50.165
HB 1.423

MTA SZÉCHENYI KÖNYVTÁR

XVI. ÉVFOLYAM 1. SZÁM, 1—32 OLDAL
BUDAPEST, 1965. JANUÁR HÓ 1

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

1965. január XVI. évfolyam, 1. szám

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. BÍRÓ VIKTOR: Párhuzamos csatolású varactoros frekvenciaduplázó analízise 1
GODÓ BÉLA: Ugrások és kitámasztók számítása koaxiális tápvonalakon 11
BALASKÓ ANTAL: Általánosított eljárás az elektroncsövek áthatásának számítására hengeres botrendszerekben 16
SIMON GYULA: Kísérleti színes képátvitel bemutatása 27
Szovjet elektronikai kiállítás 9
Szabadalmi szemle 10
Külföldi eseményekok 25
Szemle 30
Tartalmi összefoglalás 31
Обобщения 31
Zusammenfassungen 31
Summaries 31
Résumés 32

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

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, KŐMŰVES FRIGYES kandidátus, MAGÓ KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, NOVÁK ISTVÁN, POGÁNY KÁROLY, VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tndományok doktora, VIG ISTVÁN.

Index: 52.375

HÍRADÁSTECHNIKA — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. Telefon: 113—450. Felelős kiadó: SOLT SÁNDOR. A lap megjelent 1330 példányban. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a posta Központi Hirlapirodánál (Budapest V., József nádor tér 1. Telefon: 180—850) vagy bármely postahivtalnál. Előfizetési díj: félévre 24 Ft, egész évre 48 Ft. Egyes szám ára: 4 Ft. Megjelenik havonta. Csekkszámlaszám: Egyéni 61,254, közületi 61,065 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest 62.

64.6483 Egyetemi Nyomda, Budapest

HB

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

Tartalomjegyzék

XVI. évfolyam (1965)

J382

Baján Tibor: Átviteltechnikai berendezések új konstrukciós módszerei 3 83

Balaskó Antal: Általánosított eljárás az elektroncsövek áthatásának számítására hengeres botrendszerekben 1 16

Balogh Vilmos: A gázzal védett (reed) jelfogó alkalmazása 2 61

Dr. Berceli Tibor: Felületi hullámvezetők kísérleti vizsgálata 6 165

Dr. Bíró Viktor: Párhuzamos csatolású varactoros frekvenciaduplázó analízise ... 1 1

Dr. Bolgárfalvi Károly: Közvetlen módszer a konnektorok reflexiós mátrixának meghatározására 12 368

Budai Lajos: BHG gyártmányú 400 vonalas crossbar alközpont. Üzemi tapasztalatok 6 161

Csepregi Horváth Kázmér—Bernhardt Richárd: A Kab-hegyi televízió adóberendezés automatikája 5 148

Csepregi Horváth Kázmér—Stefler Sándor: A televízióátvitel nonlinearitásának elméleti vizsgálata 7 193

Csepregi Horváth Kázmér—Stefler Sándor: A televízióátvitel nonlinearitásainak mérési módszerei 8 232

I. P. Doury: A francia SECAM színes televíziórendszer 7 200

Etelaky Lajos: Az elgőzölögtetéses hűtés térhódítása a nagyteljesítményű rádióadó technikában 9 270

Farkasné, Imrik Mária: Gyártmányok védelme penészölő anyagokkal 11 341

Forgó Mihály: Erősítő fokozatok szórt kapacitásának mérése sweep-generátor segítségével 4 112

Frivaldszky Sándor: Logikai egyenletrendszer megoldása elektronikus számológép segítségével 12 379

Dr. Gál József: Új eljárás mozgó elemektől mentes logikai áramkörök megvalósítására 10 302

Dr. Gál József: Feszültségkapcsoló logikai áramkörök tervezése 12 353

Dr. Géher Károly: Lineáris hálózatok toleranciájáról és érzékenységéről 10 289

Godó Béla: Ugrások és kitámasztók számítása koaxiális tápvonalakon 1 11

Gosztony Géza: Csatolóutas (Link) rendszerek torlódásszámításának alapelvei. I. rész 3 70

Gosztony Géza: Csatolóutas (Link) rendszerek torlódásszámításának alapelvei. II. rész 4 105

Herendi Miklós: Az átviteli mátrix és alkalmazása lánckapcsolású hálózatok gépi számítására 4 97

Dr. Hangos István—Kenczler Ödön: Vákuumálló fémkerámia kötések alkalmazása a korszerű híradástechnikai aktív alkatrészeknél 11 335

Kauker János: Tranzisztorzajmérés néhány problémája egyenes- és keverőkapcsolásban 11 321

Kádár Ágoston: Átviteli megbízhatóság vizsgálata a távíróhálózaton 5 143

Dr. Kemény Ádám: Megbízhatóság, válogatás vagy „beépített" minőség? 7 208

Kiss Dénes: Lineáris hálózatok tervezése katalógusok segítségével 4 117

Kiss Lajos: Közvetlen műsorsugárzás lehetőségei híradástechnikai műholdakról .. 2 56

Dr. Knapp Oszkár: Elektronikai célokra alkalmas üvegek tulajdonságai 10 313

Dr. Komarik József—Saufert János: Közvetlen mutató lavina- és érintkezési feszültség mutató műszer 12 361

Lajkó Sándor: Korszerű vivőáramú távbeszélő berendezések és egyes rendszertechnikai kérdések 2 33

Dr. Lajtha György: Követelmények hírközlő hálózatok tervezéséhez 8 225

Ludányi József: Papírkondenzátorok átütési szilárdsága 8 239

P. N. Mathanov: Előírt tranziens karakterisztikával rendelkező reaktáns négypólusok szintézise 5 129

May Péter: Tranzisztoros vivőáramú berendezés középfeszültségű hálózatokra 2 52

Müller Zoltán: Longitudinális rezgésű magnetosztrikciós energiaátalakítók 9 257

Nagy Péter: Félvezetők hőmegfutása 5 138

Pataki László: Magyarország televízió adóhálózatának vételi viszonyai 9 277

Radvány Jenő: Szigorú illesztési feltételeket kielégítő szűrőváltók tervezése 11 325

Simkó Antal: Árameloszlás pentódákban és pozitív rácsú triódákban 8 244

Simon Gyula: Kísérleti színes képátvitel bemutatása 1 27

Solymosi János: Hírhálók analíziséről és szintéziséről 3 65

Székely Vladimir: Tunneldiódák karakterisztika számítása 12 373

Szokolay Mihály: Hullámalak analízis 5 133

Takács Ferenc: Ellenütemű „B" osztályú nagyjelű erősítők tervezése 2 44

Tarlacz László: Sávszűrők tervezése 6 174

Dr. Valkó Iván Péter: Integrált szilárdtest áramkörök 10 309

Vásárhelyi Pál: Elektronika a szakirodalom feldolgozásában 7 215

Vörös András: Hiteles frekvenciamodulációs löket előállításának néhány problémája .. 11 330

Walkó Szabolcs: Stabil kimenő feszültségű tranzisztoros ellenütemű feszültségátalakító 3 79

Szabadalmi Szemle

Eljárás és kapcsolási elrendezés aperiodikus valódi osztás megvalósítására gáztöltésű impulzusszámláló csővel 1 10

Eljárás megnövelt negatív hőfokténvezőjű polikristályos oxidkerámiai félvezető ellenállás előállítására 2 55

Elektróda elrendezés iker kivitelű harmonikus kristályok számára 2 60

Háromkarú mikrohullámú ferritkapcsoló .. 3 87

Eljárás és kapcsolási elrendezés futási időgörbe szabályozására 3 87

Változtatható csatolású iránycsatoló 3 87

Eljárás mikrohullámú áramkörök, ún. mikrohullámú többpólusok impedanciájának mérésére és az ehhez szolgáló mérőeszköz ... 3 88

Eljárás visszacsatolt rendszerben működő amplitúdó függésének kompenzálására és berendezés az eljárás foganatosítására ... 4 123

Kapcsolási elrendezés távszabályozás céljára, főként televízió vevőkészülékek hangerő- és hangszínszabályozásához 4 124

Eljárás és berendezés félvezető diódák tartós égetésére 4 124

Eljárás és kapcsolási elrendezés amplitúdómodulált jelek demodulálásához 4 124

Kapcsolási elrendezés stúdiómagnetofonok távvezérelt felvételre kapcsolására 5 156

Takarékkapcsolású, kondenzátortárolású dinamikus billenőkör és szinkronizáló kapcsolás 5 156

Koaxiális rezonátor 5 157

Egyenáramú jelfogók párhuzamos, ill. soros takarék kapcsolása 6 189

Többutas koaxiális kapcsoló 6 189

Kis feszültséggel működő nagyfrekvenciás reflexiómérő áramkör 6 190

Eljárás berendezés folyamatosan változtatható jelleggörbe szerinti fáziskorrekcióra .. 7 207

Mikrohullámú harmonikus szűrő 7 207

Külföldi események

Nemzetközi Mikrohullámú, Hálózatelméleti és Információelméleti Konferencia Tokióban 1 25

Méréstechnikai Konferencia — Szófia 2 43

Ügyvitelgépesítési kiállítás Londonban 3 88

Az EBU (European Broadcasting Union) színestelevízióval foglalkozó szakértői bizottságának és az OIRT képviselőinek londoni értekezlete 3 89

Nemzetközi félvezető konferencia — Prága .. 3 91

Elektroakusztikai konferencia Berlinben ... 3 92

USA hírközlési kiállítás Moszkvában 4 125

A IX. Nemzetközi Ilmenaui Kollokvium ... 6 186

Inforga 65 ..... 8 253

A GET—B1 bemutatása Jugoszláviában ... 8 253

Nemzetközi alkatrész kiállítás — Párizs ... 9 282

Rádió és elektronikai alkatrészkiállítás — London 9 285

Hannoveri Vásár — 1965 ..... 11 347

V. Nemzetközi Akusztikai Kongresszus 12 366

Könyvismertetések

A. I. Kitov—N. A. Krinyickij: Elektronikus digitális számítógépek és programozás ... 4 126

Jost ten Bring—Horst Kauffold: Vezérlőberendezések tervezése és kivitelezése 6 164

Maróti György: Az ibolyántúli sugárzás 6 164

Vackár—Klika—Zadnicek: Rádió-adástechnika 9 276

A. Jellonek—Z. Karkowski: Elektronikus mérőműszerek tervezése 10 312

Andrejev—Kobak: Szelektív erősítők kettős T szűrőkkel 10 312

Gy. Fodor, D. Sc. Eng.: Laplace Transforms in Engineering 10 312

Dr. Hedvig Péter: Kvantumelektronika 12 372

Egyéb

Szovjet elektronikai kiállítás 1 9

Diplomaterv-pályázat eredménye 2 43

Puskás Tivadar és Virág-Pollák díjasaink .. 5 157

Aranyérmet kapott Lipcsében a BHG crossbar rendszerű telefonalközpontja 5 132

15 éves a TKI 5 137

Mikrohullámú összeköttetések kollokviuma . 5 137

ACTA IMEKO 1964 ..... 5 137

A METESZ VI. közgyűlése 7 221

Műszaki könyvnapok 9 282

Híradástechnikai Ipargazdasági Konferencia 11 349

Egyesületi hír 12 372

65.8753 Egyetemi Nyomda, Budapest

HÍRADÁSTECHNIKA
A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

DR. BÍRÓ VIKTOR
a műszaki tudományok kandidátusa
Távközlési Kutató Intézet

Párhuzamos csatolású varactoros frekvenciaduplázó analízise

ETO 621.382.2:621.374.4

A mikrohullámú technikában az utóbbi néhány évben nagyon elterjedten használják a parametrikus frekvenciasokszorozást, felhasználva erre a célra varactor diódákat, melyek azzal a tulajdonsággal bírnak, hogy kapacitásuk széles határok között változik feszültség hatására. Ilyen frekvenciasokszorozás módszerének előnyére mutatott rá Manley és Rowe [1], mely abból áll, hogy ideális esetben 100%-os átalakítási hatásfok is lehetséges. Bár ideális áramkörök és varactorok esetén 100%-os átalakítási hatásfok elérhető függetlenül a sokszorozás mértékétől, a gyakorlatban azonban, mivel mind a varactor, mind pedig a lineáris áramkörök veszteségekkel rendelkeznek, a sokszorozás mértékének növekedésével jó hatásfok elérése komoly gyakorlati nehézségekbe ütközik a passzív áramkörökkel és varactorokkal szemben növekvő igények miatt. E problémával számos publikáció foglalkozik [2, 3, 4, 5, 6].

Ezzel magyarázható az az érdeklődés és az alkalmazásnak az elterjedése, melynek frekvenciaduplázó áramkörök örvendenek. Frekvenciaduplázó analízisével foglalkozó publikációk [2, 4, 7, 8, 9, 10] e témakörbe tartozó legtöbb kérdéssel foglalkoznak, azonban az analízis módszerei és analízis kiterjedése a duplázó áramkört tervező mérnök szempontjából nehezen kezelhető mennyiségeket szolgáltat. Azonkívül számos kérdés vizsgálatánál (pl. átalakítható teljesítmény) az a tény, hogy a varactor veszteséges elem, nincs kellőképen figyelembe véve. Az optimális viszonyokhoz szükséges impedanciák kérdését is ide sorolhatjuk. Az alábbi analízis a tervező szempontjából könnyen kezelhető mennyiségekkel történik, és figyelembe veszi a varactor veszteségeit, továbbá az analízis kiterjed a szükséges impedanciák meghatározására, figyelembe véve a varactor impedanciatranszformáló tulajdonságát.

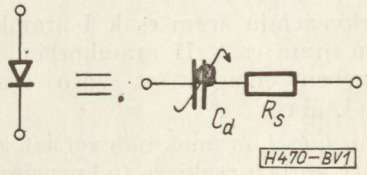
Gyakorlatban — kezelhetőség szempontjából — párhuzamos csatolású duplázó alkalmazása előnyös, ezért az alábbiakban ilyen fokozat vizsgálatával foglalkozunk.

A frekvenciasokszorozó vagy osztó áramkörökben alkalmazható varactor (parametrikus dióda) azzal a tulajdonsággal bír, hogy a töltése és a feszültsége között az alábbi differenciális összefüggés áll fenn:

$$\frac{dq}{dV} = C_0\left(1-\frac{V}{\Phi}\right)^{-\Theta}; \qquad (1)$$

q — a varactor töltése, V — a varactor feszültsége, Φ — kontakt potenciál, Θ — nonlinearitási tényező. A varactor veszteségét vagy soros ellenállással, vagy párhuzamos ellenállással szokás figyelembe venni. Az alábbiakban soros helyettesítést használunk:

Az 1. ábrán $C_d = \frac{dq}{dV}$ differenciális kapacitás,



1. ábra. Varactort helyettesítő soros ekvivalens kapcsolás

R_s veszteséget reprezentáló soros ellenállás. Feltételezzük, hogy a varactoron keresztül i áram folyik, és megállapítjuk a C_d változó kapacitáson levő feszültség és i áram közötti összefüggést. Mivel

$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{dq}{dV}\cdot\frac{dV}{dt} \quad \text{így} \quad i = C_0\left(1-\frac{V}{\Phi}\right)^{-\Theta}\frac{dV}{dt},$$

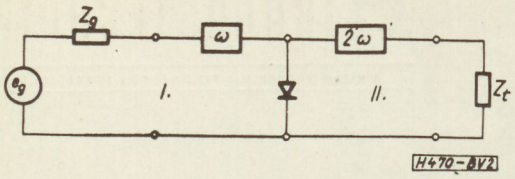
legyen $u = 1-\frac{V}{\Phi}$ és így $i = -\Phi C_0 U^{-\Theta}\frac{du}{dt}$.

Ebből

$$u = \left[-\frac{1-\Theta}{\Phi C_0}\left(\int i\,dt - q_0\right)\right]^{\frac{1}{1-\Theta}}; \qquad (2)$$

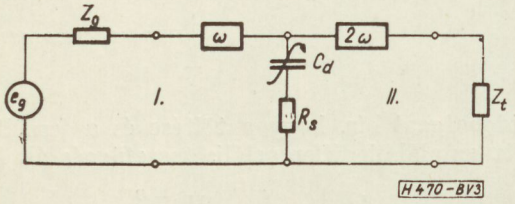
A (2) egyenletben $\int i\,dt$ az i-nek valamely primitív függvényét jelenti, q_0 integrálási állandó.

Ezután megvizsgáljuk a párhuzamos csatolású frekvenciaduplázó áramkört legáltalánosabb formában. Egy ilyen áramkört a 2. ábra szemléltet.

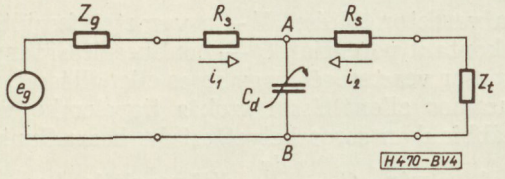


2. ábra. Frekvenciaduplázó áramkör ekvivalens kapcsolása

A 2. ábrán Z_g a meghajtó generátor kimenő-impedanciája ω frekvencián, Zt — 2ω frekvencián a terhelőimpedancia. Az ω- és 2ω-val jelölt kétpólusok azzal a tulajdonsággal bírnak, hogy ω, illetve 2ω frekvencián impedanciájuk zérus, minden más frekvencián impedanciájuk végtelen. A 2. ábrát átalakítva, az 1. ábra segítségével kapjuk a 3. ábrát.



3. ábra. Frekvenciaduplázó áramkör ekvivalens kapcsolása



4. ábra. Frekvenciaduplázó áramkör ekvivalens kapcsolása

Mivel ω frekvenciájú áram csak I áramkörben, 2ω frekvenciájú áram csak II áramkörben folyik, így végeredményben elhagyva a záró áramköröket, kapjuk [3] 4. ábrát.

A 4. ábrán i_1 és i_2 áramok indexei azt jelzik, hogy az egyik zárt körben csakis ω frekvenciájú, a másik zárt körben csakis 2ω frekvenciájú áram folyik. A 4. ábrán levő ekvivalens kapcsolás alkalmas arra, hogy a (2) összefüggés segítségével analízisét elvégezzük a következő módon. Az A és B pontok között levő változó C_d kapacitást emeljük ki gondolatban a 4. ábrán levő áramkörből. Számítsuk ki a két áram hatására C_d-n eső feszültséget. A feszültségek és áramok ismeretében kiszámíthatjuk az A és B pontok között levő C_d változó kapacitást helyettesítő impedanciákat. Az ω és 2ω frekvenciájú feszültségek és áramok segítségével kiszámítjuk az ω frekvenciájú körből a 2ω frekvenciájú körbe átmenő teljesítményt, hatásfokot stb. Ismerve a két áram hatására C_d-n, fellépő feszültséget olyan paramétereket vezetünk be, melyek meghatározzák a változó kapacitás elektromos állapotát, és ezen paraméterek segítségével fejezzük ki az ω frekvenciájú körből 2ω frekvenciájú körbe átmenő teljesítményt, hatásfokot stb. Végül megállapítjuk a fenti változó kapacitás elektromos állapota és a külső áramkörök impedanciái közötti összefüggést abból a célból, hogy megtudjuk, milyen impedanciákat kell létrehozni a külső áramkörökben ahhoz, hogy a szükséges teljesítményátvitelt, hatásfokot stb. meghatározó elektromos állapot jöjjön létre.

1. Ideális hirtelen átmenetű varactor két, rajta átfolyó áram esetén

1.1 Változó kapacitást helyettesítő impedanciák

A (2) egyenletnek létezik egy egzakt megoldása abban az esetben, amikor $\Theta = \frac{1}{2}$. Azt a varactor-típust, melynél $\Theta = \frac{1}{2}$, hirtelen átmenetűnek (abrupt junction) szokás nevezni. Legyen

$$i = i_1 + i_2; \qquad i_1 = I_1 \cos \omega t; \tag{3}$$

$$i_2 = I_2 \cos (2\omega t + \varphi_2); \tag{4}$$

Ebben az esetben a (2) egyenlet a következő formát veszi fel:

$$U = 1 - \frac{v}{\Phi} = \left(\frac{q_0}{2C_0\Phi}\right)^2 \left[1 - \frac{I_1}{q_0\omega} \sin \omega t - \frac{I_2}{2q_0\omega} \sin (2\omega t + \varphi_2)\right]^2; \tag{5}$$

Az (5) egyenlet lehetőséget ad arra, hogy ω, 2ω, 3ω és 4ω körfrekvenciájú feszültség összetevőit kiszámítsuk. Mivel feltételezésünk szerint a varactoron csak ω és 2ω körfrekvenciájú áramok folynak, így 3ω és 4ω körfrekvenciájú feszültségek teljesítményfelvételt vagy leadást nem eredményeznek, és így a továbbiakban számításon kívül hagyhatók. Az ω és 2ω körfrekvenciájú feszültségek, illetve áramok ismeretében kiszámíthatjuk az ω, illetve 2ω körfrekvencián varactort képviselő impedanciákat, egyszerűen úgy, hogy kiszámítjuk a megfelelő frekvenciájú feszültségek, illetve áramok viszonyát. Így könnyen kaphatók a következő (lásd a Függelék 1. pontját) összefüggések:

ω körfrekvencián: $R_1 = -\frac{1}{8} \frac{I_2 \cos \varphi_2}{\Phi(\omega C_0)^2}$; (6)

$$X_1 = -\frac{1}{8\Phi}\left[\frac{\sin \varphi_2}{(\omega C)^2} I_2 + \frac{4q_0}{\omega C_0^2}\right] \tag{7}$$

ahol

$$Z_1 = R_1 + jX_1;$$

2ω körfrekvencián:

$$R_2 = \frac{1}{8} \frac{\cos \varphi_2}{\Phi(\omega C_0)^2} \frac{I_1^2}{I_2}; \tag{8}$$

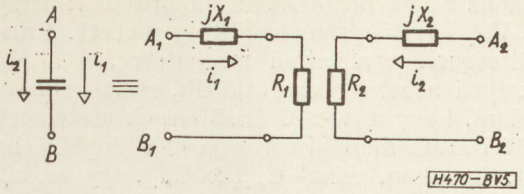
$$X_2 = -\frac{1}{8\Phi}\left[\frac{\sin \varphi_2}{(\omega C_0)^2} \frac{I_1^2}{I_2} + \frac{2q_0}{\omega C_0^2}\right]; \tag{9}$$

ahol

$$Z_2 = R_2 + jX_2;$$

Az így kapott eredményeket az 5. ábra szerinti ekvivalens kapcsolási rajzzal lehet interpretálni.

A kapcsolási rajz azt a tényt fejezi ki, hogy az A és B pontok közé kapcsolt varactort, amennyiben rajta keresztül csak ω és 2ω körfrekvenciájú áramok folynak, két áramkörre bonthatjuk úgy,



5. ábra. Ideális varactor ekvivalens kapcsolása abban az esetben, amikor varactoron keresztül csak ω és 2ω frekvenciájú áramok folynak

hogy mindegyikben csak ω (A_1 és B_1 közötti áramkör), illetve 2ω (A_2 és B_2 közötti áramkör) áramok folynak. Ezen helyettesítő áramkörök impedanciáit a (6), (7), (8), (9) összefüggések szolgáltatják.

A (6) és (8) összefüggések azt mutatják, hogy mind R_1, mind pedig R_2 pozitív vagy negatív lehet φ_2-től függően. Negatív ohmos ellenállást, mint ismeretes, generátorként lehet felfogni, tehát elvileg két eset lehetséges:

a) $\cos\varphi_2 < 0; \frac{3}{2}\pi > \varphi_2 > \frac{\pi}{2}$ ebben az esetben $R_1 > 0 : R_2 < 0$; ami azt jelenti, hogy a varactor felvesz teljesítményt ω körfrekvencián, és lead teljesítményt 2ω körfrekvencián, tehát frekvenciaduplázó áramkörben működik.

b) $\cos\varphi_2 > 0; -\frac{\pi}{2} < \varphi_2 < \frac{\pi}{2}$ ebben az esetben $R_1 < 0$; $R_2 > 0$; ami azt jelenti, hogy a varactor felvesz teljesítményt 2ω frekvencián és lead teljesítményt ω frekvencián, tehát frekvenciafelező áramkörben működik

Mivel φ_2 értékét előreláthatólag az A—B (5. ábra) pontokon kívül eső áramkörrel lehet befolyásolni, így az előző két megállapítás azzal ekvivalens, hogy a varactort nemcsak frekvenciaduplázásra, hanem frekvenciafelezésre is lehet alkalmazni.

1.2 Átalakítható teljesítmény

Az ω körfrekvencián felvett, illetve leadott teljesítményt $\frac{1}{2} I_1^2 R_1$ szorzat szolgáltatja, melyet a (6) összefüggés felhasználásával kaphatunk, és értéke

$$-\frac{1}{16\Phi}\frac{\cos\varphi_2}{(\omega C_0)^2} I_1^2 I_2$$

Ugyanúgy a 2ω körfrekvencián felvett, illetve leadott teljesítményt az $\frac{1}{2} I_2^2 R_2$ szorzat szolgáltatja, melyet a (8) összefüggés felhasználásával kaphatunk, és értéke

$$\frac{1}{16\Phi}\frac{\cos\varphi_2}{(\omega C_0)^2} I_1^2 I_2$$

Mivel két úton kapott teljesítmény abszolút értéke természetszerűleg azonos, bevezetjük az átalakítható teljesítmény (W_a) fogalmat, melyet

$$W_a = \frac{1}{16\Phi}\frac{|\cos\varphi_2|}{(\omega C_0)^2} I_1^2 I_2; \qquad (10)$$

összefüggés határoz meg, és mely arra a kérdésre ad választ, hogy mivel egyenlő az a teljesítmény, amely ω frekvenciájú körből átmegy a 2ω frekvenciájú körbe vagy fordítva.

Mivel az adott bemenőteljesítmény esetén, kimenő hasznos teljesítmény és a hatásfok annál nagyobb, minél kisebb a varactoron disszipált teljesítmény, mely az adott Rs varactor soros ellenállás mellett I_1, illetve I_2 növekedésével nő, így az adott disszipáció mellett átalakítható teljesítmény annál nagyobb, minél nagyobb a $\cos\varphi_2$ értéke. Ebből látható, hogy az átalakítható teljesítmény kifejezésében a $\cos\varphi_2$ abszolút értékét minél magasabb szinten célszerű tartani, mely legjobb esetben eggyel egyenlő. Ez csak $\varphi_2 = \pi$, illetve $\varphi_2 = 0$-nál lehetséges. A továbbiakban frekvenciaduplázó fokozat viszonyaival foglalkozunk, tehát feltehetjük, hogy $\varphi_2 = \pi$.

2. Hirtelen átmenetű varactor frekvenciaduplázó üzemben

2.1 A feszültség-kivezérlés

Ismeretes, hogy a varactoron levő feszültseg nagyságát két érték korlátozza. Az első az ún. letörési feszültség (V_B) az a záró irányú feszültség, melynél nagyobbat a varactor átütésének veszélye nélkül nem alkalmazhatunk. A másik határfeszültség az a nyitóirányú feszültség, melynél a varactor árama a varactor kiégését okozhatja. A nyitóirányú feszültségnek van még egy határozott korlátja — Φ kontaktpotenciál értéke. A bevezetésben levő (1) képletből látható, hogy $V = \Phi$ esetén Cd határozatlanná válik, tehát $V = \Phi$ értékét ki kell rekesztenünk a V értéktartományából. Mivel azonban V egy működő áramkörben periodikus függvény, így $V = \Phi$ állapot kirekesztését csak $V < \Phi$ feltétel biztosítja. Tehát elvileg a V feszültség értéktartománya

$$V_B < V < \Phi;$$

A varactor feszültség kivezérlése szempontjából, bevezetve az alábbi rövidítéseket

$$\varphi_2 = \pi;\ \omega t = x;\ \frac{q_0}{2C_0\Phi} = a;\ \frac{I_1}{2\Phi\omega C_0} = b;\ \frac{I_2}{4\Phi\omega C_0} = c;$$

és felhasználva az (5) összefüggést, a következő fontos összefüggést kapjuk:

$$1 - \frac{V}{\Phi} = (a - b\sin x + c\sin 2x)^2; \qquad (11)$$

A V feszültség pozitív, ha nyitóirányú, és negatív, ha záróirányú. Jelöljük meg V_+-szal és V_--szal a V feszültség legnagyobb, illetve legkisebb értékeit, melyek az adott beállítás mellett előfordulnak.

