényesek;

$$R_t = 2R_h \quad (17)$$

$$I_A = \frac{U_A}{4R_h} \quad (18)$$

$$P_{ki} = \frac{U_A^2}{16R_h} \quad (20)$$

$$\eta = 0,25 \quad (22)$$

Ha az erősítő eszköz működtető feszültsége

$$U_{A1} < U_A < U_{A3}$$

akkor a tervezésnél felhasznált összefüggések:

$$I_A = \frac{1}{2} I_{aM} \quad (25)$$

$$R_t = 2R_h \left(2 \frac{U_A}{U_{A1}} - 1 \right) \quad (27)$$

$$P_{ki} = P_{aM} \left(2 \frac{U_A}{U_{A1}} - 1 \right) \quad (29)$$

$$\eta = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{U_A}{U_{A1}} \right) \quad (30)$$

Végül, ha a működtető feszültség nagyobb a U_{A3} feszültségnél

$$U_A > U_{A3}$$

akkor

$$I_A = \frac{P_D}{U_A} \quad (33)$$

$$R_t = 2R_h \left[2 \left(\frac{U_A}{U_{A2}} \right)^2 - 1 \right] \quad (34)$$

$$P_{ki} = \frac{1}{2} P_D \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{U_{A2}}{U_A} \right)^2 \right] \quad (36)$$

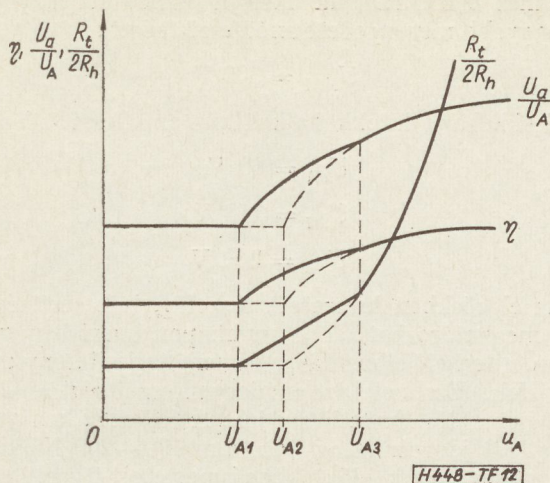
$$\eta = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{U_{A2}}{U_A} \right)^2 \right] \quad (37)$$

A hatások, az anódváltó feszültség relatív amplitúdója és a relatív terhelő ellenállás anódegyenfeszültségtől való függését a 12. ábrán láthatjuk. Megjegyzendő, hogy ez esetben az U_{A2} csak mint számítási paraméter szerepel, a méretezés szempontjából eltérően kezelendő feszültségtartományukat U_{A1} és U_{A3} választja el egymástól. U_{A2} -ről különben könnyen kimutatható, hogy

$$U_{A2} = \sqrt{U_{A1} U_{A3}}$$

Amennyiben

$$U_{A1} > U_{A3}$$



12. ábra

ami a (24) és (42) egyenletek felhasználásával még a következőképpen is írható:

$$I_{aM} > \sqrt{\frac{P_D}{R_h}}$$

az áramkorlátozást nem kell figyelembe venni.

Az erősítő tervezésénél figyelembe kell venni az erősítő eszközök megengedett legnagyobb feszültségét is. A részletesebb számítások helyett elegendő, ha a következőket jegyezzük meg. Teljes kivezérlésnél az erősítő eszközön fellépő legnagyobb pillanatnyi feszültség, az egyenfeszültség és a váltófeszültség amplitúdójának az összege. Tekintve, hogy a 8. és 10. ábra szerint a váltófeszültség amplitúdójának és az egyenfeszültségnek hányadosa nem haladja meg az egyet, az erősítő eszközön fellépő legnagyobb pillanatnyi feszültség nem haladja meg az egyenfeszültség kétszeresét. Ez a megállapítás tetszőleges alakú vezérlő feszültség esetén is érvényes, ha a terhelő impedancia valós. A csőkatalógusokban legtöbbször a legnagyobb egyenfeszültség van megadva.

Az eddig ismertetett összefüggések gyakorlati alkalmazását néhány példán mutatjuk be.

Példák

Első példaként vizsgáljuk meg az ECC 81 kettős trióda egyik rendszerének üzemi viszonyait. A cső anódfeszültség anódáramkarakterisztikáját a 13. ábrán láthatjuk, emellett a csőkatalógusban még a következő adatok szerepelnek:

$$P_D = 2,5 \text{ W} \quad I_{KM} = 15 \text{ mA}$$

$$U_{AM} = 300 \text{ V} \quad R_b = 11 \text{ kohm}$$

A csövet rácsárammentes üzemben kívánjuk működtetni, ezért a kivezérlés határát a zérus rácsfeszültségű karakterisztika szabja meg. Ennek a karakterisztikának a meredekségére épp a belső ellenállás a jellemző, tehát ebben az esetben rácsárammentes üzemben működő triódáknál a határellenállás a belső ellenállással egyenlő. A csőkatalógus a legnagyobb megengedett katódegyenáramot adja meg. Rácsárammentes üzem miatt ez egyenlő a legnagyobb

megengedett anódegyenárammal. Ennek kétszerese a cső maximális anódárama. Fentiek alapján tehát a kritikus feszültségek kiszámításához szükséges adatok a következők:

$$R_h = R_b = 11 \text{ kohm}$$

$$P_D = 2,5 \text{ W}$$

$$I_{aM} = 2 \cdot I_{KM} = 30 \text{ mA}$$

A kritikus feszültségek rendre a következők:

$$U_{a1} = 2I_{aM}R_h = 660 \text{ V}$$

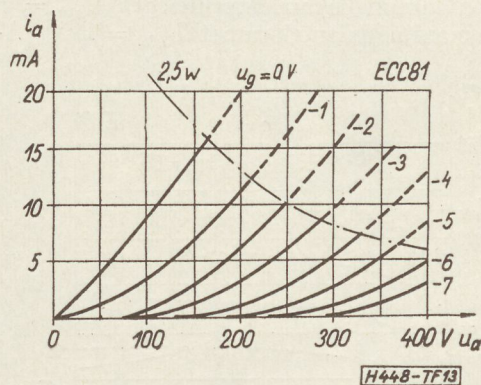
$$U_{A2} = 2\sqrt{P_D R_h} = 332 \text{ V}$$

$$U_{A3} = 2\frac{P_D}{I_{aM}} = 167 \text{ V}$$

Mint látható, U_{A1} nagyobb, mint U_{A3} . Ez azt jelenti, hogy az anódáramkorlátozást nem kell figyelembe venni és a méretezést a határellenállás és a legnagyobb megengedett disszipáció figyelembevételével kell végrehajtani. Ez egyébként a

$$\sqrt{\frac{P_D}{R_h}} = 15 \text{ mA} < I_{aM}$$

egyenlőtlenségből is kiderül.



13. ábra

Tekintve, hogy a U_{A2} feszültség nagyobb, mint a csőre megengedett legnagyobb egyenfeszültség, a gyakorlatban a disszipációkorlátozás figyelembevételére sem kerül sor. Így minden további nélkül alkalmazhatjuk az első eset eredményeit, mely szerint

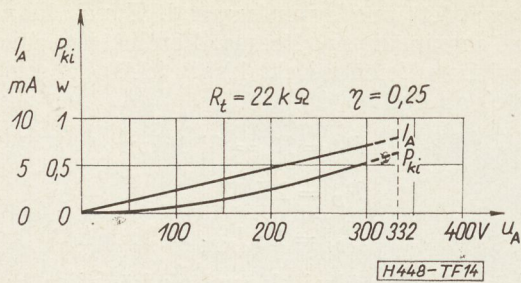
$$\text{a cső terhelő ellenállása } R_t = 2R_h = 22 \text{ k}\Omega$$

$$\text{a hatásfok } \eta = 0,25$$

$$\text{anód egyenáram } I_A = \frac{U_A}{4R_h} = 2,27 \cdot 10^{-5} \cdot U_A$$

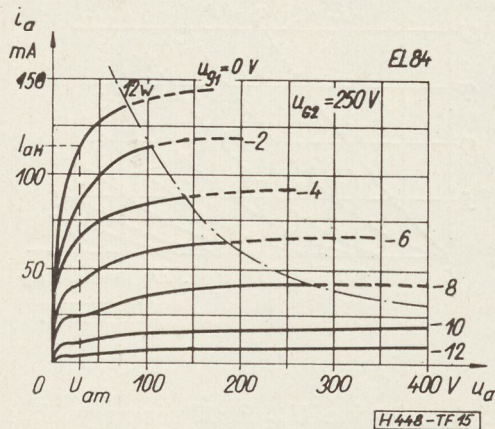
$$\text{kimenő teljesítmény } P_{ki} = \frac{U_A^2}{16R_h} = 5,68 \cdot 10^{-6} \cdot U_A^2$$

Két utóbbi mennyiséget az anódegyenfeszültség függvényében a 14. ábra ábrázolja. 300 V felett a görbéket szaggatott vonallal húzzuk ki, annak a jelzésére, hogy ebben a tartományban a cső már nem működtethető.



14. ábra

A következő példánkban egy EL 84 pentódával működő teljesítményerősítő üzemi viszonyait határozzuk meg. Az anódfeszültség — anódáram karakterisztikát a 15. ábrán láthatjuk. Ennél a csőnél a határellenállást a karakterisztikák alacsony anódfeszültségnél történő levágása okozza, a maximális megengedett anódáramot rácásárammentes üzemben a zérus rácfszfeszültség karakterisztika jelzi. A karakterisztikából azonnal látható, hogy a maximális anódáram nem határozható meg egyértelműen, mivel zérus rácsegyenfeszültség mellett az anódáram különösen kis anódfeszültségeknél az anódfeszültségtől is függ. Ilyen esetben célszerű a következőképpen eljárni. Tudjuk azt, hogy a maximális anódáram a minimális anódfeszültséggel egyidőben lép fel. Válasszuk a minimális anódfeszültséget $U_{am} = 30$ V-nak és a maximális anódáramot $I_{aM} = 115$ mA-nak.



15. ábra

Ez a két érték a zérus rácfszfeszültségű karakterisztikának kb. a könyökében van. A továbbiakban a határellenállást a felvett feszültség és áram hányadosaként defináljuk, míg a maximális anódáramot a felvett érték határozza meg. Így a kritikus feszültség meghatározásához szükséges adatok a következők:

a határellenállás:

$$R_h = \frac{U_{am}}{I_{aM}} = \frac{30}{0,115} = 260 \Omega$$

a legnagyobb anóddisszipáció:

$$P_D = 12 \text{ W}$$

a legnagyobb anódáram:

$$I_{aM} = 0,115 \text{ A}$$

Ehhez hozzáírhatjuk még a csőkatalógusból a legnagyobb megengedett anódfeszültséget:

$$U_{AM} = 300 \text{ V}$$

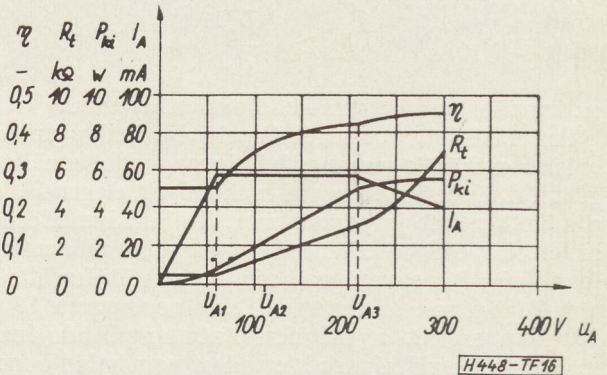
Ezekkel az adatokkal a kritikus anódfeszültségek:

$$U_{A1} = 60 \text{ V}$$

$$U_{A2} = 112 \text{ V}$$

$$U_{A3} = 209 \text{ V}$$

Az előzőekben levezetett összefüggések segítségével meghatározhatóak a munkaponti anódegyenáram, a terhelő ellenállás, a kimenő teljesítmény és a hatásfok. Ezeknek az anódegyenfeszültségtől való függését a 16. ábrán láthatjuk. A teljesség kedvéért meg kell jegyezni, hogy az ábra 150—200 V alatti tartománya csak előzőekben ismertetett összefüggések bemutatására alkalmas. Nem valószínű ugyanis a gyakorlatban, hogy 250 V-os segéd rácfszfeszültség mellett 100 V vagy annál kisebb anódegyenfeszültséget használunk.

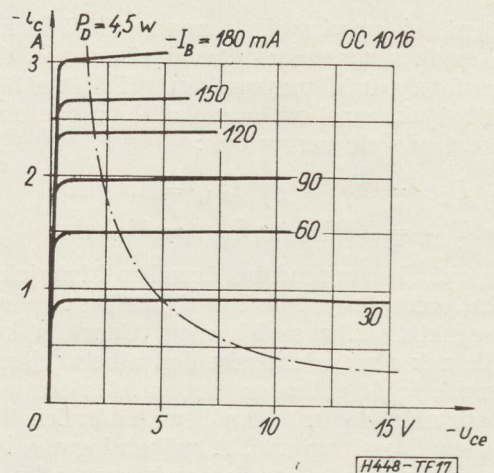


16. ábra

Befejezésül a OC 1016 tranzisztor adatait dolgozzuk fel. A tranzisztor kollektor-emitter feszültség-kollektoráram karakterisztikáit a 17. ábrán láthatjuk. Szükségünk lesz még a következő adatokra:

$$- U_{CEM} = 15 \text{ V} \quad T_{krM} = 75^\circ \text{C}$$

$$- I_{CM} = 3,0 \text{ A} \quad K_A = 4,5^\circ \text{C/W}$$



17. ábra

A disszipációs teljesítmény számításához tételezzük fel azt, hogy a környezeti hőfok

$$T_{\text{körny}} = 55^\circ\text{C}$$

Ebből a disszipációs teljesítmény

$$P_D = \frac{T_{\text{krM}} - T_{\text{körny}}}{K_A} \approx 4,5 \text{ W}$$

A maximális megengedett kollektoráramot fentebb már megadtuk.

A határellenállás a rossz leolvashatóság miatt csak pontatlanul állapítható meg a karakterisztikából. A tranzisztorkatalógus rendszerint megad egy feszültség-áramkettőt, melyből az számítható. Esetünkben 0,4 V-hoz 3 A áram tartozik. Ebből a határellenállás

$$R_h = \frac{0,4}{3} = 0,166 \Omega$$

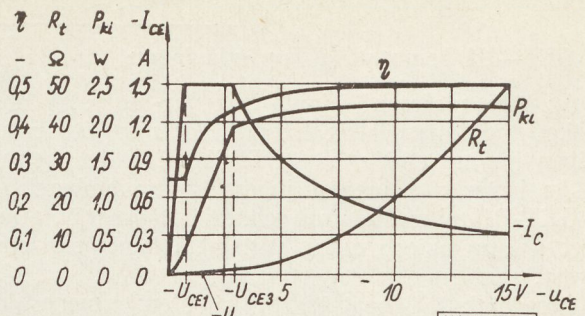
Kritikus feszültségek:

$$-U_{CE1} = 2(-I_{CM})R_h = 0,8 \text{ V}$$

$$-U_{CE2} = 2\sqrt{P_D R_h} = 1,55 \text{ V}$$

$$-U_{CE3} = 2\frac{P_M}{I_{CM}} = 3 \text{ V}$$

A feszültség ismeretében számítható a munkaponti kollektoráram, terhelő ellenállás, kimenő teljesít-



18. ábra

mény és a hatásfok, melyeknek a kollektor emitter-feszültségtől való függését a 18. ábrában mutatjuk.

A három most tárgyalt példa erősítője összehasonlítva a következő többé-kevésbé általánosítható következtetést lehet levonni. A maximális üzemi feszültséghez viszonyítva, a trióda kritikus feszültségei a legnagyobbak. Triódnál legtöbbször az áramkorlátozást nem is kell figyelembe venni és a kritikus feszültség a legnagyobb anódegyenfeszültség tartományában van. Pentódák és tranzisztorok kritikus feszültségei lényegesen alacsonyabban vannak, az áramkorlátozást figyelembe kell venni, és mindkettőnek, de különösen a tranzisztornak a hatásfoka nagyon jól megközelíti az elméletileg elérhető 0,5 legnagyobb hatásfokot.

SZEMLE

Sugárzások hatásainak vizsgálatára az AEG cég nagy feloldóképességgel rendelkező elektron-paramágneses rezonancia spektrométert fejlesztett ki, amelyet a Justus Liebig Egyetem biofizikai intézete fog használni (Elektronik, 1964. április).

A berendezés lehetővé teszi elektronok abszorpciós vonalainak vizsgálatát, maximálisan 11 000 Oe erősségű mágneses térben 3 cm-es hullámhossznál.