A (11) képletből világos, hogy $1 - \frac{V_-}{\Phi}$ az $y = a - b\sin x + c\sin 2x$ kifejezésnek legnagyobb maximális értékénél van, és $1 - \frac{V_+}{\Phi}$ az y-nak legkisebb minimális értékénél van.

Ha az $y = a - b\sin x + c\sin 2x$ kifejezés diszkusszióját elvégezzük (lásd a Függelék 2. pontját), a következő összefüggéseket kapjuk:

$$1 - \frac{V_-}{\Phi} = [a + cF(\eta)]^2; \qquad (12)$$

$$1-\frac{V_+}{\Phi}=[a-cF(\eta)]^2; \qquad (13)$$

ahol $\eta=\frac{I_1}{I_2}$ viszonyt a továbbiakban áramtényezőnek nevezzük és

$$F(\eta)=\frac{1}{8}(3\eta+\sqrt{\eta^2+8})\sqrt{16-(\sqrt{\eta^2+8}-\eta)^2};$$

Felhasználva a (12) és (13) összefüggéseket, az I_2 amplitúdóra a következő összefüggést kapjuk:

$$I_2=\frac{2\Phi\omega C_0}{F(\eta)}\beta; \qquad (14)$$

Az utóbbi összefüggések azt mutatják, hogy abban az esetben, ha $\varphi_2=\pi$, akkor három tényező egyértelműen meghatározza a változó Cd kapacitás elektromos állapotát. Ez a három tényező V_-; V_+ és η. Mivel a $Cd=f(V)$ függvény ismert, így V_- megadása ekvivalens $Cd_-=C_-=f(V_-)$ megadásával, így szintén V_+ megadása ekvivalens $Cd_+=C_+=f(V_+)$ megadásával.

A (14) összefüggésben szereplő β tényezőt kivezérlési tényezőnek nevezhetjük, és az értékét a következő képlet határozza meg: $\beta=Co\left(\frac{1}{C_-}-\frac{1}{C_+}\right)$;

2.2 A legnagyobb átalakítható teljesítmény

A gyakorlat szempontjából hasznos, ha feleletet tudunk adni arra a kérdésre, hogy adott típusú varactor esetén mekkora a legnagyobb átalakítható teljesítmény, mely a fent bevezetett tényezők ismeretében meghatározható.

Legyen a varactoron disszipált teljesítmény W_d, melyet a

$$W_d=\frac{1}{2}Rs(I_1^2+I_2^2)$$

összefüggés határoz meg. Felhasználva (10) és (14) összefüggést

$$W_a=\frac{1}{4}W_d\frac{\omega_k}{\omega}F_1(\eta) \qquad (15)$$

kifejezést kapjuk. Ebben az összefüggésben

$$\omega_k=\frac{1}{R_s}\left(\frac{1}{C_-}-\frac{1}{C_+}\right); \qquad F_1(\eta)=\frac{\eta^2}{F(\eta)(1+\eta^2)}.$$

Adott varactor típusnál a legnagyobb megengedhető disszipált teljesítmény egy adott érték. Az ω_k legnagyobb értéke $\omega_{k\max}=\omega_c=\frac{1}{R_s}\left(\frac{1}{C_{\min}}-\frac{1}{C_{\max}}\right)$. Megvizsgálva $F_1(\eta)$ függvényt, azt találjuk, hogy $F_{1\max}(\eta)\doteq 0{,}2$. Tehát a legnagyobb átalakítható teljesítményre a következő egyszerű összefüggést kaphatjuk:

$$W_{a\max}\doteq 0{,}05\left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)W_d; \qquad (16)$$

Az ω_c megegyezik a Diamond [2] által bevezetett varactor határkörfrekvenciával, ahol $C_{\min}$ varactor kapacitása $V=V_B$ mellett és $C_{\max}$ varactor kapacitása az adott beállításban előforduló legnagyobb $V=V_{\max}$ nyitóirányú feszültség mellett. Ennek a feszültségnek egyértelmű meghatározása általában gyakorlati nehézségekbe ütközik, mert nehéz megmondani, hogy a $V>0$ feszültségek esetén fellépő vezetési áram mennyire rontja el a duplázó hatásfokát. Azonban, mivel $C_{\max}\gg C_{\min}$, így az ω_c kifejezésben $\frac{1}{C_{\max}}$ kismértékben befolyásolja az ω_c értéket és lényeges hiba nélkül ω_c-t $\frac{1}{R_sC_{\min}}$-nak lehet tekinteni, ami az irodalomban elterjedt körhatárfrekvenciával megegyezik.

2.3 A legnagyobb kimenőteljesítmény

A gyakorlat szempontjából frekvenciaduplázó fokozat hatásfoka ismerete mellett fontos ismerni azt a maximális kimenőteljesítményt — $W_{ki\max}$ —, melyet egy adott típusú varactor dióda alkalmazása esetén az adott frekvencia mellett még megkaphatunk.

A (10) összefüggést felhasználva és figyelembe véve,

hogy $$W_{ki}=W_a-\frac{1}{2}I_2^2R_s$$

és $$Wd=\frac{1}{2}R_s(I_1^2+I_2^2);$$

kapjuk a

$$W_{ki}=\frac{1}{8}Wd\frac{I_2}{I_d}-\frac{1}{2}R_sI_2^2\left(1+\frac{1}{8}\frac{I_2}{I_d}\right); \qquad (17)$$

összefüggést, ahol $I_d=\Phi(\omega Co)^2Rs$ a varactor adataitól és az alkalmazott frekvenciától függő diódára jellemző áramérték.

Ha a $W_{ki\max}$ értéket keressük, természetes feltételezni, hogy a varactor maximális módon van igénybevéve, és így W_d és β értékek állandóak. Maradt η érték, mely függvényében W_{ki} maximumot kell megkeresnünk. Mivel

$$\frac{dW_{ki}}{d\eta}=\frac{\partial W_{ki}}{\partial I_2}\frac{dI}{d\eta}$$

így érdemes megvizsgálni

$$\frac{dI_2}{d\eta} \text{ és } \frac{\partial W_{ki}}{\partial J_2}$$

függvények viselkedését. (14) összefüggésből, mivel $F(\eta)$ pozitív, monoton növekvő $\frac{dI_2}{d\eta}<0$, tehát $\frac{dW_{ki}}{d\eta}$ ott zérussal egyenlő, ahol $\frac{\partial W_{ki}}{dI_2}$ zérussal egyenlő. Ha figyelembe vesszük, hogy

$$\frac{\partial W_{ki}}{\partial I_2}=\frac{1}{8}\frac{W_d}{I_d}-I_2R_s-\frac{3}{16}\frac{R_s}{I_d}I_2^2$$

és hogy I_2 η függvényében monoton csökkenő, könnyen beláthatjuk, hogy ott, ahol

$$\frac{1}{8}\frac{W_d}{I_d} - I_2 R_s - \frac{3}{16}\frac{R_s}{I_d} I_2^2 = 0;$$ W_{ki}-nek

maximális értéke van.

Felhasználva az előző összefüggéseket a $W_{ki\,max}$ meghatározására a következő összefüggések adódnak (lásd a Függelék 3. pontját):

$$W_{ki\,max} = \frac{1}{8} W_d \frac{I_{2\,max}}{I_d} - \frac{1}{2} I_{2\,max}^2 R_s \left(1 + \frac{1}{8}\frac{I_{2\,max}}{I_d}\right); \quad (18)$$

$$I_{2\,max} = \frac{8}{3} I_d \left[\sqrt{\frac{3}{32}\frac{W_d}{I_d^2 R_s} + 1} - 1\right]; \quad (19)$$

$$F_{max}(\eta) = \frac{3}{4}\frac{\omega_c}{\omega}\left[\sqrt{\frac{3}{32}\frac{W_d}{I_d^2 R_s} + 1} - 1\right]^{-1}; \quad (20)$$

A fenti képletek $\beta = \beta_{max} = Co\left(\frac{1}{C_{max}} - \frac{1}{C_{max}}\right)$ kivezérlés mellett érvényesek és ismerve $F(\eta)$ függvényt, $\eta = \eta_{max}$ értéket a (20) segítségével megkaphatjuk. Ha (18), (19) és (20) képleteket megvizsgáljuk ω függvényében, feltéve, hogy W_d és β állandóak, azt tapasztaljuk, hogy ha $\omega \to \infty$, akkor

$$\eta_{max} \to \infty\,; \quad I_{2\,max} \to 0; \quad W_{ki\,max} \to 0.$$

2.4 Átalakítás hatásfoka

Az átalakítás hatásfokával kapcsolatban $\left(\delta_a = \frac{W_{ki}}{W_{be}}\right)$ két alapvető kérdésre kell válaszolnunk:

1. Mi a legnagyobb hatásfok akkor, ha maximális disszipációs teljesítmény adva van?
2. Mi a legnagyobb hatásfok, melyet adott frekvencia mellett az adott varactor segítségével nyerni lehet függetlenül a disszipációs szinttől?

Az első kérdésre, figyelembe véve előző eredményeket, könnyen válaszolhatunk. Mivel $W_{ki} = W_{be} - W_d$

így $\delta_a = \frac{1}{1 + \frac{W_d}{W_{ki}}}$ W_{be} bemenőteljesítmény. Tehát az adott disszipáció mellett hatásfok ott a legnagyobb, ahol $W_{ki} = W_{ki\,max}$, és ennek feltételeit a (18), (19), (20) képletek szolgáltatják.

A második kérdés megválaszolásához tekintsük a következő összefüggéseket:

$$W_{be} = \frac{1}{2} I_1^2 R_s + W_a;$$

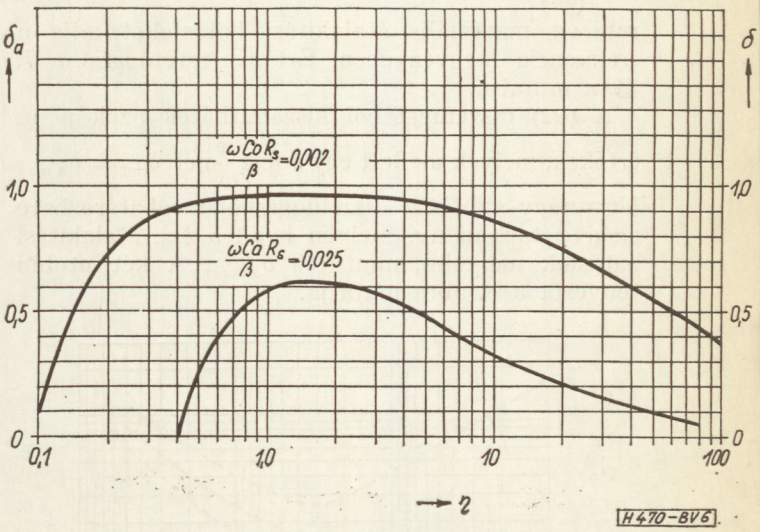
$$W_{ki} = -\frac{1}{2} I_2^2 R_s + W_a.$$

Figyelembe véve (10) és (14) összefüggéseket, kapjuk

$$\delta_a = \frac{1 - 4\frac{\omega C_0 R_s}{\beta}\frac{F(\eta)}{\eta^2}}{1 + 4\frac{\omega C_0 R_s}{\beta} F(\eta)}. \quad (21)$$

Tehát ismerve a varactor adatait, kivezérlési tényezőt, áramtényezőt, az átalakítás hatásfokát egyszerűen kiszámíthatjuk.

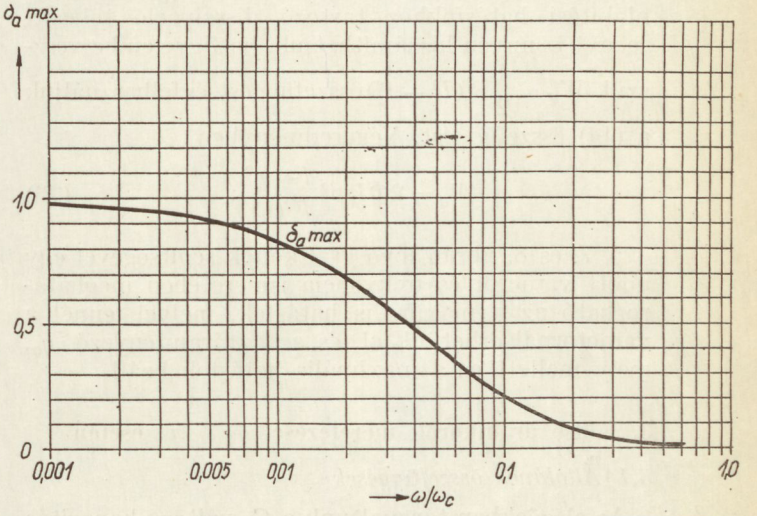
A (21) kifejezésből láthatjuk, hogy β kivezérlési tényező növekedésével a hatásfok növekszik. A δ_a függése (egy adott β mellett) η áramtényezőtől először növekvő azután csökkenő jelleget mutat, és egy bizonyos $\eta = \eta_a$ értéknél maximális értéket vesz fel. Egy ilyen függést a 6. ábra mutat.



6. ábra. Frekvenciaduplázó átalakítás hatásfoka az η áramtényező függvényében két különböző $\frac{\omega C_0 R_s}{\beta}$ paraméter esetén

δ_a maximális értékének nagysága növekszik $\frac{\omega C_0 R_s}{\beta}$ csökkenésével. Egy adott frekvencia mellett legkisebb $\frac{\omega C_0 R_s}{\beta}$ egyenlő $\frac{\omega}{\omega_c}$-vel. Tehát maximális kivezérlés mellett az átalakítás hatásfoka a következő:

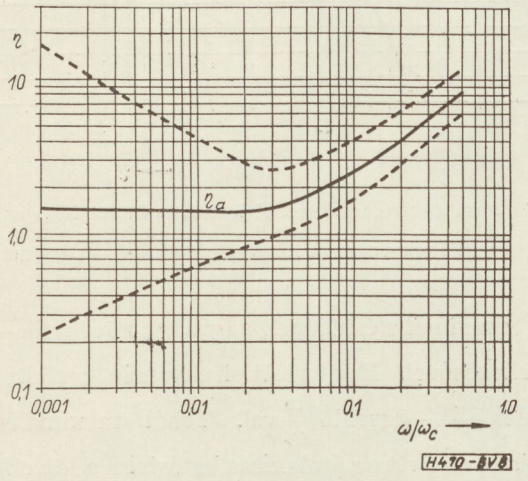
$$\delta_{am} = \frac{1 - 4\frac{\omega}{\omega_c}\frac{F(\eta)}{\eta^2}}{1 + 4\frac{\omega}{\omega_c} F(\eta)}; \quad (22)$$



7. ábra. Frekvenciaduplázó maximális átalakítás hatásfoka függvényben az $\frac{\omega}{\omega_c}$

Ha egy sorozat $\frac{\omega}{\omega_c}$ értékhez kiszámítjuk a hozzá tartozó $\delta_{a\max}$ értékeket, mely egy adott $\frac{\omega}{\omega_c}$ mellett maximális δ_{am} értéket jelent, akkor kapjuk $\delta_{a\,\max} = \delta\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$ összefüggést, mely varactor jellemzői ismeretében maximális átalakítási hatásfokot adja a frekvencia függvényében. Ezt az összefüggést a 7. ábra mutatja.

A (22) összefüggésből kiszámíthatók azok a η_a értékek, melyek mellett egy adott $\frac{\omega}{\omega_c}$-nél $\delta_{am} = \delta_{a\,\max}$ Ugyanúgy ebből az összefüggésből meghatározható az a η tartomány, melyen belül a δ_{am} átalakítási hatásfok nagyobb, mint 0,9 $\delta_{a\,\max}$. A két utóbbi tényezőt a 8. ábra mutatja.



8. ábra. Maximális átalakítás hatásfokához tartozó r_a áramtényező $\frac{\omega}{\omega_c}$ függvényében

A 8. ábrán 0,9 $\delta_{a\,\max}$ hoz tartozó η határok szakadozott vonallal vannak jelölve. Az optimális átalakítási hatásfokhoz tartozó disszipáció teljesítményt könnyen kiszámíthatjuk, ha figyelembe vesszük $W_d = \frac{1}{2}R_s(I_1^2 + I_2^2)$ összefüggést, és felhasználjuk a (14) összefüggést. Végeredményben

$$W_d = 2\Phi I_d \beta^2 \frac{1+\eta^2}{F^2(\eta)}; \qquad (23)$$

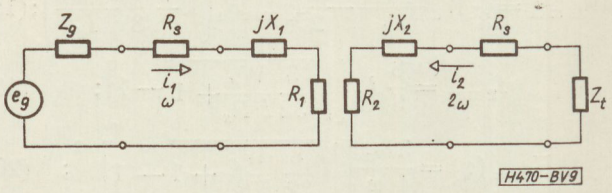
A 7. és 8. ábrán levő grafikonok segítségével egy adott varactor és frekvencia ismeretében meghatározható az a maximális hatásfok, melyet ennél a varactornál érhetünk el, és az az áramtényező η_a, mely mellett ez a maximális hatásfok beáll.

3. Külső áramkörök méretezése $\varphi_2 = \pi$ esetén

3.1 Általános összefüggések

Az előzőekben tárgyaltunk a C_d változó kapacitás különböző elektromos állapotának következményeiről. A *Cd* változó kapacitás elektromos állapotát a kapacitáson kívül levő áramkörök impedanciái határozzák meg. Az alábbiakban vizsgáljuk meg, hogy milyen impedanciákat kell elhelyezni *Cd* kapacitáson kívül ahhoz, hogy a frekvenciaátalakítás szempontjából kedvező állapotot a *Cd* változó kapacitáson beállítsuk.

A frekvenciaduplázó áramkör teljes helyettesítési rajzát figyelembe véve a bevezetésben levő 4. ábrát és 5. ábrát a 9. ábra mutatja.



9. ábra. Frekvenciaduplázó teljes helyettesítési rajza

Ezen az ábrán e_g ω frekvenciájú generátor üresjárási feszültsége, Z_g generátor belső impedanciája ω frekvencián, Z_t terhelő impedanciája 2ω frekvencián, a többi jelölések azonosak az előző jelölésekkel. Az $i_2 \neq 0$ esetén szükséges, hogy

$$R_2 = -(R_s + R_t); \text{ és } X_2 = -X_t; \qquad (24)$$

ahol $R_t = ReZ_t$; $X_t = ImZ_t$. Figyelembe véve (8), (9), továbbá (6) és (7) összefüggéseket, kapjuk

$$\operatorname{tg}\varphi_2 = -\left[\frac{X_t}{R_s + R_t} - \frac{q_0}{4\Phi C_0}\frac{1}{\omega C_0(R_s + R_t)}\right] \qquad (25)$$

$$R_1 = \frac{R_s + R_t}{\eta_2}; \qquad (26)$$

$$X_1 = -\frac{X_t}{\eta^2} + \frac{q_0}{4\Phi C_0}\frac{1}{\omega C_0}\left[\frac{1}{\eta^2} - 2\right] \qquad (27)$$

3.2 A q_0 integrálási állandónak meghatározása

A bevezetés (2) képletében szereplő q_0 integrálási állandó előfordul további összefüggésekben is. Ahhoz, hogy a külső áramkörök paramétereit meghatározzuk, szükséges ezen állandó ismerete. A q_0 meghatározó összefüggés 2.1 pont jelöléseit használva

$$q_0 = 2C_0\Phi a \qquad (28)$$

Mivel $2C_0\Phi > 0$, így q_0 előjele az a előjelével azonos.

Az a előjelének meghatározásához tekintsük a (11) képletet. Mivel $V_B < V < \Phi$, így $1 - \frac{V}{\Phi} > 0$ minden t pillanatban, ami azt jelenti, hogy $a - b\sin x + c\sin 2x$ vagy negatív minden t pillanatban, vagy pozitív minden t pillanatban. Ez csak úgy lehetséges, hogy a vagy pozitív, vagy pedig negatív és az előjelét nem a matematikai, hanem fizikai meggondolások határozzák meg, mégpedig úgy, hogy elegendő egy lehetséges fizikai állapotban meghatározni az a előjelét ahhoz, hogy minden más állapotban ez az előjel érvényes legyen. Ezt azért szükséges hangsúlyozni mert bár a q_0 abszolút értéke nem függ a t időtől, azonban nem állandó abban az értelemben, melyet lineáris áramkörök esetén megszoktunk, és függ a feszültség kivezérlésétől, áramnagyságától, egyszóval a varactor üzemi beállításától. Ami azt

jelenti, hogy a q_0 abszolút értékének meghatározásához nem elegendő csak egy bizonyos esetben megvizsgálni a q_0 értékét. A q_0 előjelének meghatározására végezzük el a következő gondolatkísérletet. Legyen $X_t = 0$ és R_t-t növeljük minden határon túl úgy, hogy közben I_1 bizonyos korlátok között maradjon. Felhasználva a (27) összefüggést és figyelembe véve, hogy $\eta \to \infty$, kapjuk, hogy $X_1 \to -\frac{q_0}{2\Phi C_0(\omega C_0)}$ Intuitív meggondolások és számítások azt mutatják, hogy $i = I_1 \cos \omega t$ esetén X_1 kapacitív jellegű kell hogy legyen, tehát $X_1 < 0$ és $q_0 > 0$. Tehát $q_0 > 0$ kell hogy legyen.

Felhasználva a (28), (12) és (13) összefüggéseket, kapjuk

$$q_0 = \Phi C_0^2 \left(\frac{1}{C_-} + \frac{1}{C_+}\right) \tag{29}$$

3.3 Külső áramkörök impedanciái $\varphi_2 = \pi$ esetén

Mivel $\operatorname{tg} \pi = 0$, így felhasználva a (29) és (25) összefüggéseket $X_{t\pi}$-re ($X_{t\pi}$ az $q_2 = \pi$-hez szükséges X_t értéke), kapjuk

$$X_{t\pi} = \frac{1}{2\omega}\left(\frac{1}{C}\right)_k; \tag{30}$$

összefüggést, ahol

$$\left(\frac{1}{C}\right)_k = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{C_-} + \frac{1}{C_+}\right).$$

Felhasználva továbbá a (27) összefüggést, kapjuk

$$X_{1\pi} = -\frac{1}{\omega}\left(\frac{1}{C}\right)_k. \tag{31}$$

Tehát ha $\varphi_2 = \pi$, az áramkör illesztéséhez szükséges generátor kimenőimpedanciája $Z_{g\pi}$.

$$Z_{g\pi} = R_s + \frac{R_s + R_t}{\eta^2} + j\,\frac{1}{\omega}\left(\frac{1}{C}\right)_k. \tag{32}$$

3.4 Varactor előfeszültsége

A varactor előfeszültségének meghatározásához ki kell számolni az (5) összefüggésből $1 - \frac{V}{\Phi}$ állandó összetevőjét és felhasználni a (14) és (29) összefüggéseket, valamint $F(\eta)$, η, β tényezőket. A fentiek felhasználásával

$$1 - \frac{V_0}{\Phi} = \frac{1}{2}\,\frac{\beta^2}{F^2(\eta)}\left(\frac{1}{4} + \eta^2\right) + C_0^2\left(\frac{1}{C}\right)_k^2 \tag{33}$$

összefüggést kapjuk (lásd a Függelék 4. pontját), ahol V_0 a varactor szükséges előfeszültsége.

3.5 Frekvenciaduplázó méretezése

Ahhoz, hogy a frekvenciaduplázó áramkörnél egy adott ω esetén maximális hatásfokot elérjünk, szükséges, hogy a varactor kapacitása C_{max} és C_{min} között változzon és η egy határozott érték legyen (8. ábra szerint). Ezen tényezők ismeretében (14) és (33) segítségével adódnak szükséges I_2 és előfeszültség V_0 értékek. A varactor illesztésének feltételeit ekkor (30) és (32) összefüggések szolgáltatják. A kimenőteljesítményt $\frac{1}{2} I_2^2 R_t$, az I_1 áramot pedig ηI_2 összefüggések adják. Az I_1 létrehozásához szükséges generátor üresjárási feszültséget e_g könnyen kaphatjuk, felhasználva a varactor impedanciatranszformáló hatását leíró (26), illetve (27), (29) összefüggéseket. Az ilyenkor fellépő varactor disszipációját (23) adja.

Hasonló a helyzet abban az esetben is, amikor egy adott disszipációjú varactor felhasználásával maximális lehetséges kimenőteljesítményt kívánunk elérni.

4. Végkövetkeztetés

A fentiekben párhuzamos csatolású varactoros frekvenciaduplázó fokozat működését vizsgáltuk meg. Olyan összefüggéseket kaptunk, melyek segítségével ilyen áramkör méretezését, valamint szükséges varactortípus kiválasztását el lehet végezni. Az analízis és a kapott eredmények szigorúan csak nonlinearitási tényező $\Theta = \frac{1}{2}$ esetén érvényesek. Azonban, mivel a valódi varactor diódáknál Θ értéke $\frac{1}{2}$ és $\frac{1}{3}$ között van, a kapott kísérleti eredmények jól egyeznek az elméleti értékekkel.

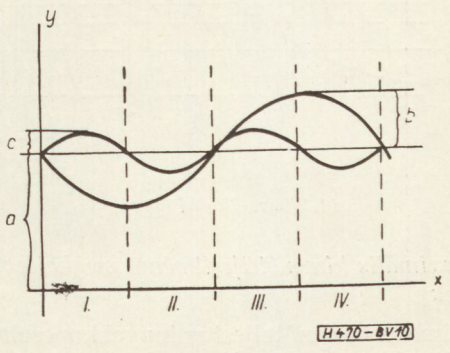
5. Függelék

5.1 Változó kapacitást helyettesítő impedanciák meghatározása

Az (5) összefüggést felhasználva ω frekvenciájú feszültség összetevőjét V_1

$$V_1 = -\frac{1}{8}\,\frac{I_1 I_2}{(\omega C_0)^2 \Phi}\cos\varphi_2 \cos\omega t + \\ + \frac{I_1 q_0}{4\Phi C_0(\omega C_0)}\left[2 + \frac{I_2}{2q_0\omega}\sin\varphi_2\right]\sin\omega t$$

összefüggés határozza meg. Az árammal fázisban levő feszültség amplitúdó viszonya az áram I_1 amplitúdójához R_1 értéket szolgál, mely megegyezik a (6)-tal. Mivel $U_c = \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt$; $i = I\cos\omega_0 t$ esetén $U_c = \frac{I}{\omega C}\sin\omega t$, tehát $\frac{q_0}{4\Phi C_0(\omega C_0)}\left[2 + \frac{I_2}{2q_0\omega}\sin\varphi_2\right]$ reaktancia kapacitív jellegű. Mivel kapacitív jellegű reaktancia esetén $X_c < 0$, így az X_1 értékét a (7)



10. ábra. y-függvény grafikonja

összefüggés határozza meg. Teljesen azonos módon levezethető a (8) és (9) összefüggés is.

5.2 Az $y = a - b \sin x + c \sin 2x$ kifejezés diszkussziója

Keressük meg y függvény extrémum helyeit: $\frac{dy}{dx} = -b \cos x + 2c \cos 2x = 0$; egyenletből.