A homogén, időben és térben konstans mágneses tér előállítására kétfajta mágneset lehet tetszős szerint alkalmazni, amelyek pólustávolsága 20, ill. 12 cm, légrése 6, ill. 2,5 cm.

A készülék érzékenysége lehetővé teszi $2 \cdot 10^{11}$ elektronnak 0,4 ml térfogatban történő kimutatását.

A hőmérsékletet szabályozó berendezés 90°K és 650°K között beállíthatóvá teszi a vizsgált anyag hőfokát.

*

Számos mérgező gáz veszélyességét növeli, hogy mire az emberi szaglószervekkkel észlelni lehet, már elkészt a segítség.

Az Electronics World 1964. májusi száma hírt ad arról, hogy a Honeywell cég (USA) szagra érzékeny elektronikus detektáló készüléket fejlesztett ki, amely kimutat 10–40% gáztartalmat a levegőben, és ha az egy beállítható szintet túllép, riasztójelet szolgáltat.

A berendezés különböző gázokra érzékeny, így pl. jelzi a benzingőz, lakk, ammónia, könnygáz és egyes savak jelenlétét.

Legelőször a száraz-tisztítóberendezésekben alkalmazott perchloretilén nevű mérgezőgáz kimutatására használták fel. A készülék működése azon az elven alapul, hogy az egyes gázok különböző mértékben abszorbeálják az ultraibolya sugárzást.

Az ultraibolya fényforrásból jövő sugarak a levegőn áthaladva a különleges detektor csőbe jutnak. Ha a levegő

gázszennyezést tartalmaz, az ultraibolya fény egy része elnyelődik, a detektor észleli a csökkenést és riasztójelet ad, vagy bekapcsolja a szellőzést.

*

Az UK2 angol–amerikai kísérleti műbolygót ismerteti röviden a British Communication & Electronics 1964. májusi száma.

Az UK2 henger alakú, 2 láb átmérőjű, 3 láb magas és 150 fontot nyom.

Pályájára jutva csápként nyúlnak ki belőle a napelemek és a különféle antennák.

A műbolygó kilövésére a NASA Scont nevű rakétáját fogják felhasználni.

A kísérlet egyik célja a felső ionoszféra tanulmányozása és a Tejútrendszer zajainak a 0,75–3 MHz-es sávban történő vizsgálata.

További feladat a földi atmoszférában az ózon vertikális eloszlásának meghatározása. A műbolygóval egyes kiválasztott hullámhosszakon mérni fogják az ózon elnyelési régiókban a Nap sugárzását a Föld árnyékába való belépésekor és annak elhagyásakor.

Végül optikai úton vizsgálni kívánják a mikrometeorit becsapódások mennyiségét is.

*

Amerikai közlések szerint a Rand International Inc. mozgó alkatrészek nélküli elektrosztatikus hangszórót fejlesztett ki (Internationale Elektronische Rundschau 1964. 3.).

A hangszórórendszer 15 000 V-os előfeszültséggel dolgozik, amelyre $\pm 1000 \text{ V}$ hangfrekvenciás feszültséget szuperponálnak.

A működési elv részletei még nem ismertek. Feltételezik, hogy a levegő mereven álló elektrodák között a dielektrikumban létrejövő elektromos térerő és elektrostrikió hatására jön rezgésbe.

A GET—B1 bemutatása Jugoszláviában

Az öröndetesen fejlődő magyar-jugoszláv kereskedelmi kapcsolatok további kiterjesztése érdekében június elején a METRIMPEX két bemutatón ismertette meg a jugoszláv szakemberekkel a GET-B1 mikrohullámú geodéziái távmérőt, amelyet a Finommechanikai Vállalat főként exportra gyárt.

Olvasóink tájékoztatására röviden ismertetjük ennek az érdekes műszernek jellemzőit, amely a korszerű geodézia pontossági és gazdaságossági igényeit nagymértékben kielégíti.

A mérési elv: az elektromágneses hullámok futási idejének mérése fázismérésre visszavezetve.

A műszer fő- és ismétlőállomása egy-egy mikrohullámú adó-vevőt tartalmaz, amely 3000 MHz környezetében hangolható. Mindkét állomás vívőhulláma különböző kvarcfrekvenciákkal frekvenciában modulálható. A főállomáson végzett fázismérések eredményeiből a moduláló frekvenciák célszerű megválasztása következtében könnyen meghatározható a kétirányú terjedés futási ideje. A műszerhez tartozó meteorológiai műszerek adataiból a levegő törésmutatója, ennek segítségével pedig a távolság számítható.

A mérhető távolság 0,2 ... 50 km; a pontoság normális meteorológiai és terjedési viszonyok

esetén 5 cm alaphiba + km-ként 0,3 cm távolság-arányos hiba. Egy-egy állomás súlya 18 kg, a táplálás 6 V-os akkumulátorról történik, az áramfelvétel max. 10A. A rendszer az állomások között távbeszélő összeköttetést is biztosít.

A bemutatók megszervezését a METRIMPEX jugoszláviai képviselője, a MERKUR külkereskedelmi vállalat végezte Váradi Emilnek, a belgrádi Metrimpex-szervíz vezetőjének segítségével.

Az első bemutatót június 1-én a VIII. belgrádi műszaki vásár területén tartottuk. Ezen kb. 30 meghívott szakember vett részt. A másodikat, amelynek megszervezésében tevékenyen részt vett M. Dordevic professzor is, június 6-án tartottuk egy Belgráddhoz közeli geodéziái alapon. Itt a rosszabb közlekedési viszonyok ellenére közel 40 geodéta szakember jelent meg. Annak ellenére, hogy a hullámos terep a végpontok közötti optikai átlátást is alig tette lehetővé, tehát a GET-B1-gyel való mérésre kedvezőtlen volt, a mérési eredmény mindössze 6 cm-rel tért el az invár dróttal mért geodéziái távolságtól. A pontosság és a műszer kivitele, könnyű kezelhetősége a jugoszláv szakemberek meglegedését váltotta ki.

Herendi Miklós

KÖNYVISMERTETÉS

Vajda György:

A szigetelések romlása és romlásuk vizsgálata

Akadémia Kiadó, 1964; ára 110. — Ft

Az erősáramú elektrotechnika egyik legfontosabb problémája a megfelelő szigetelőanyag kiválasztása. Üzem közben a szigetelőanyagok megváltoztatják egyes tulajdonságaikat és a leggondosabb tervezés mellett is üzemzavar állhat elő. Ezeknek az üzemzavaroknak és a belőlük eredő károknak a megelőzése szigetelés-ellenőrzéssel lehetséges. Hazánkban a rendszeres szigetelésellenőrzés az utóbbi években vette kezdetét. Ennek előmozdítását segíti hathatósan ez a könyv. Széleskörű elméleti alapot biztosít az erősáramú

technikában dolgozó mérőkök számára és hasznos gyakorlati tanácsokkal segíti munkájukat.

Először az anyag tárgyalásához szükséges atomfizikai és fizikai ismereteket összegezi a legkorszerűbben, majd ezek alapján vizsgálja a szigetelések romlásának fő kérdéseit. A kötet második felében a szigetelésvizsgálati módszerekkel, azok technikai kivitelezésével foglalkozik, majd néhány konkrét, villamos energiarendszerekben jelentkező problémát tárgyal.

A könyv korszerű kivitelben, egészvászon kötésben, 531. oldalon, számos ábrával jelent meg, részletes — többek között a mérőműszerekre vonatkozó — irodalomjegyzékkel kiegészítve.

iff. BP.

Műszaki könyvnapok — 1964. október 19—XI. 6.

A Műszaki Könyvkiadó ez évben is nagy sikerrel rendezte meg az Országos Műszaki Könyvnapokat. Mintegy 150 budapesti és több mint 240 vidéki üzemben, gyárban, kutató- és tervezőintézetben találkoztak a műszaki könyvek alkotói a termelőmunka alkotóival. A szerzőnek, olvasónak és a kiadónak ezeken a találkozásokon bőséges alkalom nyílt a szakirodalmi tájékoztatókra. A közelmúlt számos példája, a kiadóhoz beérkezett levelek számai figyelmeztettek arra, hogy különösen a vidéki műszaki dolgozóknak nincs kellő tájékozottságuk a rendelkezésre álló szakirodalomról. Helyes és eredményes volt tehát az, hogy a műszaki könyvek bemutatásának, a szakirodalmi tájékoztatóknak színhelyül a munkahelyek közvetlen környezetét választották.

Ugyancsak a szakirodalmi tájékoztatás fokozását célozza a Műszaki Könyvkiadó és az MTESZ kezdeményezése a Műszaki Könyvklub létesítésével.

További érdekessége az idei Műszaki Könyvnapoknak, hogy ebből az alkalomból jelent meg az Ipari Szakkönyvtár sorozat századik kötete. A közkeletű sorozat kötetei egy-egy ipari technológiát összefoglalóan tárgyalnak és megfelelnek a magasabb képzettségű érettségizett szakmunkások igényeinek.

A Műszaki Könyvnapokat a műszaki dolgozók rendkívül nagy érdeklődése mellett dr. Polinszky Károly művelődésügyi miniszterhelyettes nyitotta meg, október 19-én a Technika Házának kupolacsarnokában, ahol ebből az alkalomból nagyszerű Műszaki Könyvkiállítást is rendeztek.

Tájékoztató a Műszaki Könyvklub megalakulásáról

A műszaki könyvek és folyóiratok olvasói régen felismerték, hogy szakmai fejlődésükhöz a korszerű műszaki irodalom nyújtja a legeredményesebb segítséget. Számos újtásnak és találmánynak a műszaki irodalom a forrása, és az évenként sok tízmillió forinttal díjazott feltalálók és újítók zöme éppen a műszaki irodalom olvasóinak köréből kerül ki.

A magyar műszaki könyvkiadás legfőbb célkitűzése az, hogy világszínvonalon is korszerű műszaki ismereteket adjon az olvasónak, kiadványai adataiban pontosak, megbízhatók legyenek. Ezt a célját műszaki könyvkiadásunk többé-kevésbé el is érte, amit legjobban az bizonyít, hogy a különböző országok könyvkiadói — beleértve a tőkés országok könyvkiadói is — egyre nagyobb érdeklődést tanúsítanak a magyar irodalom iránt.

Ugyanakkor a belföldi szakirodalmi tájékoztatás nem kielégítő, és szakembereink éppen ezért gyakran nem ismerik eléggé a rendelkezésre álló műszaki irodalmat. Ennek megszüntetése érdekében határozta el az MTESZ és a Műszaki Könyvkiadó, hogy Műszaki Könyvklubot létesít.

A Műszaki Könyvklub célja, hogy tagjait rendszeresen tájékoztassa a már megjelent és az előkészületben levő műszaki könyvekről, kívánságra tájékoztatást adjon a felmerülő termelési problémák hazai és külföldi szakirodalmáról, a tagság véleménye alapján, a könyvkiadási tématervek kialakításánál, a tényleges szükségletek feltárására törekedjen.

A Műszaki Könyvklub tagjainak a rendszeres és pontos szakirodalmi tájékoztatáson felül, a műszaki könyvek beszerzésénél sokirányú kedvezményeket biztosít. Szolgáltatásai díjmentesek, tagjaitól sem tagsági díjat, sem egyéb anyagi hozzájárulást nem kíván!