Kapjuk $\cos x_{1,2} = \frac{b}{8c} \pm \sqrt{\left(\frac{b}{8c}\right)^2 + \frac{1}{2}}$ összefüggést. A 2.1 pontban bevezetett jelöléseket felhasználva és bevezetve $\eta = \frac{I_1}{I_2}$ áramtényezőt kapjuk $\cos x_{ext} = \frac{1}{4}(\eta \pm \sqrt{\eta^2 + 8})$ kifejezést.

Mivel minket csak legnagyobb maximum, illetve legkisebb minimum érdekel, tekintsük meg y függvény grafikonját (10. ábra).

A grafikonból láthatjuk, hogy a legnagyobb maximális érték III negyedben van, ebből $\cos x_{max} = \frac{1}{4}(\eta - \sqrt{\eta^2 + 8})$. Ugyanúgy a legkisebb minimális érték II negyedben van, tehát

$$\cos x_{min} = \frac{1}{4}(\eta - \sqrt{\eta^2 + 8}).$$

A fentiekből

$$\cos x_{max} = \cos x_{min}; \quad \sin x_{min} = -\sin x_{max} = \sqrt{1 - \frac{1}{16}(\eta - \sqrt{\eta^2 + 8})^2}$$

A minket érdeklő $1 - \frac{V_-}{\Phi}$ és $1 - \frac{V_+}{\Phi}$ összefüggésekre a következőket kapjuk:

$$1 - \frac{V_-}{\Phi} = (a - b \sin x_{max} + c \sin 2x_{max})^2;$$

$$1 - \frac{V_+}{\Phi} = (a - b \sin x_{min} + c \sin 2x_{min})^2;$$

továbbá

$$-b \sin x_{max} + c \sin 2x_{max} = -2c \sin x_{max}(\eta - \cos x_{max}) = 2c\left[\eta - \frac{1}{4}\left(\eta - \sqrt{\eta^2 + 8}\right)\right]\sqrt{1 - \frac{1}{16}(\eta - \sqrt{\eta^2 + 8})^2};$$

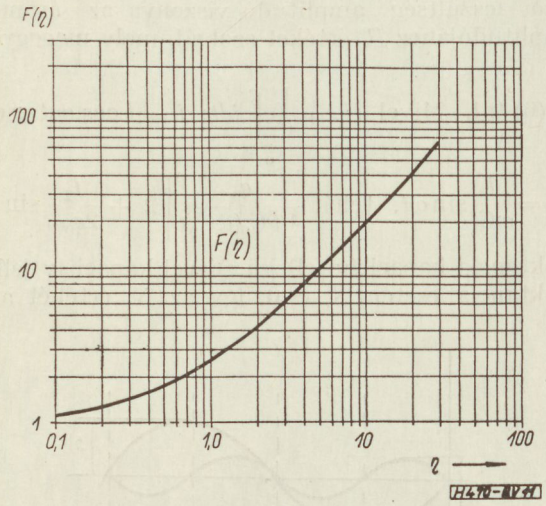
Ugyanúgy

$$b \sin x_{min} + c \sin 2x_{min} = -2c\left[\eta - \frac{1}{4}\left(\eta - \sqrt{\eta^2 + 8}\right)\right]\sqrt{1 - \frac{1}{16}(\eta - \sqrt{\eta^2 + 8})^2};$$

Bevezetve

$$F(\eta) = \frac{1}{8}(3\eta - \sqrt{\eta^2 + 8})\sqrt{16 - (\sqrt{\eta^2 + 8} - \eta)^2}$$

függvényt, a (12) és (13) összefüggéseket kapjuk. Az $F(\eta)$ függvény a 11. ábrán látható.



11. ábra. $F(\eta)$-függvény

5.3 Maximális kimenőteljesítményt meghatározó összefüggések

Maximális kimenőteljesítménnyel kapcsolatban be kell látnunk először, hogy $I_{2\,max}$ által definiált $W_{ki\,max} > 0$ másodszor, hogy $W_{ki\,max}$ valóban W_{ki} maximális értéke. Az első állítás belátásához tekintsük (17) összefüggést. Ennek az összefüggésnek pozitív gyöke $4I_d\left[\sqrt{1 + \frac{Wd}{8I_d^2Rs}} - 1\right]$. Mivel $I_{2\,max} < 4Id\left[\sqrt{1 + \frac{Wd}{8I_d^2Rs}} - 1\right]$, így $W_{ki\,max} > 0$;

A második állítás belátásához tekintsük $\frac{\partial W_{ki}}{\partial I_2} = \frac{1}{8}\frac{Wd}{I_d} - I_2R_s - \frac{3}{16}\frac{R_s}{I_d}I_2^2$ összefüggést. Mivel η függvényében I_2 monoton csökkenő és $I_{2\,max}$ a fenti összefüggés pozitív gyöke, így $\eta < \eta_{max}$ esetén $\frac{\partial W_{ki}}{\partial I_2} < 0$, tehát $\frac{dW_{ki}}{d\eta} = \frac{\partial W_{ki}}{\partial I_2}\frac{dI_2}{d\eta} > 0$. Amennyiben $\eta > \eta_{max}$-nál $\frac{\partial W_{ki}}{\partial I_2} > 0$, így $\frac{dW_{ki}}{d\eta} < 0$, tehát $\eta = \eta_{max}$ és $I_2 = I_{2\,max}$ esetén $\frac{dW_{ki}}{d\eta} = 0$ összefüggés, amiből $I_{2\,max}$-ra vonatkozó (19) összefüggés levezethető tényleg W_{ki} maximális értékét definiálja.

5.4 Varactor előfeszültsége

Az (5) összefüggésből $1 - \frac{V_0}{\Phi} = \left(\frac{q_0}{2\Phi C_0}\right)^2 + \frac{1}{2}\frac{I_1^2}{(2\Phi\omega C_0)^2} + \frac{1}{2}\frac{I_2^2}{(4\Phi\omega C_0)^2}$. Ha q_0 helyébe (29)-ből, I_2 helyébe (14)-ből behelyettesítjük és $I_1 = \eta I_2$ összefüggést felhasználjuk, kapjuk a (33) összefüggést.

IRODALOM

1. *J. M. Manley and H. E. Rowe:* Some General Properties of Nonlinear Elements—Part I. General Energy Relations. Proc IRE Vol 44pp 904—913 July 1956.
2. *B. L. Diamond:* Idler Circuits in Varactor Frequency Multipliers. IEE Transactions on Circuit Theory. 1963. Marc pp 35—44.
3. *G. B. Straeca:* Harmonic Generation by Means of Reactance Diodes. Alta Frequenza. Vol. XXXI-N5 MAGGIO 1962 pp 70—83.
4. *P. Penfield, R. P. Rafuse:* Varactor Applications. The M. I. T. Press. 1962. Chapter 8. pp 297—435.
5. *T. M. Hyltin K. L. Kotzebue:* A Solid State Microwave Source from Reactance Diode Harmonic Generators. I. R. E. Transactions on Microwave Theory and Techniques. January 1961. pp 73—78.
6. *K. M. Johnson:* Large Signal Analisis of a Parametric Harmonic Generator IRE Transaction on Microwave Theory and Techniques. September. 1960. pp 525—532.
7. *J. A. Morrison:* Maximization of the Fundamental Power in Nonlinear Capacitive Diodes. The Bell Syst. Techn. Journ. March 1962. pp 677—721.
8. *W. Janeff:* Variable-Reactance Frequency Multipliers. Electrical Communication Vol. 38. Nl 1963. pp 106—118.
9. *T. C. Leonard:* Prediction of Power and Efficiency of Frequency Doublers Using Varactors Exehibiting a General Nonlinearity. Proc of the IEEE August 1963. pp 1135—1139.
10. *K. K. N. Chang, P E Chase:* A Rigorous Analysis of Harmonic Generation Using Parametric Diodes. RCA Rewiev June 1963. pp 214—225.

Szovjet elektronikai kiállítás a Technika Házában

A Szovjetunió Állami Elektronikai Bizottsága a „Maspriborintorg" Össz-szövetségi Egyesüléssel karöltve nagy sikerű kiállítást rendezett Budapesten, a Technika Házában. A kiállításon bemutattak számos olyan elektronikai gyártmányt és technológiai berendezésmintapéldányt, amelyet szovjet részről 1965-ben, és az azt követő időszakban export célokra állítanak elő.

A kiállítást dr. Horgos Gyula kohó- és gépipari miniszter 1964. december 1-én nyitotta meg. Megnyitójában röviden felhívta a figyelmet arra, hogy az elektronika világszerte rohamos fejlődésben van és túllépve az információközlés területét, alapját képezi egyebek között a műszerezésnek és a gyártási folyamatok komplex automatizálásának is. A készülékek és berendezések a fejlődés során egyre bonyolultabbakká válnak és egyre több különféle alkatrészt tartalmaznak. Ez megköveteli a kész berendezések megbízhatóságának fokozását. Megbízhatóan működő készülékek tervezése azonban nem képzelhető el pontos és megbízható alkatrészek nélkül. Ezeknél ma már követelmény az elektromos és mechanikai jellemzők tartása mellett a nagy élettartam, a paraméterek stabilitása, valamint az igen kismértékű meghibásodási arány. Ezután az elektronikai ipar hazai vetületével foglalkozva hangsúlyozta, hogy a híradástechnika és műszeripar hagyományai nálunk is több évtizedre nyúlnak vissza. Felszabadulásunk után szocialista államunk — felismerve a hagyományainkon nyugvó lehetőségeket — erős híradástechnikai és műszeripart teremtett. Termelésünk számottevő hányadát külföldi államokba és ezek között jelentős részben a Szovjetunióba szállítjuk. Hazánkban az elektronikai ipar mennyiségi és minőségi fejlődése olyan követelményeket ró kutató és fejlesztő szakembereinkre, amelyeket viszonylag kis országunk saját erejéből nem tud elvégezni az alkatrészek, készülékek és berendezések teljes nómenklatúrájára nézve. Elektronikai iparunk további fejlődése megkívánja, hogy még szorosabbra fűzzük a már eddig is gyümölcsöző műszaki és kereskedelmi kapcsolatokat a Szovjetunió és Magyarország között, a híradástechnikai és műszeripar területén. A jövőben még több alkatrészt és szerelvényt kell beszereznünk a Szovjetunió elektronikai iparától, hogy ezen keresztül alkatrészgyártási nómenklatúránkat tovább szűkítsük és kisebb területre összpontosítsuk mind fejlesztési, mind gyártási erőnket. Befejezésül rámutatott arra, hogy a kiállítás nagy segítséget jelent a magyar szakemberek részére, mert bemutatja az eddig egyáltalán nem, vagy csak részben ismert típusú alkatrészek és szerelvények széles választékát, valamint számos vizsgáló és speciális gyártóberendezést, amelyeket a Szovjetunióból beszerezhetünk és így lehetővé válik azok hazai felhasználása és alkalmazása. Jelen kiállítást követően célszerű további kiállításokat, tapasztalatcseréket tartani. Szilárd alapot nyújt ehhez a szovjet és magyar szervek közötti azon megállapodás, hogy a kölcsönös alkatrész-szállításokat a III. ötéves terv során fokozzuk.

A kiállítás anyagát összefoglalóan K. I. Mihajlov, a Szovjet Állami Elektronikai Bizottság első miniszterhelyettese ismertette. Hangsúlyozta, hogy a rövid idő miatt, amely a bemutatott mintadarabok előkészítésére rendelkezésükre állt, nem állt módjukban részletesen tanulmányozni a magyar rádióelektronikai ipar szükségleteit. Így következésképpen előfordulhat, hogy a kiállításon sok, a magyar ipart érdeklő gyártmány vagy berendezés nem szerepel. Készek azonban rádióelektronikai iparunk igényeit tanulmányozni, annak érdekében, hogy fokozottabban hozzájárulhassanak e szükségletek kielégítéséhez. Kifejezte azt a reményét, hogy a kiállítás elősegíti majd a kölcsönösen előnyös kereskedelmi kapcsolatok továbbfejlődését és a két ország közötti együttműködés szorosabbá tételét az elektronika területén.

A kiállítás anyagából mindenekelőtt a lineáris részecskegyorsítókban alkalmazható, ultranagyfrekvenciás, igen nagy teljesítményű, 20—30 MW-os klisztronokat kell megemlíteni. Érdekes volt a milliméteres hullámsávon dolgozó hátrálóhullámú csövek sorozata. E csövek magfizikai vizsgálatoknál és különböző rendeltetésű mérőberendezésekben alkalmazhatók. Ipari gyártásuk elősegíti a milliméteres hullámsáv meghódítását.

A kiállításon bemutatták az optikai sávban működő kvantum-mechanikai generátort — a lasert. E laser segítségével épültek Moszkvában a metró legutóbb épített vonalainak alagútjai.

Kiállították a televízió- és oszcillográfcsövek, fénysokszorozók, vevőerősítő csövek különböző típusait, mind szokásos, mind miniatűr kivitelben. Ezek között igen nehéz üzemi feltételek mellett alkalmazható, fokozott üzembiztonságú csöveket és hosszú élettartamú csöveket is láthattunk.

Bemutatták a rádiólokációban és magfizikában alkalmazható impulzus-, hidrogén tirátronok különböző típusait.

A kiállítás gazdag anyagában megtalálhattuk a hideg katódú csövek, a félvezető diódák és tranzisztorok, a rádióalkatrészek különböző sorozatait. Kiállítottak ferriteket, mesterséges kristályokat, különleges fajtájú vákuumtechnikai üvegeket és kerámiákat.

Igen nagy érdeklődést váltottak ki a kiállított technológiai berendezések, amelyek minden tekintetben megfelelnek a korszerű elektrovákuum- és félvezető ipar összes követelményének.

Bemutattak

— 5 db szerszámgép-automatát, amelyek feszített rácsú vevőerősítő csövek rácsainak gyártására szolgálnak;

— egységesített félautomata rádiócsővizsgálót, amely nagy teljesítőképesség mellett 50-féle csőtípust képes pontosan ellenőrizni. E berendezés 6—8 ellenőrző személy által kiszolgált 9—12 vizsgálópadból álló ellenőrző-vizsgáló állomást helyettesít;

— kerámia alkatrészek nyomás alatti melegöntésére szolgáló automatát, amely az előkészítő műveletek automatizálása és az öntőpép vákuumozásának eredményeként előnyösen üzemeltethető és különösen jó minőségű alkatrészeket gyárt;

— toroid tekercselő gépet, amely nagy menetszámú és kis furatátmérőjű tekercsek csévélésére szolgál. A cserélhető szerkezetekkel történő felszerszámozás a csévélhető gyártmányok tartományát jelentősen kiterjeszti;

— villamos szikraforgácsoló berendezéseket, amelyek bármilyen áramvezető anyagból alkatrészek és szerszámok pontos előállítását biztosítják. Ez bonyolult profilokat 1 mikronig terjedő pontossággal vág ki, biztosítva emellett a megmunkált felület simaságát;

— a levegő páratartalmának mérésére szolgáló olyan műszert, amely lehetővé teszi egységnyi levegőtérfogatban levő porszemek számának meghatározását. E műszer 1 liternyi levegőben 5 porszemnyi érzékenység mellett a 7/10 mikron méretű porszemeket is regisztrálja.

A kiállításon az alkatrészek, készülékek, berendezések több mint 500 különböző típusát láthattuk.

A kiállítás alkalmából a szovjet szakemberek értékes előadásokat tartottak és ezekkel, valamint konzultációkkal termékenyen hozzájárultak a magyar elektronika fejlesztéséhez.

SZABADALMI SZEMLE

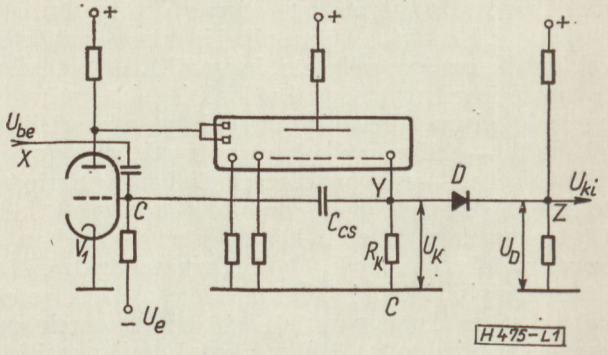
Összeállította: LÉNÁRD LÁSZLÓ

Eljárás és kapcsolási elrendezés aperiodikus valódi osztás megvalósítására gáztöltésű impulzusszámláló csővel

Bejelentette a Központi Fizikai Kutató Intézet Budapest, 1962. szeptember 3-án (151 382; 21 g 1—16).

Feltalálók: Pálmai Imre és Szlávik Ferenc

A frekvenciaosztásra alkalmas áramköri egységek, az ún. osztófokozatok általában csak azután szolgáltatnak kimenő impulzust, miután az áramköri egység a kimenőimpulzust kiváltó bemenő impulzus hatására új állapotát felvette. A bemenő- és kimenőimpulzus között időkiesés keletkezik. E késések többfokozatú osztólánc esetén összeadódnak és befolyásolhatják a műveleti pontosságot. A találmány értelmében a valódi osztókban ezt az időkiesést koincidencia fokozattal lehet kiküszöbölni. A találmány lényege az, hogy az impulzusszámlálócsöves osztófokozatot vezérlő pozitív polaritású impulzus amplitúdóját — a léptetőcső rácskatódkörét határolóként működtetve — határoljuk s az így nyert impulzust a katód munkaellenállásán az impulzus megjelenésének pillanatában fennálló feszültségre szuperponáljuk. Az így előálló eredőfeszültséget referenciafeszültséggel hasonlítjuk össze és csak az ennél nagyobb eredőjel esetén bocsátunk tovább impulzust. Az ábra egy példaképpeni kiviteli elrendezést szemléltet. Az osztófokozat X impulzusbemeneti pontja a V_1 léptetőcső G vezérlő rácsára van csatlakoztatva. A cső rácskatód körébe olyan előfeszültségforrás van kapcsolva, melynek $-U_e$ feszültsége abszolút értékben kisebb, mint az X pontról a G rácsra csatlakoztatott pozitív polaritású impulzusok amplitudója. A G rács C_{cs} csatolókondenzátorán át a kiválasztott katód R_k munkaellenállásának Y melegpontjára csatlakozik, mely a D feszültségvezérelt szelephatású elem



anódpontjával össze van kötve. A D feszültségvezérelt szelephatású elem Z katódpontjához munkaellenállás csatlakozik. A Z katódpontra, ellenálláson keresztül, a C közös hidegponthoz képest pozitív feszültség van vezetve.

GODÓ BÉLA
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

Ugrások és kitámasztók számítása koaxiális tápvonalakon

ETO 621.315.212:621.315.62

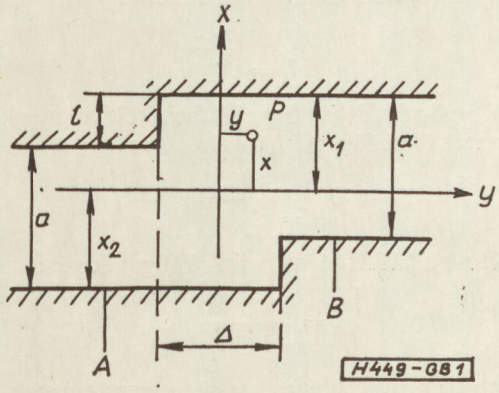
Az URH technikában gyakran felmerül két azonos hullámellenállású, de különböző keresztmetszetű koaxiális tápvonal reflexiómentes összekapcsolásának, valamint egy koaxiális tápvonal belső ere reflexiómentes megtámasztásának a problémája. Az alábbiakban azzal az esettel foglalkozunk, amelynél a két tápvonalat ugrásszerű átmenet csatolja egymáshoz, a kitámasztók közül pedig a szigetelő tárcsák esetét vizsgáljuk meg.

A hengeres koaxiális tápvonal külső és belső erének átmérőjében fellépő ugrásszerű változás nagyfrekvenciás hatását általánosságban exaktul kiszámítani, vagyis e hatásra exakt, zárt kifejezést találni oly nehéz feladatnak bizonyult, hogy ehelyett sokan közelítő megoldásokkal próbálkoztak. Egyik ilyen jól használható közelítés, amelyre a levelezéseink folyamán támaszkodni fogunk, H. Meinketől és A. Scheubertől származik [1]. E közelítés alapgondolata az, hogy a koaxiális vezetékben fellépő, matematikailag nehezen kezelhető, hengerszimmetrikus tér problémája helyett egy ahhoz hasonló, de sík problémát kell megoldani, amely lényegesen könnyebben keresztülvihető, majd ezt a megoldást „át kell transzformálni" a hengerszimmetrikus esetre.

I. Reflexiómentes ugrás

1. Reflexiómentes ugrás sík vezetékben

Ebben a fejezetben röviden ismertetjük a sík probléma megoldását, amint az az irodalomban megtalálható [1]. Az 1. ábra sík alakzatot mutat ugrással. Az elektromágneses hullám az y tengely irányában halad. A két vezető a rajz síkjára merőlegesen, a köztük levő távolság megtartásával a végtelenig kiterjed, tehát az elektromágneses tér ebben az irányban nem változik. Csak olyan esetet tárgyalunk, amelynél Δ, és a két szemben álló felület között mért, a felületekre merőleges legnagyobb távolság (vagyis az $l + a$ távolság az 1. ábrában) jóval kisebb $\lambda/4$-nél.



1. ábra. Ugráshely sík vezetékben

Ekkor ugyanis kvázistacionárius viszonyok állnak fenn, és az ugrás hatását igen egyszerűen vehetjük figyelembe, ugyanakkor a méretekre tett ezen megszorítás nem jelent nagy korlátozást, mert a gyakorlati esetek többségénél ez a feltétel teljesül.

Nyilvánvaló, hogy az ugrástól elég távol eső pontokban az elektromos és mágneses tér jó közelítéssel homogénnek tekinthető, vagyis pl. az elektromos erővonalak a vezetőfelületekre merőleges egyenesek. A Δ szakaszon belül viszont az erővonalak nem egyenes vonalak, és egymással nem is párhuzamosak, tehát ebben a tartományban a tér inhomogén. A Δ szakasztól jobbra és balra távolodva ez az inhomogenitás exponenciálisan csökken [2], ezért be lehet határolni az inhomogén tartományt olyan, a vezetők felületére merőleges A és B síkokkal (lásd 1. ábra), amelyeken kívül a tér már homogénnek tekinthető. Ezáltal a teret három részre osztottuk: egy inhomogén és az ehhez kapcsolódó két homogén tartományra.

Az 1. ábrában mindkét homogén tartományban a vezető felületek közti távolság nagysága a. Ebből az következik, hogy felvehetünk egy x, y koordinátarendszert úgy, hogy annak origója szimmetriapont legyen, vagyis bármely, az origón áthaladó egyenesen az origótól az egyik vezető felületéig terjedő szakasz egyenlő legyen azzal a szakasszal, amely az origó és a másik vezető felületre közé esik ezen az egyenesen. Ebből a célból az x tengelyt úgy vesszük fel, hogy az a Δ szakaszt felezze, az y tengelyt pedig úgy, hogy $x_1 = -x_2$ fennálljon az xy koordinátarendszerben. A tápvonalbeli ugrások tárgyalásánál ezt a koordináta rendszert fogjuk használni.

Az A, B síkok között elhelyezkedő inhomogén tartomány nagyfrekvenciás szempontból helyettesíthető egy homogén tápvonal szakasszal, amelynek a hullámellenállását és hosszúságát meg lehet határozni az AB tartomány elektrosztatikus erővonalképéből, mivel csak olyan kis ugrásokkal foglalkozunk, amelyeknél az AB szakasz a hullámhosszúsághoz viszonyítva annyira kicsi, hogy az AB szakasz vezető felületei ekvipotenciális felületeknek tekinthetők egy adott időpillanatban. E helyettesítő tápvonalszakasz hullámellenállásának kiszámítása céljából az 1. ábra AB tartományában az elektrosztatikus erővonalképből grafikus módon meghatározzuk a két vezető felület között fellépő C kapacitást [3], és ehhez hasonlóan a magnetosztatikus erővonalképből az L induktivitást. Ekkor az inhomogén AB tartománnyal nagyfrekvenciás szempontból ekvivalens homogén tápvonal hullámellenállása:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Megjegyezzük, hogy L és C számítását az 1. ábrá-

ban a rajz síkjára merőlegesen valamely véges hosszúságú szakaszra pl. a hosszegységre vonatkoztatjuk.

Nyilvánvaló, hogy az AB szakasz akkor biztosít reflexiómentes átmenetet, ha az azt helyettesítő tápvonalszakasz hullámellenállása azonos a hozzá csatlakozó homogén vezetékek hullámellenállásával. Ebből a szempontból tehát a helyettesítő tápvonalszakasz hosszúsága nem játszik szerepet. Képzeljük el, hogy egy bizonyos a távolságot önkényesen felvéve (lásd 1. ábra) különböző x_1 értékekhez az előbb említett grafikus, vagy valami más módon meghatározzuk azokat a Δ értékeket, amelyeknél az inhomogén tartomány reflexiómentes átmenetet képvisel. Így megkapjuk Δ-t az x_1 függvényében. A grafikus szerkesztésből az is könnyen látható, hogy ha az 1. ábra sík vezetékében az ugrás reflexiómentes átmenetet ad, akkor az 1. ábra minden méretének arányos megváltoztatásával nyert vezetékben is az ugrás szintén reflexiómentes átmenetet biztosít. Ezért tehát a Δ és x_1 értékekről áttérhetünk a Δ/a és x_1/a relatív értékekre. Mivel az x_1/a érték a későbbiek folyamán többször előfordul, nevezzük ezt s-nek (s a sík szó kezdőbetűje). Vagyis

$$s = \frac{x_1}{a} \tag{1}$$

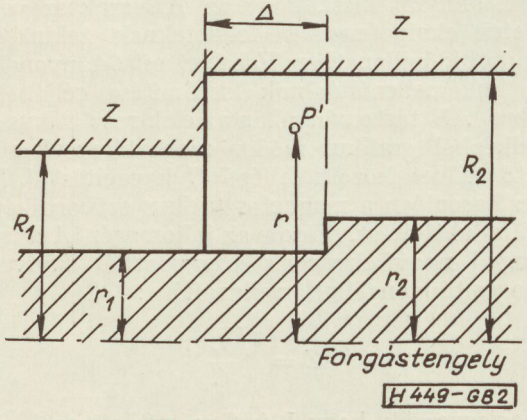
A Δ/a és s közti összefüggést, amely az előbb említett módon található meg, jelöljük φ-vel:

$$\frac{\Delta}{a} = \varphi(s) \tag{2}$$

Tehát egy sík vezetékben az ugrás akkor lesz reflexiómentes, ha annak méretei kielégítik a (2) egyenletet.

2. Sík vezeték transzformálása koaxiális vezetékbe és viszont

H. Meinke és A. Scheuber azt találták, hogy ha egy ugrást tartalmazó sík alakzat 1. ábrán látható metszetéből úgy szerkesztjük meg a 2. ábrán feltüntetett hengeres alakzat metszetének a képét, hogy az 1. ábra valamely P pontjának az y koordinátáját nem változtatjuk meg, viszont az x koordinátának egy r sugár feleljen meg (lásd P' pont a 2. ábrában) az



2. ábra. Ugráshely koaxiális vezetékben

$$r = R_0 e^{\frac{x}{R_0}} \tag{3}$$

transzformációs függvény szerint, akkor, ha az 1. ábra reflexiómentes alakzatot képviselt, a 2. ábra egy olyan ugrást tartalmazó koaxiális tápvonalat ábrázol, amelyben a Δ ugrás szintén reflexiómentes lesz. A (3) egyenletben R_0 hosszúság dimenziója konstans mennyiség. Amint arról behelyettesítésekkel meggyőződhetünk, a fenti vázolt módon nyert 2. ábrában a homogén koaxiális vezeték szakaszok hullámellenállása azonos. Jelöljük ezt a közös hullámellenállást (mint az ábrában) Z-vel, amelyre a következő összefüggések érvényesek:

$$Z = 60 \ln \frac{R_1}{r_1} = 60 \ln \frac{R_2}{r_2} = 60 \frac{a}{R_0} [\Omega].$$

Egyúttal megkaptuk a (3) egyenletben szereplő R_0 konstans értékét is:

$$R_0 = \frac{60\,a}{Z}, \tag{4}$$

ahol a az 1. ábra sík vezetői közötti távolság.