A Technika Házában közeljövőben megnyíló klubhelyiségeiben állandó kiállításon mutatja be a legújabb hazai és külföldről behozott műszaki könyveket. A klubtagok részére lehetővé teszi, hogy a kiállított könyveket és folyóiratokat ne csak megtekintsék, hanem tanulmányozhassák, olvassathassák is.

Klubtag lehet bárki, aki a műszaki irodalom után érdeklődik. Bővebb felvilágosítást a Műszaki Könyvklub ad. Cím: Budapest 5, postafiók 581. Telefon: 112-273.

Tartalmi összefoglalás

ETO 621.376.332 : 621.372.4

Scultéty L.:

Frekvencia-feszültség átalakítók szintézise.

HÍRADÁSTECHNIKA XV. (1964) 11. sz.

A cikk a frekvencia-feszültség átalakítók területén belül a passzív elemekből felépített számláló típusú diszkriminátorokkal foglalkozik. Elemzi a nonlinearitás keletkezését és az impulzusjelalak formálás követelményeit. Ennek alapján megvizsgálja az átviteli függvény célszerű alakját és általánosan elemzi a monoton, maximális meredekségű impulzusfutas követelményeit. A szintézis során $n = 1-4$, illetve végtelen fokszámú reaktáns kétpólussal felépített impulzusformáló áramköröket vizsgálja. Meghatározza a feszültségalakokat, a periodikus ismétlődés hatását és ennek hatására fellépő frekvencia-feszültség átalakítási nonlinearitás értékét. A cikk végén fentiek szerint felépített gyakorlati áramkört ismerteti.

ETO 658.562.6 : 311.214 : 519.2

Sarkadi K.—Csáki E.—Balogh A.;

Megbízhatósági vizsgálatok matematikai módszerei

HÍRADÁSTECHNIKA XV. (1964) 11. sz.

A szerzők ismertetik a témával kapcsolatos alapfogalmakat és definíciókat. Foglalkoznak a valószínűségi sűrűség függvény, meghibásodási tényező, várható érték, szórásnégyzet és élettartam fogalmaival. Ezután a exponenciális, gamma-, log-normális, binomiális, Poisson-eloszlás, a becslési módszerek problémái és végül gyártmányok megbízhatóságának összehasonlítási módszerei, a környezeti hatása és megbízhatósági vizsgálati módszerek megtárgyalására kerül sor.

ETO 621.375.001.2

Takács F.;

„A” osztályú nagyjelű erősítők tervezése

HÍRADÁSTECHNIKA XV. (1964) 11. sz.

A cikk „A” osztályú nagyjelű erősítők tervezésére közöl eljárást. A tervezés során a szerző figyelembe veszi azt, hogy az erősítő eszközök kivétel nélküli tartományát a határellenállás és az eszközzel megengedett legnagyobb áram korlátozza, valamint azt, hogy a munkapont az előző két jellemző és a disszipáció által meghatározott területre eshet. A numerikus tervezés megkönnyítésére a cikk a méretezés alapját képező egyenleteket grafikonok alakjában tartalmazza. Végül a szerző néhány konkrét méretezési példán mutatja be a tervezés menetét.

Обобщения

621.376.332:621.372.4

Л. Шкультети:

Синтез преобразователей частоты-напряжения

НІРАДАСТЕЧНІКА (ХІРАДАШТЕХНІКА, Будапешт) XV. (1964) № 11

Автор занимается дискриминаторами счетного типа, содержащими пассивные элементы, в области преобразователей частоты-напряжения. Анализированы возникновение нелинейности и требования генерирования импульсов данной формы. В соответствии с этим анализом испытывается целесообразная форма функции передачи и вообще излагаются условия генерирования монотонных импульсов с максимальной крутизной. В синтезе испытываются цепи для генерирования импульсов, содержащие реактивные двухполосники, порядки $n = 1-4$, или безконечный. Определяются форма напряжения, влияющего периодического повторения и величина нелинейности передачи по частоте этой причине. Наконец описывается цепь работавшая по данному принципу.

ДК 658.562.6:311.214:519.2

К. Шаркади—Э. Чаки—А. Балог:

Математические методы испытания надежности

НІРАДАСТЕЧНІКА (ХІРАДАШТЕХНІКА, Будапешт) XV. (1964) № 11

Изложены основные понятия и определения по данной теме. Даны понятия функции плотности вероятности, коэффициента повреждения, ожидаемой величины квадрата разброса и долговечности. Потом трактуются следующие распределения: экспоненциальное, гамма, лог-нормальное, биномиальное, Пуассона, проблемы методов оценки и наконец методы сравнения продуктов, влияющие окружающей среды и методы испытания надежности.

ДК 621.375.001.2

Ф. Такач:

Проектирование усилителей больших сигналов класса „А”

НІРАДАСТЕЧНІКА (ХІРАДАШТЕХНІКА, Будапешт) XV. (1964) № 11

Дан метод проектирования усилителей больших сигналов. При проектировании учитывается, что область управления усилительных пробов ограничивается предельным сопротивлением и максимальным допустимым током и рабочий пункт может находиться в области определенной этими двумя параметрами и рассеянием. Для облегчения цифрового проектирования уравнение являющееся основой расчета дано тоже в форме кривых. Наконец показаны некоторые примеры проектирования.

Zusammenfassungen

Summaries

DK 621.376.332 : 621.372.4

L. Scultéty:

Synthese von Frequenz SpannungsumwandlernHÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N^o. 11.