Ezek után felvetődik a kérdés, hogyan lehet a (2) és (3) egyenletek ismeretében, adott Z hullámellenállású koaxiális kábelben az ugrást reflexiómentesre méretezni? Jelöljük a két homogén tápvonal szakasz külső átmérőit D_1 és D_2-vel:

$$D_1 = 2R_1; \; D_2 = 2R_2 \tag{5}$$

és vezessük be a

$$h = \frac{D_2}{D_1} \tag{6}$$

arányt (h a henger szó kezdő betűje).

Keressük a

$$\frac{\Delta}{D_2} = f_Z(h) \tag{7}$$

függvényt, ahol a Z index a hullámellenállásra, mint paraméterre utal.

Először meghatározzuk a kapcsolatot s és h között. A (3) egyenlet és az 1. és 2. ábrák alapján írható:

$$R_1 = R_0 e^{\frac{a-x_1}{R_0}} \quad \text{és} \quad R_2 = R_0 e^{\frac{x_1}{R_0}} \tag{8}$$

(5), (6) és (8) kombinálásából adódik:

$$h = e^{\frac{2x_1-a}{R_0}}$$

Ebből pedig (4) és (1) figyelembevételével megkapjuk a keresett összefüggést h és s között:

$$h = e^{\frac{Z}{60}(2s-1)} \tag{9}$$

(9)-ből s-t előállíthatjuk, mint h függvényét:

$$s = \frac{1}{2} + \frac{30}{Z} \ln h \tag{10}$$

Tekintettel arra, hogy egy sík elrendezésnek a (3) segítségével hengeres elrendezésbe való transz-

formálásánál az 1. ábra y tengelyének irányába eső méretek nem változnak, ezért (2)-ben és (7)-ben a Δ értékek azonosak. Ebből következik, hogy (2)-ből és (7)-ből nyerhető:

$$D_2 f_z(h) = a\varphi(s).$$

Ebből viszont (10) behelyettesítésével kapjuk:

$$fz\,(h) = \frac{a}{D_2}\varphi\left(\frac{1}{2} + \frac{30}{Z}\ln h\right) \tag{11}$$

(11)-ben már csak az a/D_2 mennyiséget kell h és Z segítségével kifejezni. E célból először a-t határozzuk meg a következőképpen. (4)-ből a kifejezhető:

$$a = \frac{Z}{60}R_0 \tag{12}$$

Amint az (3) segítségével egyszerű számítással igazolható, R_0 így írható:

$$R_0 = \frac{1}{2}\sqrt{2r_1 D_2} \tag{13}$$

Koaxiális tápvonalunk hullámellenállására, mivel abban levegő szerepel dielektrikumként, a következő összefüggés áll fenn:

$$Z = 60\ln\frac{D_1}{2r_1} \tag{14}$$

Ha (14)-ből $2r_1$-t kifejezzük, és azt (13)-ba helyettesítjük, a következő kifejezésre jutunk:

$$R_0 = \frac{1}{2}\sqrt{D_1 D_2}\,e^{-\frac{Z}{120}} \tag{15}$$

Ha (15)-t behelyettesítjük (12)-be és osztunk D_2-vel, akkor (6) figyelembevételével

$$\frac{a}{D_2} = \frac{Z}{120}\frac{1}{\sqrt{h}}\,e^{-\frac{Z}{120}} \tag{16}$$

adódik. Most már csak (16)-nak (11)-be való helyettesítése van hátra. Tehát a végeredményünk:

$$f_z\,(h) = \frac{Z}{120\sqrt{h}}\,e^{-\frac{Z}{120}}\varphi\left(\frac{1}{2} + \frac{30}{Z}\ln h\right) \tag{17}$$

(6) és (7) figyelembevételével ezt még a következő alakban is írhatjuk:

$$\frac{\Delta}{D_2} = \frac{Z}{120}\sqrt{\frac{D_1}{D_2}}\,e^{-\frac{Z}{120}}\varphi\left(\frac{1}{2} + \frac{30}{Z}\ln\frac{D_2}{D_1}\right) \tag{18}$$

A sík alakzatra vonatkozó $\varphi(s)$ görbe ismeretében a (18) egyenlet segítségével méretezhető a koaxiális tápvonalban az ugrás úgy, hogy az reflexiómentes legyen.

A (17) egyenlet átalakításával megkaphatjuk azt az összefüggést, amelynek a segítségével az ismert hengerszimmetrikus reflexiómentes alakzatból a kívánt sík reflexiómentes alakzatot kiszámíthatjuk. E célból a (17) egyenletben h helyébe a (9) kifejezést tesszük, majd átrendezés után a következő összefüggést nyerjük:

$$\varphi(s) = \frac{120}{Z}\,e^{\frac{Z}{60}s}\,f_z\left(e^{\frac{Z}{60}(2s-1)}\right) \tag{19}$$

Ez az összefüggés (1) és (2) figyelembevételével a következőképpen alakul:

$$\frac{\Delta}{a} = \frac{120}{Z}\,e^{\frac{Z}{60}\frac{x_1}{a}}\,f_z\left(e^{\frac{Z}{60}(2\frac{x_1}{a}-1)}\right) \tag{20}$$

3. Két különböző hullámellenállású hengerszimmetrikus alakzat egymásba transzformálása

A (19) egyenlet bal oldalán álló függvény csak s-től függ, a Z hullámellenállástól nem. Ezért, ha (19)-t felírjuk két különböző Z-re, pl. Z_1-re és Z_2-re és azonos s-re, akkor a jobb oldalakat egyenlővé téve egy olyan egyenletre jutunk, amelyből f_{z_2}-re a következő kifejezést kapjuk:

$$f_{z_2}\left(e^{\frac{Z_2}{60}(2s-1)}\right) = \frac{Z_2}{Z_1}\,e^{\frac{s}{60}(Z_1 - Z_2)}\,f_{z_1}\left(e^{\frac{Z_1}{60}(2s-1)}\right) \tag{21}$$

Most az s változóról visszatérünk a h változóra. E célból (9) alapján a következő kifejezést írhatjuk fel:

$$h = \left(e^{\frac{Z_2}{60}(2s-1)}\right) \tag{22}$$

A (22)-ben szereplő h-nak a (6)-ban kifejezett jelentése van, amelynél a (6)-ban szereplő arányt a Z_2 hullámellenállású vezetékre kell érteni. Ha most (22)-t behelyettesítjük (21)-be, akkor a behelyettesítéshez szükséges rövid mellékszámítás után megkapjuk végeredményünket:

$$f_{z_2}(h) = \frac{Z_2}{Z_1}\,e^{\frac{Z_1 - Z_2}{120}}\,h^{\frac{Z_1 - Z_2}{2Z_2}}\,f_{z_1}(h^{\frac{Z_1}{Z_2}}) \tag{23}$$

(6) és (7) segítségével (23) még így is írható:

$$\frac{\Delta}{D_2} = \frac{Z_2}{Z_1}\,e^{\frac{Z_1 - Z_2}{120}}\left(\frac{D_2}{D_1}\right)^{\frac{Z_1 - Z_2}{2Z_2}}\,f_{z_1}\left(\left(\frac{D_2}{D_1}\right)^{\frac{Z_1}{Z_2}}\right) \tag{24}$$

A (24) egyenletben Δ, D_1, D_2 méretek a Z_2 hullámellenállású koaxiális kábel adatai, f_{z_1} pedig a Z_1 hullámellenállású kábel reflexiómentes ugrására vonatkozó függvény, amelyet a (7) egyenlet határoz meg.

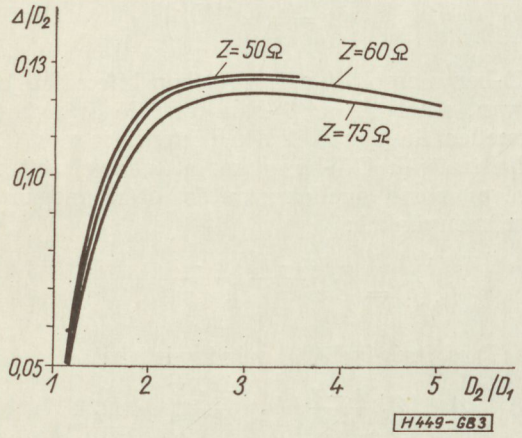
A (24) egyenlet segítségével méretezhető tehát egy tetszőleges Z_2 hullámellenállású koaxiális kábelben egy ugrás reflexiómentesre, ha valamely Z_1 hullámellenállásra már ismerjük az $f_z(h)$ függvényt.

Tekintettel arra, hogy a (24) egyenlet alkalmazhatósága elsősorban azon múlik, hogy rendelkezésünkre áll-e legalább egy hullámellenállásra vonatkozóan az $fz(h)$ függvény, utalunk rá, hogy ez a függvény görbe alakjában folyóiratokban és kézikönyvekben megtalálható, így például [4] és [5]-ben.

Megjegyezzük, hogy (24) általában csak közelítőleg érvényes, mivel levezetésénél a (3) transzformációs függvényt használtuk, amely csak közelítőleg viszi át a sík elektrosztatikus teret hengerszimmetrikus térbe. Azonkívül (24) alkalmazásánál tekintettel kell lenni arra is, hogy a kábel inhomogén tartományának a hullámhosszúságnál jóval kisebbnek kelllennie. Mivel ez utóbbi feltétel a gyakorlati problémák nagy többsé-

génél teljesül, és a (3) transzformáció is igen pontosnak bizonyult, ezért (24) is kielégítő pontossággal alkalmazható a gyakorlatban. Nyilvánvaló, hogy minél kevésbé eltérő hullámellenállású kábeleket számítunk át egymásba, (24) annál pontosabb eredményt ad. Mi 40 ohm és 80 ohm között végeztünk átszámításokat, amikor is az irodalomban található görbékkel gyakorlatilag egybeeső görbéket kaptunk.

Az eddig végzett számításainknál feltételeztük, hogy a kábelben a dielektrikumot levegő, illetve vákuum képezi. Ha azonban egy ilyen kábelt, amely reflexiómentes ugrást tartalmaz, egyenletesen kitöltünk valamely ε dielektromos állandójú dielektrikummal, akkor az ugrás továbbra is reflexiómentes marad, mert ezáltal az inhomogén rész hullámellenállása ugyanannyiszorosára változik, mint a homogén részé. Egy szilárd dielektrikummal töltött kábelben a reflexiómentes ugrás számításánál tehát a (24) összefüggéssel először meghatározzuk, hogy milyen a reflexiómentes ugrás a dielektrikum nélküli esetben, majd a kábelt képzeletben megtöltjük a kívánt szilárd dielektrikummal. A számításoknál tehát (24)-ben az $f_{z_1}(h)$ görbe mindig levegővel töltött kábelre vonatkozik.



3. ábra. Reflexiómentes ugrásra vonatkozó görbék. Az 50 és 75 ohmos görbe számítással adódott a 60 ohmos görbéből

A 3. ábra példát mutat egy átszámításra. Itt a $Z = 50$ ohm-hoz és a $Z = 75$ ohmhoz tartozó görbét a (24) egyenlet segítségével nyertük a $Z = 60$ ohmos görbéből.

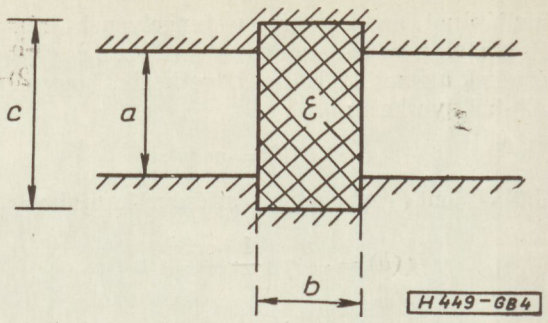
II. Reflexiómentes kitámasztó

1. Sík vezeték transzformálása koaxiális vezetékbe és viszont

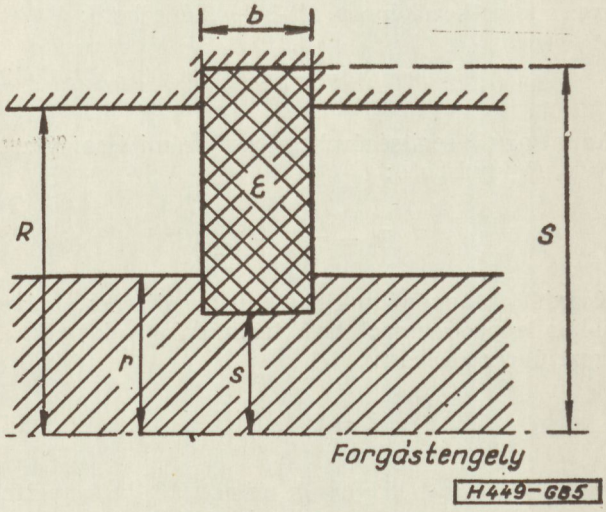
A reflexiómentes kitámasztóra a reflexiómentes ugráshoz teljesen hasonló számításokat végeztünk, ezért ezekből a számításokból a továbbiakban csak a fontosabb eredményeket foglaljuk össze. Ez esetben is a (3) transzformációs függvényre támaszkodtunk.

A sík elrendezést a 4. ábra mutatja, az ennek megfelelő hengeres elrendezést az 5. ábrán láthatjuk.

A sík alakzatban a kitámasztó egy ε dielektromos állandójú, végtelen hosszúságú, hasáb alakú dielektrikum, amelynek a hossziránra merőleges keresztmetszete b és c hosszúságú élekkel bíró téglalap, amint az a 4. ábrából látható. E kitámasztónak a



4. ábra. Kitámasztó sík vezetékben



5. ábra. Kitámasztó koaxiális vezetékben

hengeres elrendezésben egy b vastagságú tárcsa felel meg. A tárcsa legnagyobb körének sugara S, a legkisebb körének pedig s (lásd 5. ábra). Mind a sík, mind a hengeres alakzatban a kitámasztó a vezetők megfelelő vájataiba illeszkedik.

Reflexiómentes kitámasztónál a sík alakzatban a méretek között most a következő összefüggésnek kell fennállni:

$$\frac{c}{a} = \varphi\left(\frac{b}{a}\right) \tag{25}$$

Hengeres alakzatnál viszont:

$$\frac{s}{S} = f_z\left(\frac{b}{D}\right) \tag{26}$$

ahol D a külső ér átmérője: $D = 2R$, Z pedig a koaxiális tápvonal hullámellenállása:

$$Z = 60 \ln \frac{R}{r} \tag{27}$$

A (25)-ben és (26)-ban szereplő φ és f_z függvények természetesen nem azonosak a (2)-ben és (7)-ben ugyanezekkel a betűkkel jelölt függvényekkel.

A sík- és a hengeres alakzat reflexiómentes kitámasztóira vonatkozó φ és f_z görbék között a következő összefüggést állapítottuk meg:

$$\frac{c}{a} = -\frac{60}{Z} \ln\left[f_z\left(\frac{Z}{120}\frac{b}{a}\, e^{-\frac{Z}{120}}\right)\right] \tag{28}$$

és ha ebből f_z-t kifejezzük a φ segítségével és (26)-ot figyelembe vesszük, akkor az alábbi összefüggést nyerjük:

$$\frac{s}{S} = e^{-\frac{Z}{60}\varphi\left(\frac{120}{Z}\frac{b}{D}e^{\frac{Z}{120}}\right)} \qquad (29)$$

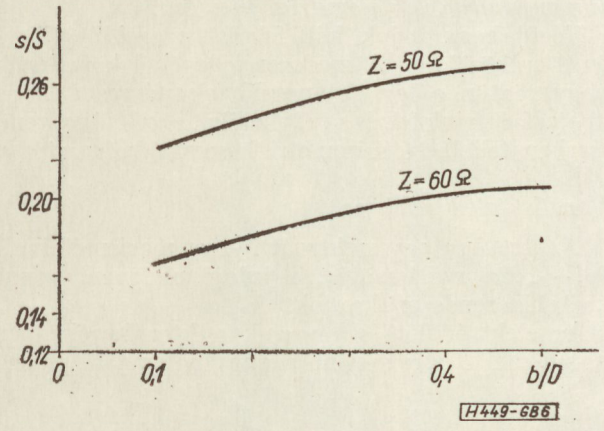
2. Két különböző hullámellenállású hengerszimmetrikus alakzat egymásba transzformálása

A (28) egyenletben egy adott b/a arány esetében bármilyen hullámellenállásra vonatkozó f_z függvényt használunk is, mindig ugyanazt a c/a értéket kell kapnunk eredményül. E megállapítás segítségével (28)-ból meghatároztuk az összefüggést egy Z_1 és egy Z_2 hullámellenállású kábel kitámasztói között. Az eredmény:

$$\frac{s}{S} = \left[f_{z_1}\left(\frac{Z_1}{Z_2}\frac{b}{D}e^{\frac{Z_2-Z_1}{120}}\right)\right]^{Z_2/Z_1} \qquad (30)$$

ahol s, S és b a Z_2 hullámellenállású kábel kitámasztójának méretei, D pedig e kábel külső erének az átmérője. A (30) egyenlet segítségével tehát egy tetszőleges Z_2 hullámellenállású kábelben méretezhető a kívánt reflexiómentes kitámasztó, ha már ismerjük valamely Z_1 hullámellenállású kábelnál az összes reflexiómentes kitámasztót, vagyis az f_{z_1} görbét.

A (30) összefüggés pontosságára és gyakorlati használhatóságára ugyanaz áll, mint a (24) egyenletre, úgyhogy erre vonatkozólag csak utalunk a 3. pont megfelelő részére.



6. ábra. Reflexiómentes teflon kitámasztóra vonatkozó görbék. Az 50 ohmos görbe számítással adódott a 60 ohmosból

A (30)-ban szereplő f_{z_1} görbe természetesen függ a kitámasztó tárcsa ε-jától is. $Z_1 = 60$ ohm esetére és négy különböző ε-ra az f_z függvény megtalálható pl. [5]-ben.

A 6. ábrán példaként bemutatjuk egy teflon kitámasztóra ($\varepsilon = 2{,}1$) vonatkozó számítás eredményét. Az ábrán látható $Z = 50$ ohmos görbét a $Z = 60$ ohmosból nyertük a (30) egyenlet segítségével.

Végül megjegyezzük, hogy [1] és [5] is szolgál útmutatásul különböző hullámellenállású hengerszimmetrikus alakzatok átszámítására vonatkozóan, mi azonban gyakorlati számításra alkalmas teljes formulák levezetését tűztük ki célul, amelyekbe már csak be kell helyettesíteni a számértékeket, ha konkrét átszámítás szükségessége fölmerül.

Összefoglalás

A fentiekben koaxiális kábelben ugrásszerű átmenetek és tárcsa alakú támasztók reflexiómentes méretezésével foglalkoztunk. A számítások leegyszerűsítése és szemléletessé tétele céljából e problémákat először sík vezetékeknél oldottuk meg, majd a sík alakzatokat egy alkalmas transzformációs függvény segítségével hengerszimmetrikus alakzatokba transzformáltuk. A sík probléma megoldásánál önkényesen felvett hullámellenállásnál sok, különböző reflexiómentes ugrást határoztunk. Ha most ezeket a reflexiómentes alakzatokat (ugrásokat, ill. kitámasztókat) megfelelő transzformációs függvénnyel hengerszimmetrikus alakzatokba transzformáljuk, akkor szintén reflexiómentes átmeneteket kapunk. A 2. fejezet levezetéséből látható, hogy ez az áttranszformálás tetszőleges hullámellenállású koaxiális vezetékre vonatkozhat. Ez utóbbi megállapítás lehetővé teszi, hogy két különböző hullámellenállású, reflexiómentes hengerszimmetrikus alakzatot átszámítsunk egymásba. Ezt az átszámítást elvégeztük kábelugrásra és kitámasztóra is.

IRODALOM

1. *H. Meinke u. A. Schcuber:* FTZ, H. 3 (1952), 109—114 old.
2. *H. Meinke:* Theorie der Hochfrequenzschaltungen, München, 1951.
3. *K. Küpfmüller:* Einführung in die theoretische Elektrotechnik, Berlin, 1959.
4. *A. Kraus* Rohde & Schwarz Mitt., H. 8 (1956), 1—12 old.
5. *Meinke-Gundlach:* Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Berlin (Göttingen) Heildelberg, 1962.

BALASKÓ ANTAL
Egyesült Izzólámpa és Villamossági R. T.

Általánosított eljárás az elektroncsövek áthatásának számítására hengeres botrendszerekben

ETO 621.385.111.001.24

Az áthatás fogalma, mint egy elektródarendszer kizárólag geometriai tulajdonsága, a vákuumcsövek szerkesztésénél, és az azokban lejátszódó fizikai folyamatok vizsgálatában alapvető jelentőségű elektrosztatikai fogalom. Ugyanez a fogalom (vagy annak reciproka: az erősítési tényező) azonban a működő elektroncső dinamikus tulajdonságait is jellemzi, bizonyos működési tartományokban. Továbbá ez a fogalom szerepel a rácsos elektroncsövek egyes elektródái effektív potenciáljának kifejezéseiben is [2]. Az effektív potenciál felhasználásával pedig az elektroncső katódárama számítható (helyettesítő diódák módszere). Adott elektródaelrendezésben az effektív potenciálok számításánál elektródahármasokra értelmezett áthatások szerepelnek. Az áthatások számítására kidolgozott, s az irodalomból ismert módszereknél az áthatások ilyen általános fenntartása mellett szinte leküzdhetetlen gyakorlati nehézségek léptek fel. A nehézségeket elsősorban a számítások terjedelmessége okozta. Ezért a csőtechnikában céltudatos törekvés nyilvánult meg viszonylag egyszerű elektródarendszerek létrehozására, amelyekre vonatkozólag egyszerű végképleteket lehetett levezetni. A gyakorlatban azonban számos esetben találkoztunk olyan feladatokkal, amikor műszaki követelmények miatt bonyolultabb konstrukciókat kell alkalmazni. Ezekre vonatkozólag már nem állnak rendelkezésre kész végképletek, tehát azokat adott esetben a csőszerkesztőknek kell levezetniük.

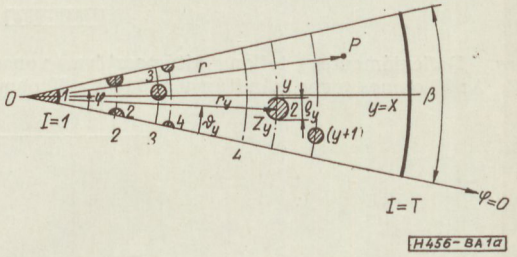
Az általunk javasolt módszer a hengeres botrendszereken belül a teljes általánosság igényével lép fel. A módszer nem egzakt; az elektródarendszer terét konform transzformáció után vonaltöltések terével közelítjük meg. Lényegében a Spangenberg [1] által is követett teljesen klasszikus utat választottuk az elektrosztatikus tér számítására. A számítások terjedelmes részleteit azonban a determinánsalgebra egyszerű, áttekinthető rendszerében foglaljuk össze. A megoldott általános rendszert a dolgozatban *vonatkoztatási rendszer* címszó alatt ismertetjük. Az általános tárgyaláshoz az *áthatás* jelölésére módosított háromindexes szimbolikát vezetünk be. A *potenciáltér általános megoldását* az eredeti eljárás szerint keressük meg és formailag is azonos módon fogjuk felhasználni. A következő lépésben megszerkesztjük a feltételi egyenletrendszert. A *határfeltételek* tekintetében fontos szerephez jut egy a határfeltételi pontokra vonatkozó megfigyelés. Rekonstrukciós számítások igazolták ugyanis azt a feltevésünket, hogy az áthatásszámítások pontossága szempontjából létezik a határfeltételi pontoknak optimális hálózata. Ebből következik, hogy a határfeltételi pontokat meghatározott szabály szerint kell megválasztani. A vonatkoztatási rendszerre felírt egyenletrendszerből bármelyik helyettesítő töltés kiszámítható. Az eredeti feladattól eltérően a feltételi egyenletrendszer együtthatóit egy bővített mátrixban foglaljuk össze és minden matematikai műveletet erre a mátrixra alkalmazunk. Ennek köszönhető, hogy a teljes általánosság fenntartása mellett az áthatás kifejezését zárt alakban két determináns hányadosaként tudjuk megadni. A nyert kifejezés a bevezetett legáltalánosabb formula, melyet a vizsgált rendszer botelemeinek tetszés szerinti átrendezése esetén is azonos módon számíthatunk. Ilyen értelemben a szóban forgó kifejezés az *áthatás topológiai definíciójának*[1] tekinthető. Ha a botelemek átrendezése szimmetriafeltételeket visz a rendszerbe, a geometriai struktúra megváltozását az áthatás-kifejezések redukciója követi, és közöttük kölcsönösen egyértelmű kapcsolat fedezhető fel. Az említett redukció matematikai feltételeit a *szimmetriafeltételek matematikai alakjában* egy szimbólummal foglaljuk össze. A matematikai alak szemléletesen tartalmazza a *szimmetriafeltételek geometriai jelentését.*

Végül bemutatjuk két feladat megoldását is a fenti eszközökkel. A módszer jellegéből következik, hogy rögtön a legáltalánosabb elrendezés áthatáskifejezését írjuk fel, és a redukciókat a valóságos rendszerben fellelhető szimmetriák szerint végezzük el.

Vonatkoztatási rendszer

Az 1*a* ábra egy szektorát N-szer megismételve β, $2\beta, \ldots, 2\pi$ nyílásszögig, a tulajdonképpeni vonatkoztatási rendszert kapjuk.

Az elektródákat számozzuk a következőképpen. A határfeltételek szerint azonos potenciálú elemek



1a ábra. A vonatkoztatási rendszer. $P = P(r, \varphi)$ a szektor egy pontja. z_y az y-ik bot tengelyének helyvektora. Feltüntettük a bevezetett indexeket és az elektródák leszámlálását

[1] A módszer teljes analógiát mutat a lineáris hálózatok topológiai leírásával. Mindkét probléma lineáris egyenletrendszerekre vezet. Az alapfeladatok megoldása közvetlenül a vonatkoztatási rendszer geometriai szerkezetén alapszik, és a leíró mátrixok szerkezete egyértelműen követi a geometriai struktúra változását.

csoportjait a centrumból kiindulva $I = 1, 2, \cdots$ $(T - 1)$-gyel indexezzük. (A T-ik elektróda a teret elhatároló fémhenger.)

Használni fogjuk még az y indexet, amely a centrumból kiindulva leszámlál minden egyes elemet. Az „I" típusú indexszámok általános jelölésére az A, B, $C, \cdots$ nagybetűket fogjuk használni, az „y" indexszámok általános jelölésére pedig az a, b, $c, \cdots$ kisbetűket. A henger által közrefogott elemek száma, ha y legnagyobb értéke: $y = x$, éppen $X - 1$.

A vonaltöltéseknek, mint töltésalakzatnak az egységnyi hosszra eső töltését q-val jelöljük. Valamely y indexű elem össztöltése Qy.

Az $1a$ szelvény minden P pontjához egy $z = re^{j\varphi}$ komlex számot rendelünk. Az y-ik elem tengelye a merőleges metszet egy szektorában: $z_y = r_y \cdot e^{j\vartheta y}$, és a bot átmérője $2\varrho_y$.

Az áthatás fogalma

Az áthatás matematikai definícióját a [2]-ből idézzük. Az ott használt indexes jelölést még kiegészítjük egy felső indexszel. A D^y_{JK} szimbólummal jelölt áthatás, mint fizikai jellemző a J-ik elektróda elektrosztatikus terének áthatolását jellemzi az y-ik elem irányában a K-ik elektróda „résein" keresztül (vagy arra vonatkoztatva).[2]

$$D^y_{JK} = \frac{\dfrac{\partial Q_y}{\partial U_J}}{\dfrac{\partial Q_y}{\partial U_K}} = \frac{\dfrac{\partial q_y}{\partial U_J}}{\dfrac{\partial q_y}{\partial U_K}} = \frac{\dfrac{\partial E_y}{\partial U_J}}{\dfrac{\partial E_y}{\partial U_K}} = -\left(\frac{\Delta U_K}{\Delta U_J}\right), \qquad E_y = \text{áll.} \tag{1}$$

ahol U_J, illetve U_K a J-ik, illetve K-ik elektródák y-ik elemhez viszonyított feszültsége, E_y az y-ik elem felületén a villamos térerősség.

Az (1) mutatja, hogy az y-ik elem töltése milyen arányban módosul, ha a J-ik, illetve K-ik elektróda y-hoz mért feszültségét azonos mértékben változtatjuk meg. A fenti szám egyben kifejezi a térerősségek változásának arányát is az adott feltételek mellett.[3]

Az áthatást az (1)-gyel a vonatkoztatási rendszernek csupán egy elemére értelmezzük.

Ha az y elem olyan elektróda része, amelynek egyes elemei egyező Q_y töltéssel bírnak, akkor további számításaink szempontjából különleges, de gyakorlati esettel állunk szemben. (Az áthatást nemcsak egy elemre, hanem egész elektródára értelmezhetjük.) Ilyenkor természetesen az áthatás D jelét „I" típusú felső indexszel kell ellátni, pl. D^J_{JK}. Ezen jelölést az általánosság csorbítása nélkül nem alkalmazhatjuk, ezért a tárgyalás során mindig az (1) szerint járunk el. Abban a gyakorlati esetben, amelyet egy eredeti [pl. (14)-es] kifejezésen végzett műveletsor utolsó alakja szolgáltat — ezen utolsó lépésben az y indexet I típusú indexszel cseréljük fel. Olyan megállapodás sem zavarja azonban az áttekinthetőséget, hogy gyakorlati számításnál általában I-t használunk.

A potenciáltér általános megoldása

Az $1a$ tartományt konform leképzéssel olyan geometriai elrendezésbe visszük át, amelyben a potenciálteret térbeli töltésalakzatok segítségével elemi úton nyerhetjük. A képsík pontenciálját úgy használjuk fel, hogy transzformációs egyenletekkel visszatérünk a tárgysík változóira.

A $w = \left(\frac{z}{c}\right)^N$ leképzőfüggvény, ha $N = \frac{2\pi}{\beta}$ és c egy konstans, a tárgysíkot az $1b$ tartományba viszi át. A z pont képe:

$$w = R \cdot e^{j\Phi} = \left(\frac{r}{c}\right)^N \cdot e^{jN\varphi}$$

ahonnan a transzformációs egyenletrendszert:

$$R = \left(\frac{r}{c}\right)^N$$
$$\Phi = N\varphi \tag{2}$$

alakban kapjuk.

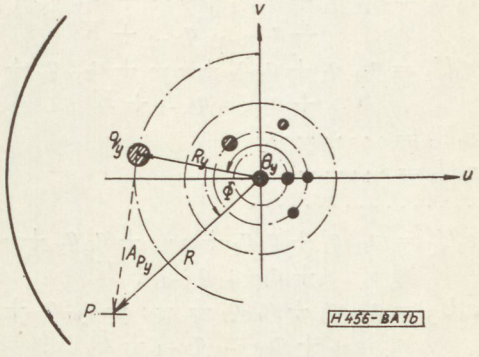
A tárgy- és képsíkon a megfelelő elemek indexeit nem változtatjuk meg. Az y bot helye a w síkon

$$w_y = R_y e^{j\Theta y} = \left(\frac{r_y}{c}\right)^N e^{jN\vartheta y}$$

Ha a tárgysíkban ϱ_y nem nagy, akkor a konformitás folytán az y elem képe is körhengernek tekinthető.

Az elektródák potenciálját valamely önkényesen választott nullszinttől mérhetjük. Az (1) megkívánja, hogy az y-ik elem feszültsége ezen vonatkoztatási szinttel azonos legyen.

Az $1b$ rendszerben a potenciáleloszlást q_y vonaltöltések teréből szuperponáljuk. Ezen megoldástól megkívánjuk, hogy az egyes ϱ_y sugarú elemek w síkú képeihez az ekvipotenciális vonalak jól simuljanak. Ha ϱ_y kicsi, akkor a konform transzformáció körtartó marad. Az ekvipotenciális vonalak egy q_y vonaltöltés olyan kis környezetében körök, ahol a térben lévő többi töltésalakzat hatása elhanyagolható. Ezen feltétel alapján a potenciálmegoldás ismeretében mennyiségi előírásokat fogunk tenni a közelítésre.



1b ábra. A képsík geometriája

[2] Ez a megfogalmazás a J, K, y indexek jelentésének emlékezetben tartását könnyíti meg. A tárgyalás alapját képező vonatkoztatási rendszerben nem szükséges, hogy a K-adik elektróda körülfogja az y-ik elemet, sőt, hogy az elektródának rései legyenek.

[3] Spangenberg az (1) definíciót a következőképpen értelmezi: Az áthatás azt fejezi ki, hogy a K-ik elektróda hányszoros ΔU_K feszültségváltozással tudja ellensúlyozni a J-ik elektróda feszültségének ΔU_J megváltozását úgy, hogy közben az y-ik elem felületén a térerősség állandó maradjon.

A kéféle értelmezés tulajdonképpen a számítási módszerek különbségét is tükrözi.

Az előbbiek szellemében felírhatjuk az y-ikvonaltöltés hatását a P pontban:

$$-4\pi\,\varepsilon_0\,U_y(P) = q_y \cdot \ln A^2_{Py} + K_1, \qquad (3)$$

ahol A_{Py} a w_y pont távolsága P-től. A^2_{Py} az 1b ábra szerint koszinusztétellel számítható:

$$A^2_{Py} = R^2 + R^2_y - 2RR_y \cdot \cos(\Phi - \Theta_y)$$

Felhasználva a (2) transzformációs egyenletrendszert, és bevezetve az $a_{Py} = \ln A^2_{Py}$ jelölést:

$$-4\pi\,\varepsilon_0 \cdot U(P) = \sum_{y=1}^{X-1} a_{Py} \cdot q_y + K, \qquad (4)$$

ahol részletesebben:

$$a_{py} = \ln\left[\left(\frac{r}{c}\right)^{2N} + \left(\frac{r_y}{c}\right)^{2N} - 2\left(\frac{r}{c}\right)^{N} \cdot \left(\frac{r_y}{c}\right)^{N} \cdot \cos N(\varphi - \vartheta_y)\right] \qquad (5)$$

Az X indexű anódhenger „hatását" egy K állandóval helyettesítettük. Ezen lépés feltételezi az anódhenger olyan nagy távolságát a belső elektródarendszertől, hogy azok távolhatásukban egy (Σq) vonaltöltés terét mutassák a teret lezáró felület pontjaiban. Az erre vonatkozó mennyiségi előírást később tesszük meg. Magát azt az állítást, hogy a K konstans az anódhenger „hatásá"-nak tekintjük, igazolni lehet. Ehelyett csak arra utalunk, hogy az elektrosztatika alaptörvényei szerint a fémhengeren egységnyi hosszon ($-\Sigma q$) töltésnek kell folytonosan elosztva lennie. A fenti K konstans pedig ($-\Sigma q$)-nak egy állandóval való szorzata.

A (4)-et a határfeltételek segítségével idomítsuk pontosan a vonatkoztatási rendszerhez. A P pontot ezért minden $y = x$ elem felületi pontjában rögzítjük és ezen pontok potenciálját előírjuk. Ennek megfelelően a potenciálmegoldásban a_{Py} helyett a_{xy} jelölést alkalmazzuk. Az x indexszám azt az elemet jelöli, amelyre nézve összegezzük a többi elem hatását, tehát x értelemszerűen y index minden értékét felveheti.

A határfeltételek összessége a felületi pontok és a hozzájuk tartozó potenciálértékek rendszere. A határfeltételeket minden x indexű elemre kielégítve a (4)-ből X számú egyenletet nyerünk. Célunk az (1) definíció alkalmazása, ezért az y-ik elem (és a kapcsolatos elektróda) potenciálját zérusnak választjuk.

$$-4\pi\,\varepsilon_0 U_1 = a_{11}\,q_1 + a_{12}q_2 + \cdots + a_{1y}\,q_y + \cdots + a_{1(X-1)}\,q_{X-1} + K$$

$$-4\pi\,\varepsilon_0 U_2 = a_{21}\,q_1 + a_{22}q_2 + \cdots + a_{2y}\,q_y + \cdots + a_{2(X-1)}q_{X-1} + K$$

$$-4\pi\,\varepsilon_0 U_3 = \cdots\cdots$$

$$-4\pi\,\varepsilon_0 U_3 = \cdots\cdots$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots$$

$$-4\pi\,\varepsilon_0 U_J = a_{J1}\,q_1 + a_{J2}q_2 + \cdots + a_{Jy}q_y + \cdots + a_{J(X-1)}q_{X-1} + K$$

$$-4\pi\,\varepsilon_0 U_J = a_{m1}\,q_1 + a_{m2}q_2 + \cdots + a_{my}q_y + \cdots + a_{m(X-1)}q_{X-1} + K$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots$$

$$-4\pi\,\varepsilon_0 U_K = a_{r1}\,q_1 + a_{r2}q_2 + \cdots + a_{ry}q_y + \cdots + a_{r(X-1)}q_{X-1} + K$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots$$

$$-4\pi\,\varepsilon_0 U_K = a_{t1}\,q_1 + \cdots$$

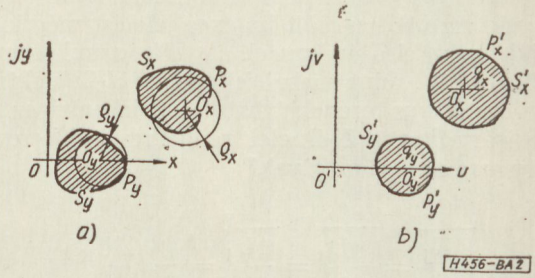
$$\cdots\cdots\cdots\cdots$$

$$-4\pi\,\varepsilon_0 U_T = a_{X1}\,q_1 + a_{X2}q_2 + \cdots + a_{Xy}q_y + \cdots + a_{X(X-1)}q_{X-1} + K$$

Határfeltételek

A feltételi egyenletek felírásához a határfeltételi pontok megadásában elvileg minden választás egyenértékű, ha ϱ_y nagyon kicsi. Véges ϱ_y értékek esetén azonban a felületi pontok helyes megválasztásával a közelítés jóságát nagymértékben fokozhatjuk.

Legyen a w síkon $U(P) = \dfrac{-1}{4\pi\,\varepsilon_0}\,\Sigma q_y \cdot a_{Py} \cdots$ megoldásból az azonos potenciálú vonalak alakja S' görbe (2. ábra). Válasszuk meg tetszőlegesen két elem felületi pontjait P'_x és P'_y -t.



2. ábra. A határfeltételei P pontokban S és ϱ azonos potenciálú kerületek metszik egymást. Itt ϱ a valóságos, S a közelítő potenciáltér vonala

Ha ezen pontokban U_J, U_K feszültséget írunk elő, akkor ezen feltételekből q_x, q_y-t meghatározva P'_x, P'_y-on áthaladó S'_x, S'_y vezérgörbéjű hengerekre vonatkozó megoldást kapunk. Célunk ezt a megoldást a z síkon alkalmazni, ezért a (2) inverz transzformációjával visszatérünk a tárgysíkra.

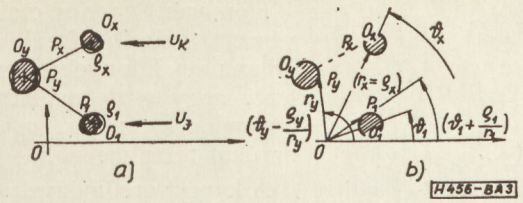
A leképezés S'_x-et S_x-be viszi át, amely a valóságban sohasem esik egybe a ϱ_x sugarú körrel.

A ϱ_x és S_x vonalak kapcsolatáról csak annyit tudunk, hogy azok a tárgysík határfeltételi pontjában egybeesnek. A z síkban kialakuló potenciáleloszlás pedig a P_x pontok környezetében egyezik meg a legjobban a számított értékekkel.

A felületi pontok célszerű megadásával tehát készíthetünk egy olyan P_x hálózatot, mellyel a potenciáltér olyan, hogy belőle D^y_{JK} a legkisebb hibával számítható. Néhány rekonstrukciós számítás valószínűsíti azt a feltevésünket, hogy az *optimális hálózatban* P_x*-eket* $\overline{O_y\,O_1}$, $\overline{O_y\,O_2}$ $\cdots$ $\overline{O_y\,O_x}$ $\cdots$ *sugarak és* ϱ_1, ϱ_2 $\cdots$ ϱ_x $\cdots$ *körök metszéspontjai határozzák meg (3a ábra).* P_x-ek fenti hálózatának pontos elkészítése esetenként bonyolult lehet. Azonban már akkor is jó eredményt kapunk, ha az ideális hálózatot úgy közelítjük, hogy a P_x pontokat vagy r_x sugarú körívvel, vagy r_x sugárral magával metsszük ki a ϱ_x körből (3b ábra).

A határfeltételek megadása a fenti két esetben nagyon egyszerű. Matematikai formában:

$$r = r_x;\ \varphi = \vartheta_x \pm \frac{\varrho_x}{r_x};\ U = U_1(x)\,x = 1, 2 \cdots X, \qquad (7)$$

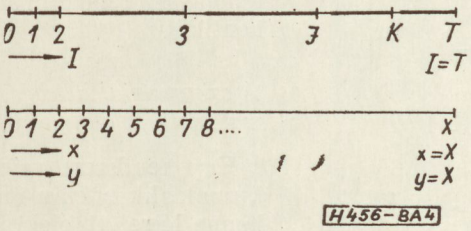


3. ábra. *a*) *P*-k optimális hálózata D^{y}_{JK} számításához. *b*) Az optimális hálózat megközelítése, $P_x = P_1$-et r_1 sugarú kör és ϱ_1 kerület $P_x = P_x - t\,r_x$ sugár és ϱ_x kerület metszéspontjával határozzuk meg

vagy

$$r = r_x \pm \varrho_x;\ \varphi = \vartheta_x;\ U = U_I(x)\ x = 1, 2 \cdots X, \quad (8)$$

ahol az $I = I(x)$ indexfüggvényt a 4. ábra szerinti formában adhatjuk meg:



4. ábra

Pl. $x = 4$-hez $I = 3$ tartozik, ami azt fejezi ki, hogy az $x = 4$-gyel jelzett bot a 3-al jelzett elektróda része és a rákapcsolt feszültség U_3.[4]
Az a_{Py} (5) kifejezése átalakítható:

$$\left.\begin{aligned} a_{xy} &= \ln\left[\left(\frac{r_x}{c}\right)^{2N} + \left(\frac{r_y}{c}\right)^{2N} - \right. \\ &\left. - 2\left(\frac{r_x}{c}\right)^{N} \cdot \left(\frac{r_y}{c}\right)^{N} \cdot \cos N\left(\vartheta_x \pm \frac{\varrho_x}{r_x} - \vartheta_y\right)\right] \end{aligned}\right\}$$

illetve

$$\left.\begin{aligned} a_{xy} &= \ln\left[\left(\frac{r_x \pm \varrho_x}{c}\right)^{2N} + \left(\frac{r_y}{c}\right)^{2N} - \right. \\ &\left. - 2\left(\frac{r_x \pm \varrho_x}{c}\right)^{N}\left(\frac{r_y}{c}\right)^{N} \cos N(\vartheta_x - \vartheta_y)\right] \end{aligned}\right\} \quad (9)$$

A (9) is meretében már összefoglalhatjuk a közelítés feltételeit:

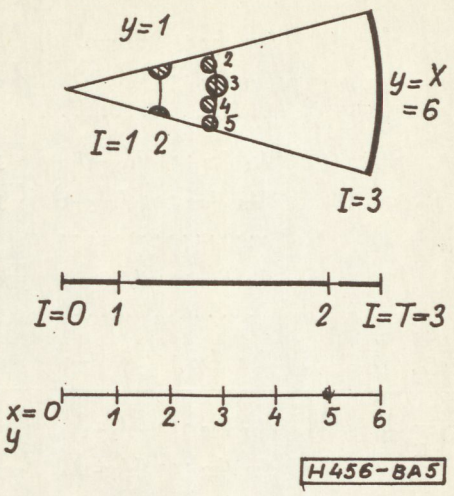
$$|a_{xx} \cdot q_x| > |a_{xy} \cdot q_y|;\ y \neq x \quad (10)$$

$$a_{Xy} \neq f(\vartheta) \quad (11)$$

A q_x vonaltöltés tere (a ϱ_x-nek megfelelő transzformált sugáron) jó közelítéssel körnek tekinthető, ha a (10) teljesül.

Az anódhenger hatása pedig minden P pontban azonos, ha az a_{Xy} együtthatók szögkoordinátától nem függenek [l. a (11)-et]. Ilyenkor $a_{X1} = a_{X2} = \cdots = a_X\ (x-1)$.

[4] Az indexfüggvény értéke és argumentuma is csak egész szám lehet. A lépcsős függvény értelmezése szerint az ugrási helyeken a bal oldali függvényértéket tekintjük a függvény értékének. Erre az *I* skálában a megvastagított szakaszok elhelyezésével utalunk.



5. ábra. A (10), (11) kikötéseknek eleget tevő rendszer és $I = I(x, y)$ index függvénye

Az áthatás topológiai meghatározása

A (6) feltételi egyenletrendszerből az y-ik elem q_y vonaltöltése a Cramer-szabállyal számítható:

$$q_y = \frac{\Delta_y}{\Delta}, \text{ ha } \Delta \neq 0 \quad (12)$$

Az áthatás (1) definíciója szerint, ha ezt a Δ_y/Δ hányadost U_J és U_K szerint deriváljuk és a kijelölt műveleteket elvégezzük, D^{y}_{JK}-t kapjuk, amely számértékben a J-ik elektróda terének a K-ik elektródán való áthatolását méri y irányban:

$$D^{y}_{JK} = \frac{\dfrac{\partial q_y}{\partial U_J}}{\dfrac{\partial q_y}{\partial U_K}} = \frac{-4\pi\varepsilon_0 \cdot \Delta}{-4\pi\varepsilon_0 \cdot \Delta} \cdot \frac{\dfrac{\partial \Delta'_y}{\partial U_J}}{\dfrac{\partial \Delta'_y}{\partial U_K}}, \quad (13)$$

ahol Δ'_y annyiban tér el Δ_y-tól, hogy y-ik oszlopából $(-4\pi\,\varepsilon_0)$-at kiemeltük:

Az eredményt értékelve fontos megállapításokat tehetünk. Mindenekelőtt (14)-et ezentúl — címjelölés szerint — az áthatás topológiai értelemben vett definíciójának tekintjük, mert kifejezésre juttatja azt a körülményt, hogy az áthatás a szóban forgó rendszernek kizárólag geometriai tulajdonsága. A (14) az áthatásnak alapvető kifejezési formája, amely a rendszer geometriai szerkezete alapján közvetlenül felírható.

A megszerkesztés szabályai a következők:

1. D^{y}_{jk} két determináns hányadosa, melyeknek rendszáma X.
2. A számláló y-ik oszlopában azon x első-indexű elemek nem zérusok, melyekhez-rendelt I index éppen $I = J$.
   A nevező y-ik oszlopában az $I = K$-hoz tartoznak azon x első indexű elemek, melyek nem zérussal egyenlők. Az y-ik oszlop nem zérus elemei azonosan 1-gyel egyenlők.
3. Mindkét determináns X-ik oszlopában csupa 1-es elemek állanak.
4. Az y és X-ik oszlop kivételével minden elem a_{xy} alakú, és a (9)-cel számítható.

(15)

$$\frac{\partial}{\partial U_J}\cdot\begin{vmatrix} a_{11}\ a_{12}\cdots a_{1(y-1)} & U_1\ a_{1(y+1)}\cdots a_{1(x-1)} & 1\\ a_{21}\ a_{22}\cdots a_{2(y-1)} & U_2\ a_{2(y+1)}\cdots a_{2(x-)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{l1}\ a_{l2}\cdots a_{l(y-1)} & U_J\ a_{l(y+1)}\cdots a_{l(x-1)} & 1\\ a_{m1}\ a_{m2}\cdots a_{m(y-1)} & U_J\ a_{m\,(y+1)}\cdots a_{m(x-1)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{r1}\ a_{r2}\cdots a_{r(y-1)} & U_K\ a_{r(y+1)}\cdots a_{r(x-1)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{X1}\ a_{X2}\cdots a_{X(y-1)} & U_{\iota}\ a_{X(y+1)}\cdots a_{X(x-1)} & 1 \end{vmatrix}$$

$$\frac{\dfrac{\partial}{\partial U_J}\Delta'_y}{\dfrac{\partial}{\partial U_K}\Delta'_y} = \frac{\begin{vmatrix} a_{11}\ a_{12}\cdots a_{1(y-1)} & U_1\ a_{1(y+1)}\cdots a_{1(x-1)} & 1\\ a_{21}\ a_{22}\cdots a_{2(y-1)} & U_2\ a_{2(y+1)}\cdots a_{2(x-1)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{l1}\ a_{l2}\cdots a_{l(y-1)} & U_J\ a_{l(y+1)}\cdots a_{l(x-1)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{r1}\ a_{r2}\cdots a_{r(y-1)} & U_K\ a_{r(y+1)}\ \ldots\ a_{r(x-1)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{t1}\ a_{t2}\cdots a_{t(y-1)} & U_K\ a_{t(y+1)}\cdots a_{t(x-1)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{X1}\ a_{X2}\cdots a_{X(y-1)} & U_T\ a_{X(y+1)}\cdots a_{X(x-1)} & 1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} a_{11}\ a_{12}\cdots a_{1(y-1)} & U_1\ a_{1(y+1)}\cdots a_{1(x-1)} & 1\\ a_{21}\ a_{22}\cdots a_{2(y-1)} & U_2\ a_{2(y+1)}\cdots a_{2(x-1)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{l1}\ a_{l2}\cdots a_{l(y-1)} & U_J\ a_{l(y+1)}\cdots a_{l(x-1)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{r1}\ a_{r2}\cdots a_{r(y-1)} & U_K\ a_{r(y+1)}\ \ldots\ a_{r(x-1)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{t1}\ a_{t2}\cdots a_{t(y-1)} & U_K\ a_{t(y+1)}\cdots a_{t(x-1)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{X1}\ a_{X2}\cdots a_{X(y-1)} & U_T\ a_{X(y+1)}\cdots a_{X(x-1)} & 1 \end{vmatrix}}$$

A deriválást determináns alakban hajtjuk végre. Egy derivált X számú determináns összege lesz. Az összegből azonban csak az y-ik determináns nem tűnik el. Így D^y_{JK}-ra a következő kifejezést kapjuk:

$$D^y_{JK} = \frac{\begin{vmatrix} a_{11}\ a_{12}\cdots a_{1(y-1)} & 0\ a_{1(y+1)}\cdots a_{1(x-1)} & 1\\ a_{21}\ a_{22}\cdots a_{2(y-1)} & 0\ a_{2(y+1)}\ \ldots\ a_{2(x-1)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{l1}\ a_{l2}\cdots a_{l(y-1)} & 1\ a_{l(y+1)}\cdots a_{l(x-1)} & 1\\ a_{m1}\ a_{m2}\cdots a_{m(y-1)} & 1\ a_{m(y+1)}\cdots a_{m(x-1)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{r1}\ a_{r2}\cdots a_{r(y-1)} & 0\ a_{r(y+1)}\cdots a_{r(x-1)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{X1}\ a_{X2}\cdots a_{X(y-1)} & 0\ a_{X(y+1)}\cdots a_{X(x-1)} & 1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} a_{11}\ a_{12}\cdots a_{1(y-1)} & 0\ a_{1(y+1)}\cdots a_{1(x-1)} & 1\\ a_{21}\ a_{22}\cdots a_{2(y-1)} & 0\ a_{2(y+1)}\cdots a_{2(x-1)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{l1}\ a_{l2}\cdots a_{l(y-1)} & 0\ a_{l(y+1)}\cdots a_{l(x-1)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{r1}\ a_{r2}\cdots a_{r(y-1)} & 1\ a_{r(y+1)}\cdots a_{r(x-1)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{t1}\ a_{t2}\cdots a_{t(y-1)} & 1\ a_{t(y+1)}\cdots a_{t(x-1)} & 1\\ \cdots\cdots\cdots & & \\ a_{X1}\ a_{X2}\cdots a_{X(y-1)} & 0\ a_{X(y+1)}\cdots a_{X(x-1)} & 1 \end{vmatrix}} \qquad (14)$$

$(y = 1, 2, \ldots, X)$

Homogén rendszerekben végzett számításoknál általában nagy könnyebbséget jelent, hogy a determinánsok formailag azonos a_{yx} együtthatókat tartalmaznak.

A kapott eredmények egyszerűek azért is, mert ha a determinánsok rendszáma nem túlnagy, akkor az y-ik nagyobbrészt zérus elemű oszlop miatt azok könnyen kifejezhetők. A továbbiakban nagy gonddal fogjuk a szimmetriafeltételek hatását tanulmányozni, amelyek — mint látható lesz — éppen a determinánsok rendszámát csökkentik.

A szimmetriafeltételek matematikai alakja

Egy rendszert szimmetrikusnak akkor tekintünk, ha a benne létrejött elektrosztatikus térben két vagy több elem azonos töltéssűrűségű alakzattal helyettesíthető. A vonatkoztatási rendszer r és s elemek által akkor elégít ki egy szimmetriafeltételt, ha az ott létrejött elektrosztatikus térben r és s azonos vonaltöltéssel helyettesíthetők.

A bevezetett (10), illetve (11) feltételek nagyon általánosak. Egy ilyen elrendezésű térben semmiféle ismétlődést, szimmetriát nem fedezünk fel az egyébként szabályos elemek egymástól való távolságában vagy átmérőik viszonyában. Ebben a térben az elektrosztatikus potenciál (4) megoldását csak úgy tudtuk a botok felületeihez illeszteni, hogy minden bot alakú elemet különböző nagyságú vonaltöltéssel helyettesítettünk. Így a (4) kifejezésben a határozatlan mennyiségek száma egyenlő volt az y index legnagyobb $y = X$ értékével.

Ha az általánosságot szimmetriafeltételek bevitelével csökkentjük, akkor a határozatlan mennyiségek száma éppen a szimmetriafeltételek számával cskken.

Természetesen ilyenkor a (10), illetve a (11) feltételek nem egyedülálló megszorítá-

sok. A további feltételeket az a_{xy} együtthatókra felírt matematikai összefüggések adják.

Ezeket az összefüggéseket a szimmetriafeltételek matematikai alakjának nevezzük. (Ebben a fejezetben nem törődünk azzal, hogy ezen feltételeknek mi a geometriai jelentése.)

A matematikai alak pontos vizsgálatát nem végezzük el (lásd a [3]-ban), itt csak a redukció szabályait ismertetjük:

I. Ha a vonatkoztatási rendszerbe (r, s) elemek által egy szimmetriafeltételt viszünk be, akkor D^{ν}_{JK} számláló és nevező determinánsainak rendszáma 1-gyel csökken. A redukált rendszer D^{ν}_{JK} determinánsait úgy szerkesztjük meg a vonatkoztatási rendszer D^{ν}_{JK} kifejezéséből, hogy az r-ik oszlophoz hozzáadjuk az s-ik oszlop elemeit és töröljük az így nyert determinánsok s-ik sorát és oszlopát.