Der Artikel beschäftigt sich im Gebiete der Frequenz-Spannungsumwandler mit dem Zählerdiskriminator der aus passiven Elementen aufgebaut ist. Er analysiert die Entstehung der Nichtlinearität und die Anforderungen der Formung der Impulswellenform. Auf diesem Grund prüft er die geeignete Form der Übertragungsfunktion und analysiert im allgemeinen die Anforderungen des monotonen, maximal steilen Impulsaufstieges. Im Gange der Synthese werden die impulsformierenden Stromkreise entworfen mit reaktivem Zweipolnetzwerk von der Ordnungszahl $n = 1-4$, bzw. unendlich. Es werden die Spannungsformen, der Einfluss der periodischen Wiederholung und die wegen diesem Einfluss auftretende Werte der Nichtlinearität der Frequenz-Spannungsumwandlung bestimmt. Zuletzt wird laut der oben beschriebenen Methode ein praktischer Stromkreis erörtert.

DK 658.562.6 : 311.214 : 519.2

K. Sarkadi—E. Csáki—A. Balogh:

Mathematische Methoden der ZuverlässigkeitssprüfungenHÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N^o. 11.

Es werden die Grundbegriffe und die Definitionen der mathematischen Methoden der Zuverlässigkeit erörtert. Es werden die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen, Ausfallfaktoren, Mittelwerte, Quadratstreuung und Lebensdauer behandelt. Ferner werden die exponentialen-, Gamma-, lognormalen-, binomialen und Poissonverteilungen behandelt und die Probleme der Abschätzung, die Vergleichungsmethoden der Zuverlässigkeit der Produkte beschrieben. Zuletzt werden die Wirkungen der Umgebung und die Prüfmethoden der Zuverlässigkeit beschrieben.

DK 621.375.001.2

F. Takács:

Berechnung der Leistungsverstärker Klasse „A“HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N^o. 11.

In dem Artikel wird ein Verfahren zur Berechnung der Leistungsverstärker Klasse A erörtert. Im Laufe der Dimensionierung nimmt der Verfasser in Acht, dass der Aussteuerungsbereich des Verstärker Elementes durch die Grenzwiderstände und den maximalen Strom begrenzt wird und dass der Arbeitspunkt auf dem von den früheren beiden Kennwerten und der Verlustleistung bestimmten Gebiet fallen darf. Zur Erleichterung der numerischen Berechnung werden die Grundgleichungen der Dimensionierung auch graphisch dargestellt. Zuletzt werden einige konkrete Dimensionierungsbeispiele bezüglich des Berechnungsganges bekannt gemacht.

UDC 621.376.332 : 621.372.4

L. Scultéty:

Synthesis of Frequency Voltage ConvertersHÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N^o. 11.

The paper deals with the counter-type discriminators designed with passive elements within the field of frequency voltage converters. It analyses the origin of non-linearity and the requirements of the forming of pulse wave form. Based on these data he examines the suitable form of the transmission function and analyses in general the requirements of the monotonous maximally steep pulse build-up. In the course of the synthesis he examines pulse forming circuits designed with reactive two-terminal networks of the order $n = 1-4$ and infinite, respectively. He determines the voltage forms, the influence of periodical repetition and the value of non-linearity of frequency voltage conversion due to the influence thereof. Finally he presents a practical circuit constructed on the above mentioned principles.

UDC 658.562.6 : 311.214 : 519.2

K. Sarkadi—E. Csáki—A. Balogh:

Mathematical Methods of Reliability TestsHÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XV. (1964) N^o. 11.

Definitions and concepts concerning mathematical methods of reliability are presented. Probability density function, failure rate, mean value, variance and life time are discussed. Exponential-, gamma-, log-normal-, binomial and Poisson distributions are described. Estimation methods, comparing methods of reliability of products are dealt with. Finally the effect of the environment on the reliability of products are analyzed.

UDC 621.375.001.2

F. Takács:

Design of Class „A“ Power AmplifiersHÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XV. (1964) N^o. 11.

In the paper a procedure for the design of class A power amplifiers is presented. In the course of designing the author takes into consideration that the operating range of the amplifier devices is limited by the limiting resistance and the maximum rated current of the devices and that the operating point may be located in the field determined by the two previous parameters and the dissipation. To make the numerical design easier the basic equations of the numerical calculation are presented by diagrams, too. Finally the course of the design is illustrated by some concrete examples of numerical calculations.

Resumés

CDU 621.376.332 : 621.372.4

L. Scultéty:

Synthese des convertisseurs de fréquence-tensionHÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XV. (1964) N^o. 11.

L'article traite dans le domaine des convertisseurs de fréquence-tension les discriminateurs de type compteurs construits des éléments passifs. Il analyse l'origine de la nonlinéarité et les exigences de la formation du signal d'impulsion. Pour cette raison il examine la forme convenable de la fonction de transmission et il analyse en général les exigences de fronts d'impulsions monotones et de pente maximale. Au cours de la synthèse, il examine des circuits formant des impulsions construites des bipôles réactifs $n = 1-4$, respectivement infini. Il détermine les formes de la tension, l'effet de la répétition périodique et la valeur de la nonlinéarité du convertissement de fréquence-tension en conséquence des précédents. Au but de l'article il fait connaître un circuit exécuté en pratique.

CDU 658.562.6 : 311.214 : 519.2

Sarkadi—E. Csáki—A. Balogh:

Méthodes mathématiques des essais de fiabilitéHÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XV. (1964) N^o. 11.

Les auteurs exposent les concepts fondamentaux et définitions sur le sujet. La fonction de densité de probabilité, facteur des pannes,

le carré de dispersion, la durée de service sont traités. Ensuite les distributions suivantes: exponentielle, gamma, log-normale, binomiales, Poisson, les méthodes de l'évaluation et enfin les méthodes de comparaison de fiabilité des produits, l'influence de l'air ambiant et les méthodes d'essai de la fiabilité sont examinés.