II. A matematikai alak nem más, mint a számláló, illetve nevező determinánsaihoz rendelt bővített mátrix r és s-ik sorának elemeire vonatkozó azonosság. (16)

A matematikai alak egyszerű felírásához a következő rendszert vezetjük be:

A bővített mátrix r és s-ik sorának elemeit az indexek rendje szerint egymás alá írjuk és a megfelelő elemek azonosítására a kétoldalt behúzott összefoglaló zárójellel utalunk.

Például az alábbi kifejezéseket:

$a_{21} = a_{31}$
$a_{22} = a_{32}$
$a_{23} = a_{33}$
$U_2 = U_2$ a következő alakban foglaljuk össze:

$$\begin{Bmatrix} a_{21} & a_{22} & a_{23} & U_2 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & U_2 \end{Bmatrix}$$

Ilyen szimmetriafeltételeknek megfelelő redukciókat kötetlen sorrendben és tetszőleges számban egy, vagy több lépésben is végrehajthatunk, természetesen csak azonos potenciálú elemek — tehát egyazon elektróda — részei között. A redukció határa tehát egy olyan rendszer, amely bővített mátrixának rangja T-vel, az elektródák számával egyenlő. A következőkben ilyen esetben határalakzatról fogunk beszélni.[5]

A szimmetriafeltételek geometriai jelentése

A szimmetriafeltétel geometriai jelentése nem más, mint a matematikai alak geometriai interpretációja. Ezen szemléltetés pontosan megfelel az összefüggések jellegének azért, mert az a_{xy} együtthatóknak geometriai értelmük van:

a_{xy} az x elem (7, 8) által definiált felületi pontja és az y elem tengelye közötti relatív távolságnégyzet természetes logaritmusa. a_{xy} tehát a megjelölt távolsággal arányos.

A matematikai alakban foglalt összefüggések tehát a vonatkoztatási rendszerben a botalakú elemek távolságára és átmérőik viszonyára írnak elő azonosságokat. Ezáltal azokat meghatározott mértani helyekre rögzítik.

Egy önálló szimmetriafeltétel bevitelével kapcsolatos geometriai tevékenység — hogy pl. az adott elemeket ilyen vagy olyan mértani helyre transzponálja stb. —, nem független a rendszer megelőző történetétől. A fenti tevékenység ugyanis más aszerint, hogy a bevitt szimmetriafeltétel a rendszerben már bentlevő szimmetriafeltételektől függ, vagy nem függ.

Általános szabályként fogadható el, hogy:

1. Független szimmetriafeltételek bevitelével tükörszimmetrikus rendszert kapunk. A tükör síkját a legelső szimmetriafeltétel bevitelével már rögzítjük.
2. Ha egy adott vonaltöltéssel a redukciók során többször végzünk műveletet, akkor a redukált rendszer hengerszimmetrikus lesz. A centrumot az első nem független szimmetriafeltétel bevitelével rögzítjük.

A szimmetriafeltétel bevitelével kapcsolatos geometriai tevékenységről pedig a következőt mondhatjuk:

Az első pl. (r, s)-sel bevitt szimmetriafeltétel az (r, s) elemek felező merőlegesébe transzponálja az összes többi elemet, melyek azonban még tetszőleges átmérőjűek.

További független szimmetriafeltételek a tengelyből páronként kiemelik a megfelelő elemeket (megváltozik a hely szerinti megszorítás), és a tükröző tulajdonságnak megfelelő átmérőre vonatkozó feltételeket is tartalmaznak.

Az első nem független szimmetriafeltétel az eddigi műveletekben még nem szerepelt elemeket a centrumban rögzíti átmérőre vonatkozó feltételek nélkül.

A további nem független szimmetriafeltételek meghatározása folyamán a centrumból egyenként kiemeljük az elemeket. Ezen szimmetriafeltételek átmérőre és kerületmenti periodicitásra vonatkozó feltételeket is tartalmaznak (l. a 6. ábrát).

A fenti szabályokat néhány további példán tanulmányozzuk.

Alkalmazási példák

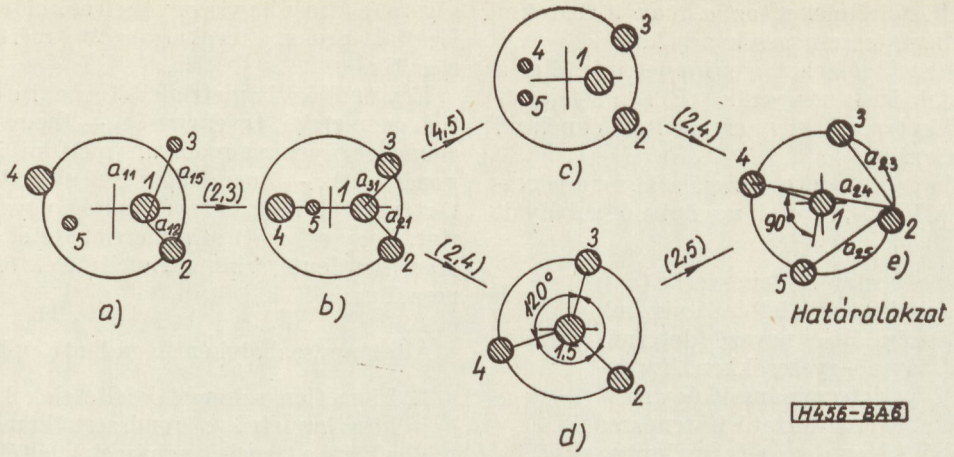
I. Számítsuk ki 6 elemes trióda D^{1}_{32} és $D^{1}_{12}{}^{=3}$ fordított áthatását. Az adott kifejezésen hajtsuk végre a lehetséges redukciókat. Vizsgáljuk meg a szimmetriafeltételek matematikai alakját és geometriai jelentését.

A megoldást azzal kezdjük, hogy a rendszer elemeit y és I indexekkel látjuk el és rögzítjük azok kapcsolatát. Azután megszerkesztjük P_x-ek hálózatát.

A $D^{\nu}_{JK} = D^{1}_{32}$ determinánsait a (15) segítségével szerkesztjük meg:

1. A determinánsok rendszáma $X = 6$.
2. A számláló (D^{ν}_{JK} által definiált) y-ik oszlopában azon x sorindexű együtthatók nem zérusok, melyekhez rendelt I index éppen $I = J$. A többi

[5] A fogalom geometriai vonatkozásait az alkalmazási példák kapcsán fogjuk közelebbről is bemutatni.



6. ábra. Az ábra a szimmetriafeltételek geometriai jelentésének és a redukció végrehajtásával kapcsolatos geometriai tevékenység szemléltetése. Az ábrák az elektródarendszer w síkú képei. A rajzok léptéke olyan, hogy a bejelölt távolságok a_{xy}-nal egyenlők és az anódhenger a centrumtól távol van.

elem azonosan zérus. Tehát a konkrét esetben: a számláló $y = 1$-es oszlopában az $I = 3$-hoz tartozó $x = 6$-os sor eleme 1. Az oszlop többi eleme azonosan zérus. A nevező első oszlopában az $I = 2$-höz tartozó $x = 2, 3, 4, 5$ sorindexű elemek 1-gyel egyenlők. A többi együttható zérus.

$$D^1_{32} = \frac{\begin{vmatrix} 0 & a_{12} & a_{13} & a_{14} & a_{15} & 1 \\ 0 & a_{22} & a_{23} & a_{24} & a_{25} & 1 \\ 0 & a_{32} & a_{33} & a_{34} & a_{35} & 1 \\ 0 & a_{42} & a_{43} & a_{44} & a_{45} & 1 \\ 0 & a_{52} & a_{53} & a_{54} & a_{55} & 1 \\ 1 & a_{62} & a_{63} & a_{64} & a_{65} & 1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 0 & a_{12} & a_{13} & a_{14} & a_{15} & 1 \\ 1 & a_{22} & a_{23} & a_{24} & a_{25} & 1 \\ 1 & a_{32} & a_{33} & a_{34} & a_{35} & 1 \\ 1 & a_{42} & a_{43} & a_{44} & a_{45} & 1 \\ 1 & a_{52} & a_{53} & a_{54} & a_{55} & 1 \\ 0 & a_{62} & a_{63} & a_{64} & a_{65} & 1 \end{vmatrix}}, \qquad D^3_{12} = \frac{\begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} & a_{15} & 1 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} & a_{25} & 0 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} & a_{35} & 0 \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} & a_{45} & 0 \\ a_{51} & a_{52} & a_{53} & a_{54} & a_{55} & 0 \\ a_{61} & a_{62} & a_{63} & a_{64} & a_{65} & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} & a_{15} & 0 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} & a_{25} & 1 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} & a_{35} & 1 \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} & a_{45} & 1 \\ a_{51} & a_{52} & a_{53} & a_{54} & a_{55} & 1 \\ a_{61} & a_{62} & a_{63} & a_{64} & a_{65} & 0 \end{vmatrix}}, \quad I = T = 3$$

D^3_{12}-at ugyancsak a (15) formális alkalmazásával nyertük. A fenti kifejezések a legáltalánosabb 6 elemes geometria számítására alkalmasak. A w képsíkon egy ilyen geometria képét a 6*a* ábra mutatja.

Vigyünk be csupa független szimmetria feltételeket a rendszerbe:

a) (2, 3) elemekkel egy szimmetriafeltételt:

A redukciót a (16) szerint végezzük el D^1_{32} determinánsain.

A 16 (*I*) szerint adjuk hozzá a 3. oszlop elemeit a 2. oszlop elemeihez és töröljük az így nyert determináns 3. sorát és oszlopát. Ezt végezzük el külön a számlálóra és külön a nevezőre:

3. Az $y = x = 6$-ik oszlop elemei csupa 1-es számok.
4. Mindkét determináns az $y = 1$ és $y = 6$ oszlop kivételével (10) alakú a_{xy} együtthatókat tartalmaz.

Az 1, 2, 3, 4 pontok szerint:

$$D^1_{32} = \frac{\begin{vmatrix} 0 & (a_{12}+a_{13}) & a_{14} & a_{15} & 1 \\ 0 & (a_{22}+a_{23}) & a_{24} & a_{25} & 1 \\ 0 & (a_{42}+a_{43}) & a_{44} & a_{45} & 1 \\ 0 & (a_{52}+a_{53}) & a_{54} & a_{55} & 1 \\ 1 & (a_{62}+a_{63}) & a_{64} & a_{65} & 1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 0 & (a_{12}+a_{13}) & a_{14} & a_{15} & 1 \\ 1 & (a_{22}+a_{23}) & a_{24} & a_{25} & 1 \\ 1 & (a_{42}+a_{43}) & a_{44} & a_{45} & 1 \\ 1 & (a_{52}+a_{53}) & a_{54} & a_{55} & 1 \\ 0 & (a_{62}+a_{63}) & a_{64} & a_{65} & 1 \end{vmatrix}}$$

A (16/II) szerint a szimmetriafeltétel matematikai alakja az alábbi két sor elemeire felírt azonosság:

$$\left.\begin{matrix} a_{21}\ (a_{22}+a_{23})\ a_{24}\ a_{25}\ U_2 \\ a_{31}\ (a_{32}+a_{33})\ a_{34}\ a_{35}\ U_2 \end{matrix}\right\} \qquad (2,3)$$

A fenti alak geometriai jelentését a 6*b* ábra mutatja.

b) Biztosítsunk további szimmetriafeltételt a (4,5) elemekkel a (16) szerint:

$$D^1_{32} = \frac{\begin{vmatrix} 0 & (a_{12}+a_{13}) & (a_{14}+a_{15}) & 1 \\ 0 & (a_{22}+a_{23}) & (a_{24}+a_{25}) & 1 \\ 0 & (a_{42}+a_{43}) & (a_{44}+a_{45}) & 1 \\ 1 & (a_{62}+a_{63}) & (a_{64}+a_{65}) & 1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 0 & (a_{12}+a_{13}) & (a_{14}+a_{15}) & 1 \\ 1 & (a_{22}+a_{23}) & (a_{24}+a_{25}) & 1 \\ 1 & (a_{42}+a_{43}) & (a_{44}+a_{45}) & 1 \\ 0 & (a_{62}+a_{63}) & (a_{64}+a_{65}) & 1 \end{vmatrix}}$$

A szimmetriafeltételek matematikai alakjai (2,3)-ra:

$$\left.\begin{matrix} a_{21}\ (a_{22}+a_{23})\ (a_{24}+a_{25})\ U_2 \\ a_{31}\ (a_{32}+a_{33})\ (a_{34}+a_{35})\ U_2 \end{matrix}\right\}$$

és a (4,5)-re

$$\left.\begin{matrix} a_{41}\ (a_{42}+a_{43})\ (a_{44}+a_{45})\ U_2 \\ a_{51}\ (a_{52}+a_{53})\ (a_{54}+a_{55})\ U_2 \end{matrix}\right\}$$

A fenti alakok geometriai jelentését a 6*c* ábra mutatja.

c) Több független szimmetriafeltételt a rendszerbe már nem tudunk bevinni, ezért vezessük be az első nem független redukciót (2,4) elemekkel:

$$D^1_{32} = \frac{\begin{vmatrix} 0 & (a_{12}+a_{13}+a_{14}+a_{15}) & 1 \\ 0 & (a_{22}+a_{23}+a_{24}+a_{25}) & 1 \\ 1 & (a_{62}+a_{63}+a_{64}+a_{65}) & 1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 0 & (a_{12}+a_{13}+a_{14}+a_{15}) & 1 \\ 1 & (a_{22}+a_{23}+a_{24}+a_{25}) & 1 \\ 0 & (a_{62}+a_{63}+a_{64}+a_{65}) & 1 \end{vmatrix}}$$

$$D^1_{32} = \frac{\begin{vmatrix} (a_{12}+a_{13}+a_{14}+a_{15}) & 1 \\ (a_{22}+a_{23}+a_{24}+a_{25}) & 1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} (a_{12}+a_{13}+a_{14}+a_{15}) & 1 \\ (a_{62}+a_{63}+a_{64}+a_{65}) & 1 \end{vmatrix}}$$

A matematikai alak az alábbira bővül:

$$\left.\begin{matrix} a_{21}\ (a_{22}+a_{23}+a_{24}+a_{25})\ U_2 \\ a_{31}\ (a_{32}+a_{33}+a_{34}+a_{35})\ U_2 \\ a_{41}\ (a_{42}+a_{43}+a_{44}+a_{45})\ U_2 \\ a_{51}\ (a_{52}+a_{53}+a_{54}+a_{55})\ U_2 \end{matrix}\right\}$$

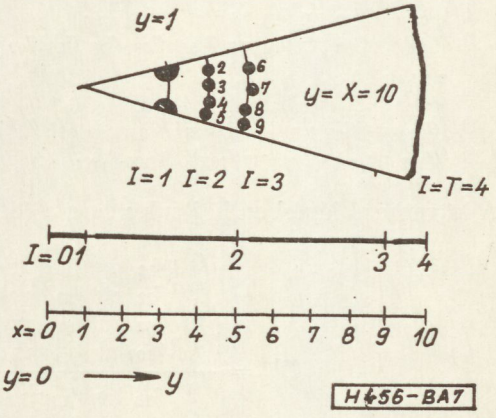
A fenti feltételekhez tartozó határalakzatot a 6*e* ábra mutatja.

Az itt definiált határalakzathoz nem független szimmetriafeltételek sorozatos alkalmazásával is eljuthatunk, éspedig a (2,3); (2,4); (2,5) redukciók segítségével. Ezen második utat nem járjuk végig, de a közbenső redukcióhoz tartozó geometriát a 6*d* ábrába berajzoltuk.

A teljesség kedvéért még D^3_{12} fordított hatás kifejezését is megadjuk a határalakzatra:

$$D^3_{12} = \frac{\begin{vmatrix} a_{11} & (a_{12}+a_{13}+a_{14}+a_{15}) & 1 \\ a_{21} & (a_{22}+a_{23}+a_{24}+a_{25}) & 0 \\ a_{61} & (a_{62}+a_{63}+a_{64}+a_{65}) & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} a_{11} & (a_{12}+a_{13}+a_{14}+a_{15}) & 0 \\ a_{21} & (a_{22}+a_{23}+a_{24}+a_{25}) & 1 \\ a_{61} & (a_{62}+a_{63}+a_{64}+a_{65}) & 0 \end{vmatrix}}$$

II. Számítsuk ki egy 10 elemes tetróda D^1_{12} áthatását és keressük meg a határalakzatot.



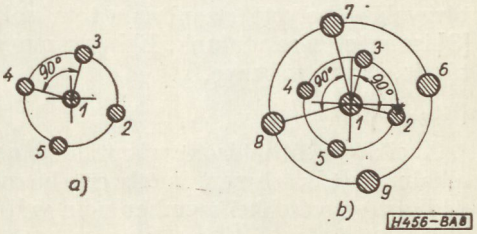
7. ábra. 10 elemes geometria és $I = I(x, y)$ index függvénye

A tetróda egy szektorának a képét a 7. ábra mutatja. Ugyancsak ezen tüntetjük fel az $I = I(y)$ indexfüggvényt is.

Az általános elrendezés D^1_{42} kifejezése.

$$D^1_{42} = \frac{\begin{vmatrix} 0 & a_{12} & a_{13} & \dots & a_{17} & a_{18} & a_{19} & 1 \\ 0 & a_{22} & a_{23} & \dots & a_{27} & a_{28} & a_{29} & 1 \\ 0 & a_{32} & a_{33} & \dots & & & & 1 \\ \dots & & & & & & & \\ 0 & a_{62} & a_{63} & \dots & a_{67} & a_{68} & a_{69} & 1 \\ \dots & & & & & & & \\ 0 & a_{82} & a_{83} & \dots & & & & 1 \\ 0 & a_{92} & a_{93} & \dots & a_{97} & a_{98} & a_{99} & 1 \\ 1 & a_{102} & a_{103} & \dots & a_{107} & a_{108} & a_{109} & 1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 0 & a_{12} & a_{13} & \dots & a_{17} & a_{18} & a_{19} & 1 \\ 1 & a_{22} & a_{23} & \dots & a_{27} & a_{28} & a_{29} & 1 \\ 1 & a_{32} & a_{23} & \dots & & & & 1 \\ 1 & a_{42} & a_{43} & \dots & & & & 1 \\ 1 & a_{52} & a_{53} & \dots & & & & 1 \\ 0 & a_{62} & a_{63} & \dots & a_{67} & a_{68} & a_{69} & 1 \\ \dots & & & & & & & \\ 0 & a_{92} & a_{93} & \dots & a_{97} & a_{98} & a_{99} & 1 \\ 0 & a_{102} & a_{103} & \dots & a_{107} & a_{108} & a_{109} & 1 \end{vmatrix}}$$

a) Egy lépésben hajtsuk végre a 2, 3, 4, 5, elemek nem-független redukcióját. Az ezen redukcióhoz tartozó geometriai elrendezést a 8*a* ábra mutatja.



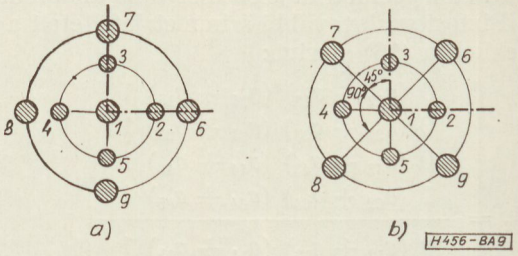
8. ábra.
a) Az 1, 6, 7, 8, 9-es elemek a centrumban vannak.
b) Határalakzat

Az áthatás redukált kifejezése az alábbi:

$$D^1_{42} = \frac{\begin{vmatrix} 0 & (a_{12}+a_{13}+a_{14}+a_{15}) & a_{16} & a_{17} & a_{18} & a_{19} & 1 \\ 0 & (a_{22}+a_{23}+a_{24}+a_{25}) & a_{26} & \dots & & & 1 \\ 0 & (a_{62}+a_{63}+a_{64}+a_{65}) & a_{66} & a_{67} & a_{68} & a_{69} & 1 \\ 0 & (a_{72}+a_{73}+a_{74}+a_{75}) & a_{76} & \dots & & & 1 \\ 0 & \dots\dots & & & & & 1 \\ 0 & (a_{92}+a_{93}+a_{94}+a_{95}) & a_{96} & \dots & & & 1 \\ 1 & (a_{102}+\dots & +a_{105}) & a_{106} & \dots & & 1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 0 & (a_{12}+a_{13}+a_{14}+a_{15}) & a_{16} & a_{17} & a_{18} & a_{19} & 1 \\ 1 & (a_{22}+a_{23}+a_{24}+a_{25}) & a_{26} & \dots & & & 1 \\ 0 & (a_{62}+a_{63}+a_{64}+a_{65}) & a_{66} & a_{67} & a_{68} & a_{69} & 1 \\ 0 & \dots\dots & & & & & 1 \\ 0 & \dots\dots & & & & & 1 \\ 0 & (a_{92}+a_{93}+a_{94}+a_{95}) & a_{96} & \dots & & & 1 \\ 0 & (a_{102}+\dots & +a_{105}) & a_{106} & \dots & & 1 \end{vmatrix}}$$

Az előbbi szimmetriafeltételek matematikai alakja:

$$\left\{\begin{array}{l} a_{21}\ (a_{22}+a_{23}+a_{24}+a_{25})\ a_{26}\ a_{27}\ a_{28}\ a_{29}\ U_2 \\ a_{31}\ \dots \\ a_{41}\ \dots \\ a_{51}\ (a_{52}+a_{53}+a_{54}+a_{55})\ a_{56}\ a_{57}\ a_{58}\ a_{59}\ U_2 \end{array}\right\}$$



9. ábra

b) A következő lépésben hajtsuk végre a (6, 7, 8, 9)-es elemek nem-független redukcióját;

$$D^1_{42} = \frac{\begin{vmatrix} 0 & (a_{12}+a_{13}+a_{14}+a_{15}) & (a_{16}+a_{17}+a_{18}+a_{19}) & 1 \\ 0 & (a_{22}+a_{23}+a_{24}+a_{25}) & (a_{26}+a_{27}+a_{28}+a_{29}) & 1 \\ 0 & (a_{62}+a_{63}+a_{64}+a_{65}) & (a_{66}+a_{67}+a_{68}+a_{69}) & 1 \\ 1 & (a_{102}+\dots+ & a_{105}) & (a_{106}+\dots & & 1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 0 & (a_{12}+a_{13}+a_{14}+a_{15}) & (a_{16}+a_{17}+a_{18}+a_{19}) & 1 \\ 1 & (a_{22}+a_{23}+a_{24}+a_{25}) & (a_{26}+a_{27}+a_{28}+a_{29}) & 1 \\ 0 & (a_{62}+a_{63}+a_{64}+a_{65}) & (a_{66}+a_{67}+a_{68}+a_{69}) & 1 \\ 0 & (a_{102}+\dots &) & (a_{106}+\dots &) & 1 \end{vmatrix}}$$

A szimmetriafeltételekhez rendelt matematikai alakok:

$$\left\{\begin{array}{l} a_{21}\ (a_{22}+a_{23}+a_{24}+a_{25})\ (a_{26}+a_{27}+a_{28}+a_{29})\ U_2 \\ a_{31}\ \dots\dots \quad \dots\dots \\ a_{41}\ \dots\dots \quad \dots\dots \\ a_{51}\ (a_{52}+a_{53}+a_{54}+a_{55})\ (a_{56}+a_{57}+a_{58}+a_{59})\ U_2 \end{array}\right\} \text{ a (2, 3, 4, 5)-höz}$$

$$\left\{\begin{array}{l} a_{61}\ (a_{62}+a_{63}+a_{64}+a_{65})\ (a_{66}+a_{67}+a_{68}+a_{69})\ U_3 \\ a_{71}\ \dots\dots \quad \dots\dots \\ a_{81} \\ a_{91}\ (a_{92}+a_{93}+a_{94}+a_{95})\ (a_{96}+a_{97}+a_{98}+a_{99})\ U_3 \end{array}\right\} \text{ a (6, 7, 8, 9)-hez.}$$

A redukált rendszer ismét határalakzat, amelyet a 8*b* ábrába rajzoltunk. Érdekes, hogy még ezen határrendszer is tartalmaz további szimmetrialehetőségeket. A 8*b* ábránál szimmetrikusabb rendszert mutat a 9*a* és 9*b* ábra is.

Ezen geometriai elrendezések azonban egy, az előbbitől eltérő feladatot jelentenek. Tekintsük ugyanis a fentieket egy további feladat (mint egy III. példa) kiindulásának a 9*a* vagy 9*b* ábráknak megfelelő tárgyrendszert. Ebben a leképezendő alapszektort már eleve úgy választanánk meg, hogy az a 9*a* vagy 9*b* egy negyed szektorának feleljen meg. Az így nyert áthatáskifejezések azért térnek el a határalakzat kiszámított kifejezésétől, mert azon túl még a további szabályosságokat is figyelembe veszik. A két feladat találkozási pontját egy — az együtthatókra vonatkozó — matematikai tétel adja meg. Ennek tárgyalása helyett azonban a témának egy bővebb [3] ismertetésére utalunk. Ebben a numerikus számítás is el van végezve.

Összefoglalás

A cikk az áthatások számítására az [1] által is alkalmazott közismert módszert használja fel. Az eddigi törekvésekkel szemben nem volt célunk „egyszerű" vagy „rövid" végképletek levezetése, és a megfontolások lényegi részében a szimmetriák miatt kínálkozó numerikus egyszerűsítési lehetőségeket sem használjuk ki. Ennek köszönhető, hogy felismertük az áthatáskifejezéseknek egy újfajta topológiai jellegű szabályát, amely a matematikai kifejezések belső struktúrájában jelentkezik. Ezen belső törvényszerűségek kihasználása módot nyújt arra, hogy az áthatásokat az elektródarendszer geometriai adatai alapján közvetlenül felírhassuk. A felírt általános képlet — a módszer topológiai jellegénél fogva — szerkezetileg közvetlenül tükrözi az elektródarendszer geometriai struktúráját.

Az eredmények formális jellege miatt a számítások számológépre könnyen programozhatók.

IRODALOM

1. *Spangenberg, K. R.:* Vacuum Tubes, Mc Graw-Hill, New York, 1948.

2. *H. Rothe-W. Kleen:* Physikalische Grundlagen der Hochvakuumelektronenröhren (Band 1.) Akamedische Verlagsgesellschaft m. b. H. Frankfurt am Main, 1955.

3. *A. Balaskó:* Allgemeines Verfahren zur Berechnung des Durchgriffes von Elektronenröhren T. T. M. 1964.

Nemzetközi Mikrohullámú, Hálózatelméleti és Információelméleti Konferencia Tokióban

1964. szeptember 7—11. között rendezte meg Tókióban a Nemzetközi Mikrohullámú, Hálózatelméleti és Információelméleti Konferenciát a japán híradástechnikai egyesület. A konferencia pontos elnevezése International Conference on Microwaves, Circuit Theory and Information Theory (ICMCI) volt és az URSI, valamint a japán tudományos tanács támogatásával, az amerikai, angol, francia, német egyesületek és a Szovjetunió Tudományos Akadémiájának együttműködésével került lebonyolításra.

A konferencián 20 ország tudósai és mérnökei vettek részt és 350 előadás hangzott el, három fő szekcióban az alábbi témák szerint:

Mikrohullámú szekció: Tápvonalak és hullámvezetők. Áramköri komponensek. Mérések és nemlineáris eszközök. Mikrohullámú elektroncsövek. Maserek és laserek. Plazma. Antennák. Hullámterjedés. Hírközlő rendszerek.

Hálózatelméleti szekció: Hálózatok elmélete és méretezése. Gráf-elmélet alkalmazása. Aktív hálózatok. Időben változó paraméterű hálózatok és rendszerek. Nem lineáris áramkörök és rendszerek.

Információ elméleti szekció: Csatornakapacítás és jeltervezés. Kódolás. Detektálás. Szűrés és zaj. Változó paraméterű csatornák. Gépi képfelismerés. Véges automaták, stb.

A japán vendéglátók után a legnépesebb küldöttséggel az amerikaiak szerepeltek. A szovjet küldöttséget V. I. Sziforov akadémiai levelező tag vezette, a Román Népköztársaságból ketten voltak jelen, a Csehszlovák Szocialista Köztársaságból és a Német Demokratikus Köztársaságból előadások be voltak jelentve a konferenciára, de az előadók nem érkeztek meg. Magyar részről három előadás hangzott el:

A mikrohullámú elektroncsövek szekcióban dr. Berceli Tibor: „Ideális klisztron modulátor" és „A helix csatolók optimális méretezéséről" címmel;

a hálózatelméleti szekcióban dr. Géher Károly: „Lineáris hálózatok és rendszerek toleranciájának számítása az idő, frekvencia és komplex frekvencia tudományban" címmel

A konferenciát kitűnően szervezték meg. 1958-ban merült fel a mikrohullámú konferencia összehívásának lehetősége és 1962 óta már kirajzolódtak a szervezeti megoldás vázlatai. 1963 óta széleskörűen informáltak mindenkit a konferenciáról. A tíz párhuzamos előadás, a kirándulás, az üzemlátogatások mind percnyi pontossággal zajlottak le. Nagyon nagy apparátus dolgozott a konferencia sikere érdekében, pl. az előadások sokszorosítására a konferencia színhelyén másoló üzemet állítottak fel.

Az előadások igen magas színvonalúak voltak és a konferenciát az jellemezte, hogy azon, könyvekből, folyóiratcikkekből ismert kutatók nagy része jelen volt.

A legjelentősebb előadások a mikrohullámú rendszerek témakörében hangzottak el. A 2000, 4000, 6000 MHz tartományban félvezetős, szélessávú mikrohullámú berendezésekről számoltak be. E berendezések általában csak a végfokozatban tartalmaznak elektroncsövet és a többi fokozat félvezetős áramkör. A műholdas rádióösszeköttetések tervezéséről és a Syncom kísérletekről több előadás hangzott el.

A hálózatelmélet szekcióban az approximációs problémáról, a toleranciákról, az elosztott paraméterű hálózatokról, a hírhálók tervezéséről hangzottak el értékes előadások. Nagy aktivítás tapasztalható az időben változó paraméterű és a nemlineáris áramkörök vonalán.

Az információelméleti előadások zömét amerikaiak tartották de ezeket nem kísérhettük figyelemmel, mert a rendszertechnikai és hálózatelméleti előadásokkal párhuzamosan folytak.

A konferencián azt tapasztaltuk, hogy azok, akik rendszeresen résztvesznek a nemzetközi konferenciákon nem az előadásokat hallgatják, hanem az írásos anyagból és a régebbi ismeretségből kiindulva a folyosón beszélgetve szereznek újabb információkat a szerzőktől. Az előadások beküldése és tartása nagyon fontos, mert így a résztvevők közül a figyelem jobban a szerzőre irányul. Mi az előadásokat hallgattuk és a koktélokat, kirándulást, üzemlátogatást használtuk fel tapasztalatok szerzésére.

Az elhangzott előadások, melyeket a rendszertechnikai és hálózatelméleti szekcióban hallgattunk, igen hasznosak voltak a számunkra és olyan kérdésekkel foglalkoztak, melyek már nálunk is felmerültek, vagy a közeljövőben aktuálissá válnak. Hasonló állapítható meg a mikrohullámú elektroncsövek, valamint mikrohullámú tápvonalak és áramköri komponensek szekcióról, melynek előadásán dr. Berceli Tibor vett részt. Ugyanakkor voltak olyan szekciók is, ahol a mi hazai problémáink már nem képezik a kutatás tárgyát (pl. antennák, hullámterjedés témakör). Több olyan szekció is volt, amely olyan alapkutatási kérdésekkel foglalkozott, melyek a közeljövőben nem látszanak hazánkban indokoltnak (pl. plazma, laser, gépi képfelismerés).

Mindegyik előadásról kétoldalas összefoglaló készült. Ezen összefoglalók a TKI könyvtárában és a Vezetékes Híradástechnikai Tanszéken megtekinthetők. A Tanszéken ezenkívül több előadás részletes anyaga, továbbá a kapott különlenyomatok és prospektusok is megtalálhatók.

A konferencia programjában szerepelt a Nippon Telegraph and Thelephon Public Corporation Electrical Communicatione Laboratory és a Ministry of Posts Telecommunication Radio Research Laboratory meglátogatása. Az egyetlen délután lebonyolított látogatás tervezését az autóbuszon

kiosztott szép kiállítású katalógusok, a látnivalók pontos írásbeli rögzítése segítette elő.

Láttunk többek között telefonszámlák gépi feldolgozását végző számítóközpontot, műholdas összeköttetésen átvitt TV műsort mágneses szalagról, milliméteres hullámok terjedési vizsgálatát, parametrikus erősítőt, lasert, elektronikus telefonközpont áramköri fejlesztéseit stb.

Megtekintettük az állandó kiállítási épületben a konferencia alkalmából rendezett elektronikai kiállítást (Japan Electronics Show), ahol 222 gyártó vállalat mutatott be mérőműszereket, ipari elektronikai berendezéseket, rádió, TV és magnetofon készülékeket és különböző alkatrészeket, félvezető és elektroncső gyártmányokat. Az egész kiállítást bemutató katalógus és a japán rádióelektronikai ipart 1964-ben bemutató füzet a Vezetékes Híradástechnikai Tanszéken megtekinthető. Az ismertető füzetből látható, hogy a japán ipari termelés 50%-át a műsorközlő készülékek (rádió, TV, magno) adják, 30%-át az alkatrészek (félvezetőkkel és elektroncsövekkel együtt), és az elektronikus berendezések (híradástechnikai rendszerek, mérőműszerek stb.) csak 20%-ot tesznek ki.

Meglátogattuk a Japan Radio Co. Ltd. gyárat is, ahol a 6700 MHz sávban működő 120 csatornás SSB/FM mikrohullámú berendezés és a hozzátartozó multiplex berendezések, meteorológiai és hajóra szerelhető adó-vevő berendezések gyártását és bemérését láttuk. A gyár évi termelési értéke $2 \cdot 10^7$ $, alkalmazottaiknak száma 3000.

A Shibuya mikrohullámú állomáson a következő berendezéseket láttuk üzemben:

600 telefonbeszélgetés, vagy fekete-fehér TV műsor átvitelére szolgáló berendezés a 4000 MHz-es frekvenciasávban,

1200 telefonbeszélgetés, vagy TV műsor átvitelére szolgáló berendezés a 6000 MHz-es frekvenciasávban,

1800 telefonbeszélgetés vagy színes TV műsor átvitelére szolgáló berendezés a 6000 MHz-es frekvenciasávban.

A látogatás alkalmából több műszaki problémáról kaptunk tájékoztatást. Érdekes megjegyezni, hogy a japán sokcsatornás hálózat több mint 60%-át mikrohullámú láncok alkotják.

Meglátogattuk az University of Tokyo villamosmérnöki ágazatát. Az egyetem 10 karból és több kutató intézetből áll. A mérnöki kar 20 ágazatra oszlik, 138 tanszék látja el a 3500-as létszámú hallgatóság oktatását. A kar dolgozóinak száma kb. 600. Az oktatás csak nappali tagozaton folyik és a híradástechnikai ágazat kb. 40 főből áll. A jó mérnökellátottság abból adódik, hogy majdnem százra tehető az egyetemek száma. Ezek között kb. 10 régi, neves egyetem van, ahová csak a nehéz felvételi vizsga után lehet bejutni. Az University of Tokyo pl. csak minden tizedik jelentkezőt veszi fel. A tanszékeken PCM rendszerrel, elektronikus telefonközponttal, milliméteres hullámokkal, orvosi elektronikával változó paraméterű áramkörökkel folyó kutatásokat láttunk.

A megtekintett intézmények hely szempontjából szűkösen vannak ellátva, ellenben műszerezettségük igen jónak mondható. Sok amerikai gyártmányú műszert láttunk és mindenütt éreztük, hogy a japán rádióelektronikai ipar mögött nagy amerikai cégek állnak. Ez nemcsak a szabadalmak átvételére, hanem az intenzív személyes kapcsolatokra is vonatkozik.

Moszkvában meglátogattuk az Insztitut Problem Peredacsi Informácii (IPPI) akadémiai kutatóintézetet. J. A. Ovszeevics igazgatóhelyettes bemutatta a gépi képfelismerés új módszereit, N. Roginszkij a hírhálók tervezéséről és az integrált rendszerekről tájékoztatott, M. Sz. Pinszker pedig a matematikai információelmélet és ezen belül a kódolás terén végzett munkájukat ismertette.

Az igen széleskörű és szerteágazó konferencia megmutatta, hogy eredményt kutató munkánkban csak akkor tudunk elérni, ha energiánkat a korszerű szélessávú mikrohullámú összeköttetésekre és az ezzel kapcsolatos hálózatelméleti problémákra koncentráljuk. Újabb témák indítását kerülni kell és a megkezdett kutatások színvonalát kell emelni. Abban az esetben, ha a szervezési intézkedésekkel sikerül kutatóink munkáját a szakmai problémákra redukálni, akkor a Nemzetközi Mikrohullámú, Hálózatelméleti és Információelméleti Kongresszus témakörében szép eredményeket tudnánk elérni.

A konferencia szervezése megmutatta, hogy nagy nemzetközi konferenciát csak több éves előkészítés után és igen nagy apparátussal lehet lebonyolítani. Az időpont kitűzésénél tekintettel kell lenni az egyetemi oktatók elfoglaltságára, mert a részt vevők gerincét ők alkotják. A konferenciákon részvételi díjat kell kérni, mert a rendezés költségeit legalább részben ebből lehet fedezni. Gondot kell fordítani arra, hogy az előadások szövege, vagy a különlenyomatok szétoszthatók legyenek és a vetítés a legkorszerűbb eszközökkel legyen megoldva.

Sikerült felhívnunk a részt vevők figyelmét a MTA és a HTE rendezésében Budapesten tartandó Mikrohullámú Kollokviumokra. E kollokviumról a tokiói magyar nagykövetség segítségével, a rendezőbizottság útján minden részt vevőnek eljuttattunk ismertető anyagot.

Újra napirendre kellene tűznünk az URSI-ba való belépésünk kérdését. A rádióelektronika témakörben a jelek szerint az URSI fogja az UNESCO keretében lebonyolítani a tudományos konferenciákat. Az URSI nemzeti bizottságának teendőit pl. az MTA Híradástechnikai Bizottság tudná ellátni.

Az egyetemi oktatást a felsőfokú technikumok segítségével a mennyiségi kérdésektől tehermentesíteni kellene és a minőségi képzés emelésére lehetne az évek folyamán áttérni.

A Tokióban rendezett Mikrohullámú, Hálózatelméleti és Információelméleti Konferencián sok közvetlenül hasznosítható tapasztalatot szereztünk. Különösen fontos számunkra, hogy közvetlen kapcsolatot teremtettünk olyan tudósokkal és mérnökökkel, akiknek munkásságát az irodalomból már ismertük és a TKI-ban és az egyetemen felhasználtuk.

A sikeres konferencia megrendezéséért a japán híradástechnikusok minden elismerést megérdemelnek.

Bognár Géza — Géher Károly

SIMON GYULA
Budapesti Műszaki Egyetem
Vezetéknélküli Híradástechnika Tanszék

Kísérleti színes képátvitel bemutatása

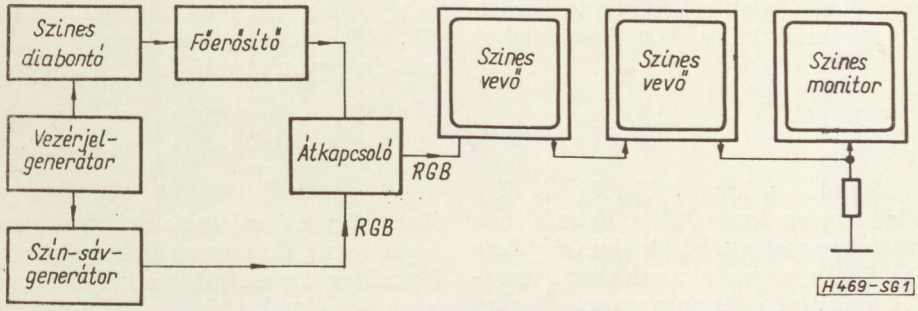
ETO 621.397.132.001.43

Az idei Budapesti Nemzetközi Vásáron a Magyar Tudományos Akadémia kiállításán a Budapesti Műszaki Egyetemen működő színes televízió kutatócsoport kísérleti színes képátvitelt mutatott be. A bemutatón az 1. ábrán látható elvi elrendezésű berendezések működtek, azaz a három képernyőn váltakozva színsávokat és színes diáról kapott képeket lehetett látni. A képjelek átvitele kódolás nélkül történt három koaxiális kábelen videofrekvencián. A vezérjelgenerátoron (PYE Typ B6EZ) és a két színes vevőkészüléken (RCA) kívül, a kiállított berendezéseket mind a Műszaki Egyetemen Dr. Barta István tanszékvezető egyetemi tanár vezetése alatt álló színes televíziókutató-csoport készítette. Az említett két vevőkészülék háromcsatornás videomonitorrá való átalakítása is itt történt. Az alábbiakban röviden összefoglaljuk az egyes berendezések működési elvét és egyes jellemzőit.

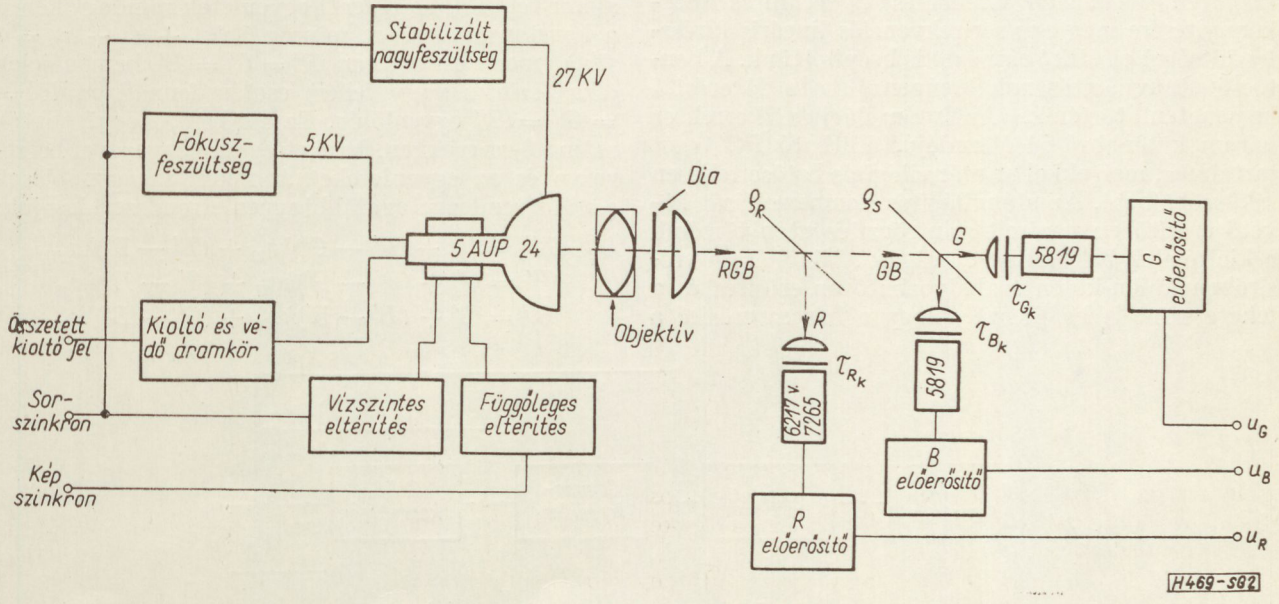
Színes dia-bontó

Elvi felépítése a 2. ábrán látható. A bontócső (RCA 5AUP24) fókuszolt fényes rasztert állít elő, melyet az objektív vetít ugyancsak fókuszolva a pozitív diára. A bontócső eltérítése 625 soros másodpercenként 50 félképváltással. A sugáráram nagysága szabályozható, a még jó felbontás és elfogadható jel/zaj viszony érdekében az üzemi érték 140 μA. A gyorsítófeszültséget külön nagyfeszültségű egység állítja elő, stabilizálása párhuzamos triódával történik. A bontócső védelmét külön erre a célra beépített áramkör biztosítja, mely mind a függőleges, mind a vízszintes eltérítés kimaradása esetén kioltja a sugáráramot és így megakadályozza az ernyő beégését.

A dián átjutó fényt egy mögötte elhelyezett kondenzor közel párhuzamos nyalábbá alakítja, ezáltal annak hatása, hogy az ezután következő szűrőtükrök



1. ábra. A bemutató elvi elrendezése



2. ábra. Színes dia-bontó elvi felépítése

spektrális fényáteresztése és visszaverése a fény beesési szögétől függ, minimálisra csökkenthető. A ϱ_R szűrőtükör a vörös spektrumot visszaveri, a zöld és kék összetevőket áteresztí, a ϱ_B szűrőtükör pedig a kékeknek megfelelő hullámhosszú fénysugarakat veri vissza. Ezáltal megtörténik az alapszínekre bontás, és az egyes alapszíneknek megfelelő fénysugarak egy-egy kondenzoron és a τ_k korrekciós szűrőkön áthaladva a megfelelő színképi érzékenységgel rendelkező fotosokszorozókra jutnak. A fotokatódok felületének nem egyenletes érzékenységéből eredő zavarok kiküszöbölése érdekében az optikai rendszer úgy van felépítve, hogy az objektív blendéjét képezzük le a fotokatódra, így a kapott fényfolt a dia letapogatása közben nem változtatja a helyét. Az egyes felvételi csatornák színképi érzékenységi görbéit, melyeknek színhelyes átvitelhez előírt alakúaknak kell lenniök, a fotosokszorozók előtt elhelyezett korrekciós szűrők állítják be. A fotosokszorozók erősítése a D_6 dinóda feszültségének szabályozásával külön-külön állítható. Ezzel lehet beállítani a fehér egyensúlyt, azaz azt, hogy fehér képrészletek letapogatásakor a fotosokszorozókat követő előerősítők mindegyike azonos jelszintet adjon ki. A kimenőjelek szintjének közös szabályozása az objektív fényrekeszének állításával történik. A diák váltását a 6 diát befogadó forgó tárcsa segítségével végezzük. A bemutatón részben a PTT által gyártott és az European Broadcasting Union által hiteles vizsgáló diaként ajánlott diákat, részben az MTI által rendelkezésünkre bocsátott diákat közvetítettük.

Fő erősítő

A dia-bontóból 75 ohmon kapott U_R, U_G és U_B jelek három videokábelen keresztül a fő erősítőbe jutnak. A fő erősítő egy csatornájának elvi felépítése a 3. ábrán látható. Az egyes alapszíneknek megfelelő három jel erősítésére természetesen három azonos csatorna van a fő erősítőben, tápegységeikkel, ezenkívül az üzemi ellenőrzés és beállítás megkönnyítésére még egy sorfrekvenciás lineáris fűrészfeszültséget előállító egységet is beépítettünk. A bontócső utánvilágításának kompenzálása a fő erősítő bemenetén történik. Az utánvilágítás korrektor három különböző időállandójú, állítható RC tagot tartalmaz, melyekkel az utánvilágítás hatása teljesen kiküszöbölhető. Az utánvilágítás kompenzálását követő erősítőben vezérelt szintrögzítés után történik a kioltójelek bekeverése és vágása. Mindhárom erősítőben külön-külön szabályozható az erősítés és a fekete szint is beállítható, hogy a három erősítő a gamma-korrektorokba 1 V (p-p) pozitív fehér jelet adjon azonos fekete szinttel. A gamma-korrektor két töréspontú közelítéssel állítja elő a $\gamma = 0{,}5$ hatványkitevőnek megfelelő jelleggörbét. A gamma fokozat előtt, minthogy annak erősítése a bemenőszint függvényében változik, jó stabilitású vezérelt szintrögzítés van. A fekete szintet gamma-korrekció után célszerű beállítani, mivel a $\gamma = 0{,}5$-ös jelleggörbének megfelelően kis jelszinteken nagy az erősítés, ami az egyes csatornák fekete szintjei között a leolvasási pontatlanság következtében meglevő különbségeket megsokszorozza. Bontócsöves diabontó esetén feltétlenül szükség van gamma-korrektorra, mert a színes képcső gammája jó közelítéssel $\gamma_k = 2$, viszont a fotosokszorozók jelleggörbéje a kivezérlési tartományban lineáris, ezért korrekció nélkül túl kemény képet kapnánk, sőt jelentős színtorzítások is fellépnének.

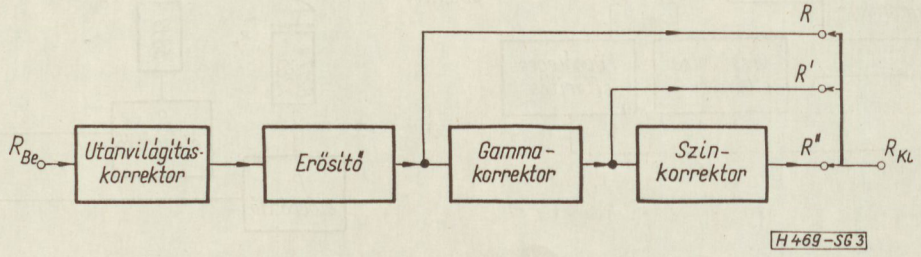
A gamma-korrektorokból a három jel 1 V (p-p) szinten a három színkorrektorra (maszk-áramkör) jut. A színkorrektor szerepe, részben a diák színhibáinak (pl. a testszín) korrigálása és az, hogy esztétikai szempontok alapján a kapott képek színeinek telítettségét segítségükkel változtatni lehessen. Mivel ilyen áramkör a fekete-fehér televízió berendezésekben nincsen, ezért ezzel kissé részletesebben foglalkozunk.

A színkorrektor lényegében a bemenő gamma-korrigált jelekből (R', G', B'), ezek lineáris kombinációiként állítja elő a színkorrigált kimenőjeleket (R'', G'', B''). A bemenő- és kimenőjelek között az alábbi mátrix egyenlet adja meg a kapcsolatot:

$$\begin{vmatrix} R'' \\ G'' \\ B'' \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} R' \\ G' \\ B' \end{vmatrix}$$

Ennek az egyenletnek mátrix áramkörökkel eleget lehet tenni, de még az is követelmény, hogy a színkorrektor kivezetett szabályzóelemeit változtatva a szürke éknek (tehát a színtelen fekete-fehér képrészleteknek) nem szabad elszíneződnie. Ez a feltétel akkor teljesül, ha a fenti egyenletek mindegyikében a konstansok összege mindig 1 ($a_{11} + a_{12} + a_{13} = 1$ stb.), mert ez esetben $R' = G' = B'$ bemenőjelek (azaz szürke vagy fehér) esetén fennáll az $R'' = G'' = B''$ egyenlőség. Ez esetben az együtthatók száma 6-ra csökken. Ezeket egy k tényezővel beszorozva és az egyenleteket áramköri meggondolások alapján rendezve, az alábbi egyenletrendszert kapjuk:

$$R'' = R' + (R' - G')ka_{12} + (B' - R')ka_{13}$$
$$G'' = G' + (R' - G')ka_{21} + (G' - B')ka_{23}$$
$$B'' = B' + (B' - R')ka_{31} + (G' - B')ka_{32}$$



3. ábra. A fő erősítő egy csatornájának (R) elvi felépítése

Ha k értéke 0 és +1 határok között folyamatosan szabályozható, akkor ezzel megvalósítható a közös színtelítettség-szabályozás.

A megépített színkorrektor elvi vázlata a 4. ábrán látható. A különbségi színjeleket mindkét polaritással differenciál erősítők állítják elő, és ezek fáziskiválasztás, majd amplitúdószabályozás után az első összegező fokozatba jutnak. k értéke három közös tengelyű potenciométerrel szabályozható.

Mint minden mátrix áramkör, a színkorrektor is rontja a jel/zaj viszonyt. Ez a romlás minimális értéken tartható akkor, ha a színkorrekció sávszélességét korlátozzuk. Ez megtehető, mivel a szem felbontóképessége a színes képrészletekre korlátozott, azaz jóval kisebb, mint a fekete-fehér képrészletekre. A gyakorlatban az 1,5 MHz-nél nagyobb videofrekvenciának megfelelő finomságú képrészleteket szemünk csak világosságkülönbség esetén tudja megkülönböztetni, tehát ilyen képrészletfinomságnál a színkülönbségeket már nem érzékeli. Ezért a színkorrektort úgy építettük fel, hogy a korrekciós jelek sávszélességét minden csatornában egy aluláteresztő szűrővel 1,5 MHz-re korlátozzuk. A színkorrigált jeleket pedig az eredeti jelből és a korrekciós jelből egy újabb összeadó fokozattal képezzük (4. ábra). A fázishelyes összegezés érdekében az eredeti jelet összegezés előtt olyan mértékben késleltetni kell, mint amekkora késleltetést a korrekciós jelnél behoz az aluláteresztő. Ezt megfelelő sávszélességű késleltető kábeldarab beiktatásával valósítottuk meg. A színkorrektor fehér bemenőjelekre egységnyi erősítésű, az egyes konstansok értéke (pl. a_{12} és a_{13} stb.) pedig egymástól függetlenül 0 és $\pm$ 0,5 között szabályozható.

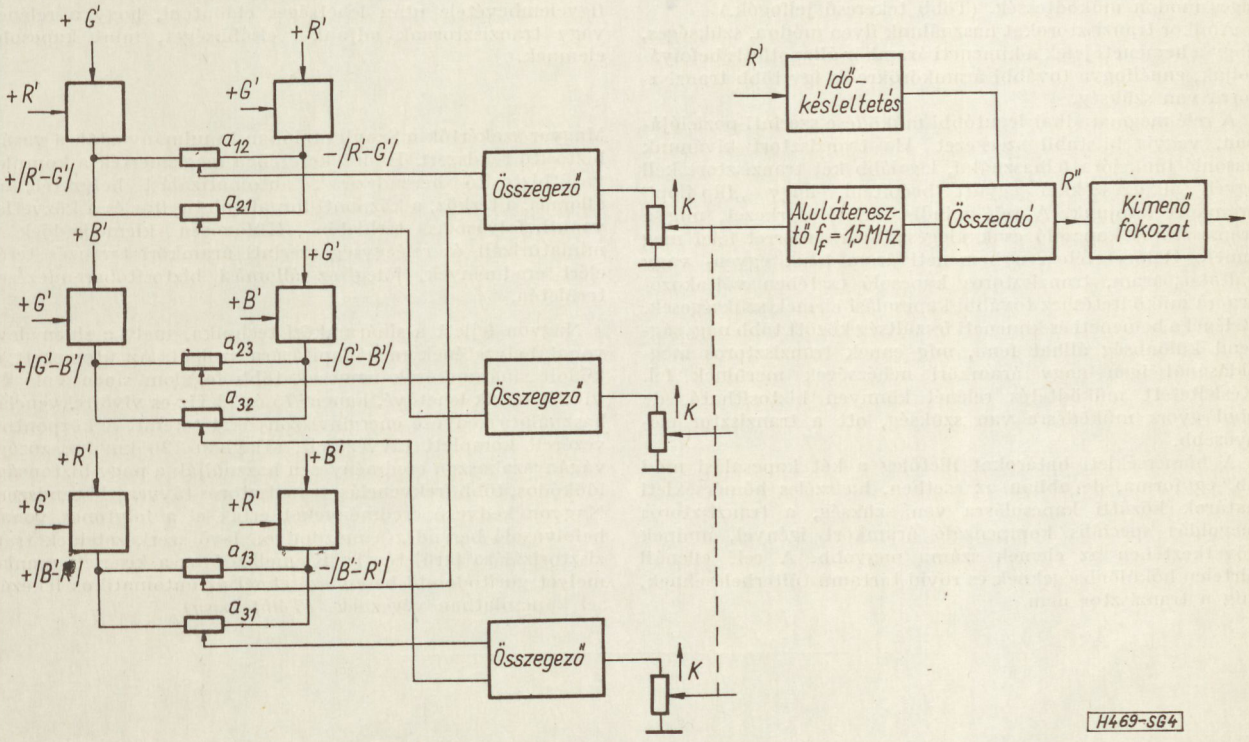
A fő erősítőből a színkorrektor kapcsoló segítségével kiiktatható. Ezenkívül a főbb üzemi jellemzők gyors ellenőrzése érdekében mind az erősítő, mind a gamma-korrektor olyan mérőpontokkal van ellátva, amelyek nyomógombsorral a szükséges áramköri pontokra kapcsolhatók, ami lehetővé teszi a berendezés gyors beállítását. A három gamma-korrigált jelből (R', G', B') előállítjuk az NTSC rendszernek megfelelő Y' világosságjelet is, ami a fekete-fehér monitorral történő megfigyelést teszi lehetővé. Ez a monitor nyomógombokkal az egyes színcsatornákra is átkapcsolható.