CDU 621.375.001.2

F. Takács:

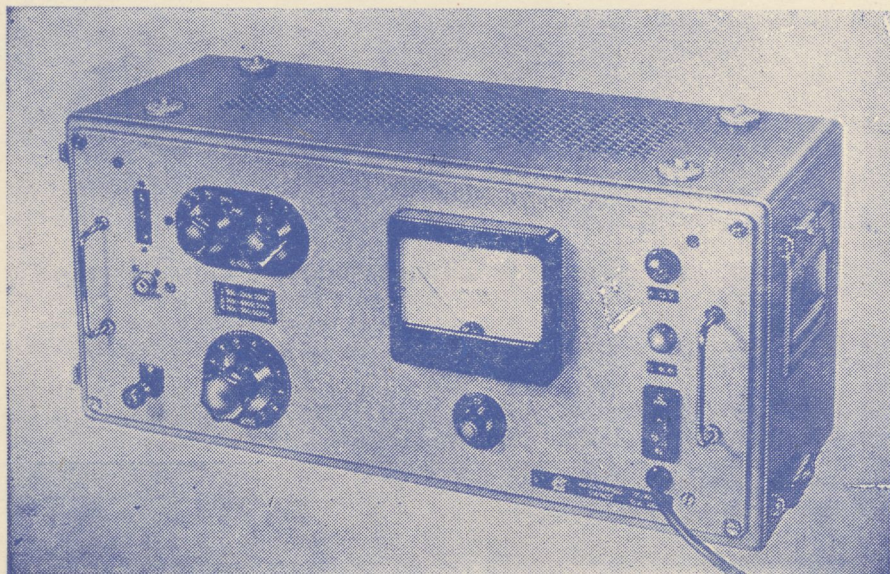
Projet des amplificateurs à grands signaux classe „A“HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XV. (1964) N^o. 11.

Un procédé du projet des amplificateurs à grands signaux est donné. Au cours du projet on doit tenir compte, que la domaine d'excitation des moyens d'amplification est déterminée par la résistance de limite et le courant maximum permis pour le moyen, et que le point de travail peut se trouver dans la domaine déterminée par ces deux paramètres et par la dissipation. Pour faciliter le projet numérique, l'équation fondamentale du projet est donnée aussi dans la forme des graphiques. Enfin quelques exemples concrets de l'application du projet sont présentées.

TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

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

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



Műszaki adatok:

FREKVENCIA TARTOMÁNY:

30 Hz — 1 MHz

SZINTMÉRÉSI TARTOMÁNY:

-10 N — $+2,1$ N

BEMENŐ IMPEDANCIÁK:

I. Szimmetrikus

30 Hz — 20 kHz > 20 k Ω

II. Szimmetrikus

3 kHz — 600 kHz $> 3,5$ k Ω

III. Aszimmetrikus

30 Hz — 1 MHz > 500 k Ω || < 50 pF

SZIMMETRIKUS ILLESZTÉSEK:

Kapcsolható lezárások

75 — 135 — 150 — 600 Ω

ALKALMAZOTT CSÖVEK:

5 db 18042, E83F.

PL 81, 85A2.

GYÁRTJA:

ELEKTRONIKA

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





TRANSZFORMÁTOR KTSZ

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

Nagyfeszültségű készülékek:

anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyors szabályozók:

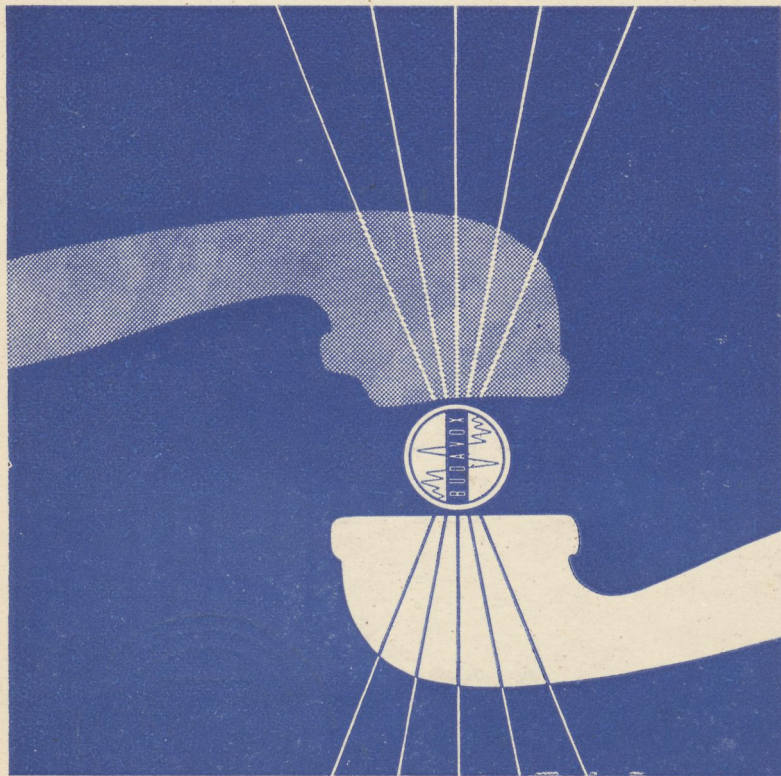
váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyors szabályozók

Feszültség szabályozók:

kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekercses
vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

Transzformátorok:

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



BUDAVOX

BUDAPESTI HÍRADÁSTECHNIKAI VÁLLALAT

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

Távirat: Budavox, Budapest

- CB és LB készülékek
- Automata telefonközpontok
- Átviteltechnikai berendezések
- Ismétlő állomások
- Átviteltechnikai mérőműszerek
- Nagyfrekvenciájú generátorok
- Hordozható adó-vevő berendezések
- Többcsatornás mikrohullámú berendezések