Szín-sáv generátor

A szín-sáv generátor RGB jeleket szolgáltat különkülön vagy tetszőlegesen összegezve. Az előállított három jel eredőjeként a képernyőn az alábbi sorrendű függőleges csíkokat kapjuk: fehér, sárga, kékeszöld, zöld, bíbor, vörös, kék, fekete. A jelsorozatot az összetett kioltójel indítja, a G monostabil multivibrátor indításával. A G multivibrátor jelének mind a felfutó, mind a lefutó éle indítja az R monostabil billenőkört, az pedig ugyanígy a B-t. A három jelet 75 ohmos kimeneti pontokon vehetjük le.

Színes monitor

Az RGB háromcsatornás video monitornak, háromágyús maszkos képcsöve van. Áramkörei nagyobbrészt a szokásosak, nagyfeszültsége párhuzamos triódával van stabilizálva. A vevőkészülékektől eltérően aktív (elektroncsöves) konvergencia áramköröket építettünk be a nagyobb állítási lehetőségek biztosítása érdekében. Természetesen a kellő hosszú idejű stabilitás elérésére ezekben a fokozatokban nagymértékű negatív visszacsatolást alkalmaztunk.



4. ábra. Színkorrektor elvi felépítése (A legalsó G' helyesen B')

A konvergenciát beállító szabályzóelemeken kívül, fényerőszabályozás van beépítve, mely a három alapszín világosságát együtt szabályozza úgy, hogy közben a képernyő színhőmérséklete nem változik. A színhőmérséklet beállítása a képcső elektronágyúi G_1 és G_2 elektródafeszültségének szabályozásával történik. Ennek, valamint a konvergencia beállításának megkönnyítése érdekében a monitoron külön fekete-fehér jel bemenet is van, s az itt betáplált jelek, a három elektronágyút együtt vezérlik. A fehér egyensúly beállítása a három video erősítő (R, G, B) erősítésszabályozásával történik. Közös kontraszt szabályozás nincs, mivel nincs is rá szükség.

Végül meg kell említenem azt, hogy a bemutató alkalmával még viszonylag kis érzékenységű vörös fotosokszorozó volt a diabontóba beépítve (RCA 6217), ennek következtében a jel/zaj viszony a vörös csatornában elég rossz volt. 100 μA sugáráramnál, $F = 5{,}6$ fényrekeszállásban ezzel a fotosokszorozóval 20 dB volt a jel/zaj viszony (a jel csúcstól csúcsig mért értékét az effektív zajközépértékhez viszonyítva). Azóta a vörös fotosokszorozót RCA 7265-re kicserélve, ugyanolyan beállítás mellett ($I_s = 100$ μA, $F = 5{,}6$) a jel/zaj viszony a vörös csatornában is jobb, mint 30 dB a másik két csatornához hasonlóan.

SZEMLE

A PYE-csoporthoz tartozó Telephone Manufacturing Company Ltd. a Carpenter-féle sarkított relékre vonatkozó katalógusában rövid összehasonlítást tesz a relék és tranzisztorok között, azok kapcsolási funkciója tekintetében.

A gyár nem osztja egyeseknek azt a véleményét, hogy a tranzisztorok bizonyos idő múlva kiszorítják a használatból a reléket.

A tranzisztor általában csak egy „kontaktussal" dolgozik, míg a relé különböző típusú kontaktusokat létesíthet. Relé esetében a bemeneti áramkörrel szemben csak azt a követelményt állítjuk fel, hogy a működtető áram elégséges legyen és ne legyen túl nagy. Tranzisztor esetében nem elégséges csak a bemenetet megvizsgálni, hanem tekintetbe kell venni a kimenőáramkör természetét is. A relé-érintkező szigetelési ellenállása rendszerint nem kisebb, mint 10^{10} ohm, tranzisztor esetében ritkán nagyobb, mint 10^7.

A relé esetében lehetőség van arra, hogy különféle és egymástól független forrásokból származó bemeneti jelek különleges módon működtessék. (Több tekercsű jelfogók.)

Amikor tranzisztorokat használunk ilyen módon, szükséges, hogy a bemeneti jelek a kimeneti áramkör állapotát is befolyásolják, ennélfogva további áramkörökre és így több tranzisztorra van szükség.

A relé megmaradhat legutóbbi működése szerinti pozíciójában, vagyis bi-stabil szerkezet. Ha tranzisztort kívánunk hasonló funkcióra felhasználni, legalább két tranzisztort kell egyéb alkatrészekkel együtt beépíteni, hogy „flip-flop" áramkört kapjunk. A relé mindig on/off szerkezet, míg a tranzisztoros kapcsoló csak kiegészítő áramkörrel felel meg ennek. Relé esetében a bemeneti áram lehet egyen- vagy váltakozóáram, tranzisztoros kapcsoló esetében váltakozóáramú működtetéshez további kapcsolási elemek szükségesek. Relénél a bemeneti és kimeneti feszültség között több nagyságrend különbség állhat fenn, míg ennek tranzisztoros megoldásánál igen nagy áramköri nehézségek merülnek fel. Késleltetett működtetés relénél könnyen biztosítható, de ahol gyors működésre van szükség, ott a tranzisztor előnyösebb.

A hőmérsékleti határokat illetőleg a két kapcsolási mód kb. egyforma, de abban az esetben, ha széles hőmérsékleti határok közötti kapcsolásra van szükség, a tranzisztoros megoldás speciális kompenzáló áramkört igényel, aminek következtében az elemek száma nagyobb. A relé ellenáll hirtelen hőkülönbségeknek és rövid tartamú túlterheléseknek, míg a tranzisztor nem.

Általában a tranzisztor élettartam tekintetében fölényben van. Mozgatható berendezésekben a tranzisztor előnyösebb, miután mechanikai vibrációval szemben ellenállóbb.

Az előbbiekben előadottak — írja a gyár közleménye — azt mutatják, hogy a relé elsősorban kapcsoló, míg a tranzisztor olyan változtatható ellenállás, amely bizonyos körülmények között mint kapcsoló elem használható. Kétségtelen, hogy mind a relének, mind a tranzisztornak megvan a maga specifikus és nagyon élesen elhatárolt területe, amelyikben az egyik jobb, mint a másik. A tranzisztor mint kapcsoló kis méretű, ellenálló, hosszú életű, gyors és mint erősítő is működtethető. A relé ezzel szemben elektromos és termikus szempontból ellenállóbb, felhasználásában kevésbé komplikált és logikai áramkörökben olyan lehetőségeket nyújt, amit semmiféle más alkatrésszel biztosítani nem lehet. Általában egy relé helyettesítéséhez több tranzisztorra van szükség.

Végül a cikk hangsúlyozza, hogy csupán minden körülmény figyelembevétele után lehetséges eldönteni, hogy a relének vagy tranzisztornak adjunk-e elsőbbséget, mint kapcsolóelemnek.

*

Magyar szakértők a Szovjetunióban tanulmányozták a vasútbiztosító rendszert. Ennek keretében megismerték a komplex vasútbiztosító berendezések automatizálási helyzetét, az állomás, a térköz, a központi forgalomirányítás és a közvetlen vonatbefolyásolás területén. Különösen kiemelkedőek a miniatürizált és reléegység szerinti áramköri tervezés terén elért eredmények, főleg az állomási biztosítóberendezések területén.

Nagyon fejlett a sináramköri technika, mely a sínen levő vonat helyzetének megállapítására szolgál. Az ütemezett és kódolt sináramkörök nemcsak több fogalom sínen való átvitelét teszik lehetővé, hanem 75 és 25 Hz-es vivőfrekvenciák használata kedvező energiaviszonyokat teremt. A központból vezérelt komplett távvezérelt, átlagban 120 km hosszúságú vágányszakaszon eredményesen használják a nagy biztonságú időkódos, több frekvenciás, tranzisztoros távvezérlő-rendszert. Nagyon kedvező eredményeket értek el a folytonos vonatbefolyásoló berendezés mozdonyon levő szerkezeteinek tranzisztorizálása területén is. Kiemelkedő az a kísérleti munka, melyet gurítódombi berendezéseknél az automatikus fékezéssel kapcsolatban végeznek. *(Tóthfalussy)*

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.382.2:621.374.4

Dr. Bíró V.:

Párhuzamos csatolású varactoros frekvencia duplázó analízise

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 1. sz.

A cikk a párhuzamos csatolású varactoros frekvencia duplázó működésének elemzésével foglalkozik hirtelen átmenetű varactor alkalmazása esetében.
Az analízis figyelembe veszi a varactor veszteségét és ennek alapján meghatározza a legnagyobb átalakítható teljesítményt, a legnagyobb kimenőteljesítményt, a legnagyobb hatásfokot és az emellett fellépő disszipációt. Ezenkívül a fenti jellemzők eléréséhez szükséges impedanciaösszefüggésekre, valamint a varactor szükséges előfeszültségére is választ ad.
A fenti jellemzőket meghatározó összefüggésekben olyan fizikai mennyiségek szerepelnek, melyek lehetőséget adnak a fenti összefüggések segítségével a duplázó áramkör mérnöki tervezésére és a szükséges varactortípus kiválasztására.

ETO 621.315.212 : 621.315.62

Godó B.:

Ugrások és kitámasztók számítása koaxiális tápvonalakon

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 1. sz.

A cikk két azonos hullámellenállású, de különböző keresztmetszetű koaxiális tápvonal reflexiómentes összekapcsolásával és koaxiális tápvonalakban reflexiómentes kitámasztó tárcsa méretezésével foglalkozik. A szerző összefüggéseket vezet le, amelyek segítségével valamely hullámellenállásra vonatkozó, az összes reflexiómentes alakzatot (ugrásszerű átmenetet, illetve kitámasztó tárcsát) megadó ismert görbéből kiszámítható tetszőleges más hullámellenállásra a reflexiómentes alakzatot jellemző görbe. Ábrákat közöl 60 ohmról 50 ohm-ra való átszámítás illusztrálása céljából ugrásszerű kábelátmenetre és teflon kitámasztó tárcsára.

ETO 621.385.111.001.24

Balaskó A.:

Általánosított eljárás elektronesövek áthatásának számítására

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 1. sz.

A cikk elektroncsövek áthatásának számítására szolgáló általánosított eljárást ismertet. Kiindulva az eddig használt módszerekből, levezeti az áthatás „topológiai" kifejezését, amely általánosan használható és lényegében a cső elektrodarendszerének geometriai struktúráján alapul. A képletekben két determináns hányadosa szerepel és alkalmasak számítógép programozására is. Végül alkalmazási példákat mutat be.

ETO 621.397.132.001.41

Simon Gy.:

Kísérleti színes képátvitel bemutatása

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 1. sz.

A cikk röviden ismerteti a Budapesti Nemzetközi Vásáron bemutatott hazai színes képátvivő-berendezés elvi felépítését és főbb műszaki jellemzőit. Az ismertetés a berendezés elvi elrendezéséből indul ki, majd sorra veszi az egyes készülékeket. Részletesebben csak a színkorrektor áramköreivel foglalkozik, melyek a fekete-fehér TV kapcsán nem ismertek. A cikk képet ad a hazai színes TV-kísérletekről.

Zusammenfassungen

DK 621.382.2:621.374.4

Dr. V. Bíró:

Analyse eines Frequenzverdopplers mit Varactor und paralleler Kopplung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) Nr 1.

Der Artikel befasst sich mit der Analyse eines Varactor-Frequenzverdopplers bei Verwendung eines Varactors mit paralleler Kopplung. Die Analyse nimmt den Verlust des Varactors in Betracht und die maximale Konversionsleistung, die maximale Ausgangsleistung, der maximale Wirkungsgrad wird auf diesem Grunde bestimmt. Ausserdem werden die notwendigen Impedanz-Zusammenhänge, und Vorspannung des Varactors zur Erzielung der obigen charakteristischen Daten angegeben.
In den die obigen Daten bestimmenden Zusammenhängen sind solche physikalische Grössen angegeben, die zur Planung des Verdopplerstromkreises und zur Auswahl der notwendigen Varactortype die Möglichkeit geben.

Обобщения

ДК 621.382.2:621.374.4

Др В. Биро:

Анализ варактора для удвоения частоты с параллельной связью

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕСНИКА, Будапешт) XVI.(1965) № 1

Дан анализ варактора для удвоения частоты с параллельной связью в случае применения варактора быстрого перехода.
Анализ учитывает потерь варактора и на этой основе определяет максимальную преобразоваемую мощность, максимальную выходную мощность, максимальный к. п. д. и при этом возникающее рассеяние. Кроме этого изложены соотношения импедансов необходимые к достижению вышеупомянутых параметров, а также необходимые для варактора смещения.
В соотношениях определяющих вышеупомянутые параметры являются физические величины обеспечывающие возможности инженерского проектирования цепей и выбора жедательного типа варактора.

ДК 621.315.212:621.315.62

Б. Годо:

Расчет скачков и поддержок в коаксиальных фидерах

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVI.(1965) № 1

Излагается соединение двух коаксиальных фидеров одинакового волнового сопротивления, но различного сечения, без отражения, а также проектирование поддерживающих дисков не вызвающих отражение в коаксиальных кабелях. Даны соотношения, с помощью которых можно ьычислять из кривых для данного волнового сопротивления относительно всех форм (переход с скачком, поддерживающий диск) другие кривы для любого волнового сопротивления, характеризующие формы без отражения. Показаны графики для перечисление от 60 ом на 50 ом, в случае переходов с скачком и тефлоновых поддерживающих дисков.

ДК 621.385.111.001.24

А. Балашко:

Универсальный метод расчета проницаемости сетки электронных ламп

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА. Будапешт) XVI.(1965) № 1

Излагается универсальный метод расчета проницаемости сетки электронных ламп. Исходя из методов примененных до сих пор, выводено «топологическое» выражение проницаемости сетки, универсального применения и по существу основывается на геометрической структуре систем электродов. В формулах находятся частные двух дегерминантов и эти подходят к программировке в вычислительные машины.

ДК 621.397.132.001.41

Д. Шимон:

Представление опытной передачи цветных изображений

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVI.(1965) № 1

Кратко излагаются принципиальное составление и основные технические параметры аппаратуры для передачи цветных изображений, представляемой на Будапештской Международной Выставке. Исходя из принципиального составления описываются отдельные блоки. Подробно изложены только цепи цветного корректора, неизвестные в черно-блелом телевидении. Дан обзор экспериментов цветного телевидения во Венгрии.

Summaries

UDC 621.382.2:621.374.4

Dr. V. Bíró:

Analysis of Frequency Doubler with Varactor Having Parallel Coupling

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) N° 1.

The analysis of a frequency doubler with varactor having parallel coupling is given for the case of steep transition type varactor. In the course of the analysis the loss of the varactor is taken into account and based on this assumption the maximum power of conversion, the maximum output power, the maximum efficiency and the dissipation corresponding thereto are determined. Furthermore, information is given as to the impedance relations required to obtain the characteristics mentioned above and also to the bias voltage of the varactor. In the relations determining the said characteristics appear physical quantities enabling the engineering design of the frequency doubler and the selection of the suitable varactor.

DK 621.315.212 : 621.315.62

B. Godó:

Berechnungen der Sprünge und Stützscheiben für koaxile Übergangleitungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) Nr 1.

Es werden die Verbindungen zwei reflexionsfreier Koaxialleitungen von gleichem Wellenwiderstand, aber verschiedenem Querschnitt und die Berechnungen der reflexionsfreien Stützscheiben der koaxialen Leitungen behandelt. Es werden Zusammenhänge abgeleitet, mittels welcher von der bekannten Kurve, für einen Wellenwiderstand, die alle reflexionsfreien Formen (sprungweiser Übergang, resp. Stützscheiben) ergibt, die charakteristische Kurve de reflexionsfreien Form für andere beliebige Wellenwiderstände zu berechnen ist. Ferner werden Abbildungen bekant gegeben für die Illustration der Berechnung von 60 Ohm auf 50 Ohm für sprungweise Kabelübergänge und Teflonstützscheiben.

DK 621.385.111.001.24

A. Balaskó:

Verallgemeinertes Verfahren zur Berechnung des Durchgriffes der Elektronenröhren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) Nr 1.

In dem Artikel wird ein verallgemeintes Verfahren zur Berechnung des Durchgriffes der Elektronenröhren bekanntgemacht. Auf dem Grunde der bisher angewandten Methoden wird der „topologische" Ausdruck des Durchgriffes abgeleitet, der allgemein brauchbar ist und auf der geometrischen Struktur des Elektronenröhrensystems sich gründet. In den Berechnungsformeln kommt der Quotienzweier Determinanten vor, die zur Programmierung von Rechent maschinen geeignet sind. Zuletzt werden Anwendungsbeispiele gegeben.

DK 621.397.132.001.41

Gy. Simon:

Vorstellung farbiger Bildübertragungsversuche

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) Nr 1.

Der Artikel macht den prinzipiellen Aufbau und die technischen Daten der auf der Internationalen Messe in Budapest ausgestellten ungarischen farbigen Bildübertragungseinrichtung bekannt. Nach der Beschreibung der prinzipiellen Anordnung, werden die einzelnen Geräte vorgestellt. Ausführlich werden nur die Stromkreise des Farbkorrektors behandelt, welche aus den schwarz-weissen Fernseheinrichtungen nicht bekannt sind. Der Artikel gibt ein Bild von den inländischen Farbfernsehversuchen.

UDC 621.315.212 : 621.315.62

B. Godó:

Calculations of Jumps and Bead Suppors in Coaxial Cables

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) N° 1.

The paper deals with the reflexion-free connection of two coaxial transmission lines of identical characteristic impedance and of different crossections and with the calculation of the reflexion-free bead support. Relations are deduced by which the characteristic curve of reflexionfree configuration can be calculated for a certain arbitrary characteristic impedance from a given curve giving all reflexionfree configurations (jump, bead support). Figures are given for the illustration of he transformation of 60 ohms into 50 ohms for the transmission line jump and the teflon bead support.

UDC 621.385.111.001.24

A. Balaskó:

Generalized Procedure for the Calculation of Penetration Factor of Electron Tubes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) N° 1.

In the paper a genralized procedure for the calculation of penetration factor of electron tubes is described. On the basis of the methods used until now it deduces the „topological" expression of the penetration factor which may be generally applied and is based on the geometrical structure of the electrode system of the tube. In the formulae there are quotients of two determinants and they are suitable for computer programming. Finally examples for application are given.

UDC 621.397.132.001.41

Gy. Simon:

Presentation of Colour Picture Experimental Transmission

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) N° 1.

A brief survey is given on the principles of design and technical characteristics of the colour picture transmitting equipment presented in the International Fair of Budapest. Starting with the general layout the separate units are described. The circuits of the colour corrector are dealt with in detail, these being not used in black-and-white television. A review of the colour television experiments in Hungary is also given.

Résumés

CDU 621.382.2:621.374.4

Dr. V. Bíró:

Analyse d'un doubleur de fréquence à varactor avec couplage parallèle

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) N° 1.

L'article donne l'analyse d'un doubleur de fréquence à varactor en cas d'un varactor à transition rapide.
L'analyse tient compte de la perte du varactor et à cette base la puissance maximum de conversion, la puissance maximum de sortie, le rendement maximum et la dissipation appartenant à cette valeur sont determiné. Ensuite les rélations d'impédance pour atteindre les paramètres ci-dessus, ainsi que la tension de polarisation nécessaire de varactor sont traité.
Dans les rélations déterminant les paramètres ci-dessus il y a des quantités physiques assurant la possibilité du calcul technique du circuit du doubleur à l'aide de ces rélations et la sélection du type de varactor.

CDU 621.315.212 : 621.315.62

B. Godó:

Calculation des bonds ets supports dans feeders coaxiaux

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) N° 1.

La connexion sans réflexion de deux feeders coaxiaux ayant impédances caractéristiques égales, mais coupes différantes et le projet des disques de support sans réflexion sont traité. Rélations sont exposé, à l'aide desquelles on peut calculer la courbe caractérisant les formes sans réflexion pour une impedance caractéristique quelconque, utilisant la courbe présentant les formes (bond, support) sans réflexion pour une impédance caracteristique donnée. Il y a des graphiques pour transformer 60 ohms en 50 ohms, en cas d'un bond et un disque de support.

CDU 621.385.111.001.24

A. Balaskó:

Une méthode univesselle de calculation du facteur de pénétration des lampes éléctroniques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) N° 1.

Une méthode univeselle de calculation du facteur de pénétration des lampes éléctroniques (réciproque du coefficient d'amplification) est exposé. Sortant des méthodes appliquées jusq'au présent, une expression „topologique" du facteur de pénétration est derivé, laquelle peut être utilisé généralement et elle est basé sur la structure géométrique du système d'éléctrodes de la lampe. Dans les formules il y a le quoetient des deux détérminants et elles sont convénables pour programmation en une machine à calcul. Enfin des exemples d'application sont donné.

CDU 621.397.132.001.41

Gy. Simon:

Présentation de transmission expérimentale des images en couleurs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) N° 1.

L'article donne une description brève sur l'assemblage de principe de l'appareillage national et ses caractéristiques techniques principales pour la transmission des images en couleurs, présenté à la Foire Internationale de Budapest. Sortant de la description de l'assemblage de principe les appareils individuels sont exposé. Seulement les circuits du correcteur de couleur est traité en détail, qui sont inconnus dans la technique de la télévision noir et blanc. Un résumé des expériments nationals dans le domaine de la télévision en couleurs est donné.

TRAFO KTSZ

TRANSZFORMÁTOR KTSZ

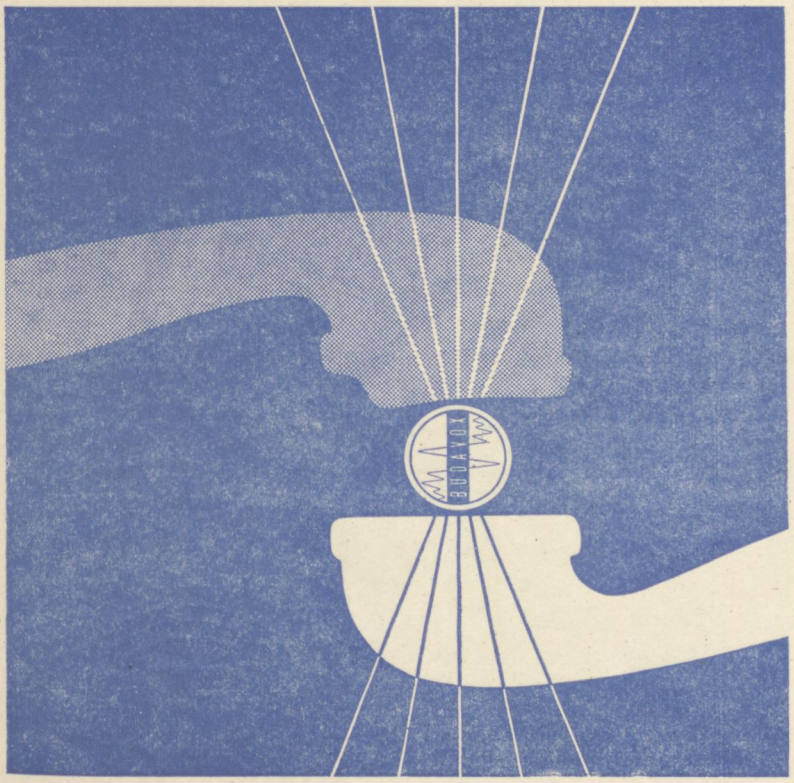
Budapest, VII., Nefelejts utca 39. Telefon: 428-969, 228-401

Nagyfeszültségű készülékek:
anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyorsszabályozók:
váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyorsszabályozók

Feszültségszabályozók:
kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekercses
vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

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



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

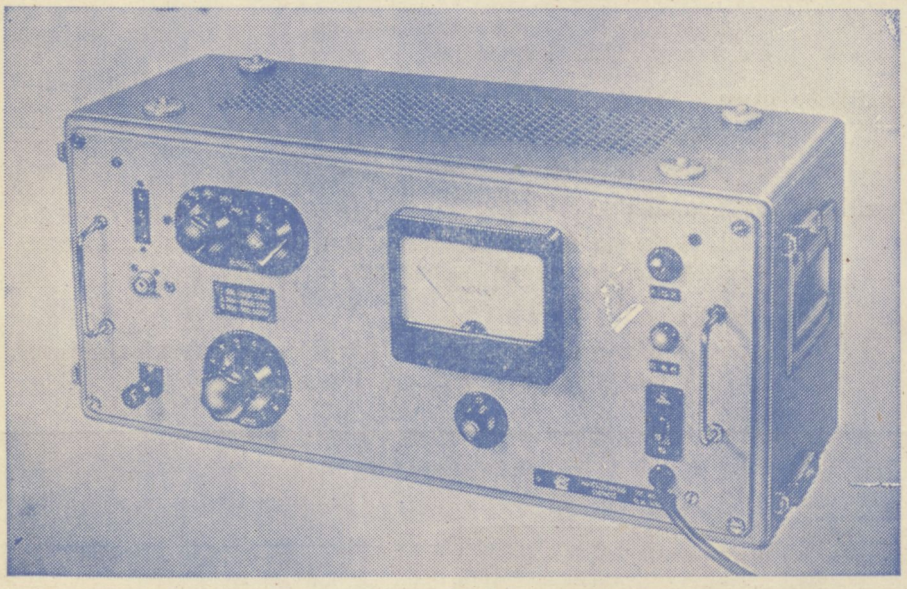
BUDAVOX

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

A lap példányonkénti eladási ára: 4,— Ft

TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

A korszerű távbeszélőtechnika minden területén előnyösen használható. Vivőfrekvenciás berendezések, sokcsatornás láncok fejlesztésénél, üzembehelyezésénél, karbantartásánál nélkülözhetetlen eszköz.
Széles frekvenciasávban (30 Mz—1 MHz) nagy érzékenységgel rendelkezik (—10 Np). 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 Np — +2,1 Np
BEMENŐ IMPEDANCIÁK:	
I. Szimmetrikus	30 Hz — 20 kHz > 20 kΩ
II. Szimmetrikus	3 kHz — 600 kHz > 3,5 kΩ
III. Aszimmetrikus	30 Hz — 1 MHz > 500 kΩ ‖ < 50 pF
SZIMMETRIKUS ILLESZTÉSEK:	
Kapcsolható lezárások	75 — 135 — 150 — 600 Ω
ALKALMAZOTT CSÖVEK:	5 db 18 042, E83F. PL 81, 85A2.

GYÁRTJA:

ELEKTRONIKA

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

Elektronika KTS BUDAPEST