



E870

A HÍRADÁS-TECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

7

XXII. ÉVFOLYAM, 7. SZÁM, 193-224. OLDAL, BUDAPEST, 1971. JÚLIUS HÓ

1971. július, XXII. évfolyam, 7. szám



A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

4

	WINTER ERNŐ	193
-	sének hibaelemzéséhez	194
	Egyesületi hír	200
-	GRANÁT JÁNOS - TAKÁCS FERENC: Vas- és ferritmagos transzformátorok tervezése	201
	Szemle	215
-	DR. GÄRTNER PÉTER: Tranzisztor Y paraméterek helygörbéjének meghatározása számítógéppel	216
/	ŁORX ÁDÁM — RÁCZ GYÖRGY: Elektronikus hibridáramkör	219
	Tartalmi összefoglalások	223
	Обобщения	223
	Zussammenfassungen	223
	Summaries	224
	Résumés	224

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZI GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCH ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest, II., Mártírok útja 85. I. em. 140. Telefon: 183-772 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest, V., Szabadság tér 17. Telefon 113-027

Szerkeszti a szerkesztőbizottság

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat Budapest VII., Lenin körút 9—11. Telefon 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, Budapest V., József nádor tér 1.) vagy közvetlenül postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: félévre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: "KULTURA" P. O. B. 149 Budapest, 62.

71.6142 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

A magyar híradástechnikai tudomány és ipar úttörője, évtizedeken át lelkes vezetője, Winter Ernő akadémikus, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tiszteletbeli tagja június 2.-án örökre eltávozott.

Winter Ernő 1897. március 15.-én született Győrött, szegény szülők gyermeke volt. Az első világháború befejeztével iratkozhatott csak be a Budapesti Műszaki Egyetem vegyészmérnöki karára és egyetemi tanulmányai alatt is pénzkereső munkát kellett vállalnia.

Mint fiatal vegyészmérnök került az Egyesült Izzólámpa és Villamossági R. T. üzemi laboratóriumába. A vállalat ezidőtájt kezdett rádiócsövek gyártásával is foglalkozni. Az első rádiókészülékekbe thóriumos wolframszál katódú csöveket használtak. Válságos idő köszöntött be a magyar rádiócső gyártásra az oxidkatódu csövek piacra kerülésével, ezek teljesítménye ugyanis azonos fűtőáram fogyasztás mellett többszöröse volt a thóriumos csövekének. A vállalat számára létkérdéssé vált, hogy a külföldi szabadalmaktól független, de azokkal egyenértékű, vagy jobb minőségű csöveket tudjon gyártani és exportálni. A gyár mérnökei közül sokan fogtak hozzá a probléma megoldásához.

WINTER ERNŐ



Winter Ernő nagy kémiai tudása és törhetetlen szorgalma hozta meg végül a megoldást. Rájött arra, hogy az oxid-katódoknál az elektronemissziót nem a báriumoxid, hanem az ebből kiredukálódó fém bárium szolgáltatja. Kidolgozott egy szabadalmat és eljárást, miszerint a rádiócsövekben katód huzalnak platinanikkel ötvözetet alkalmazott és ebbe az anódról lepárologtatott pasztillából nyert báriumgőzből fém báriumot ötvözött be, majd további kezelés során a katódot bárium ionok hatásának tette ki, a bárium gőzben létesített kisülés felhasználásával. Az így nyert katódok elektromissziója már alkalmas volt arra, hogy külföldi gyártmányokkal már minden tekintetben versenyképes hazai "bárium csövek" gyártását megkezdhessék és ezzel az Egyesült Izzó a világpiacon kiemelkedő helyet foglalhasson el.

Ezt követőleg Winter Ernő folytatta a tudományos és fejlesztő munkáját. Rövid idő alatt kidolgozta és szabadalmaztatta a szekunder-emisszió kiküszöbölésére a csövek rácsának aranyozását. Ezzel az eljárással lehetővé vált nagyteljesítményű csöveknél a rácsnak a katód közvetlen közelében lévő elhelyezése és ezáltal a csövek teljesítményének, illetve a "meredekségnek" igen nagymértékű emelése. Ezt az eljárást nagyteljeményű csöveknél és adócsőveknél még ma is világszerte használják. Eljárást dolgozott ki és szabadalmaztatott a nagyérzékenységű vevőcsöveknél mutatkozó kellemetlen jelenség, a mikrofonia kiküszöbölésére. Winter Ernőnek ezzel a tevékenységével sikerült megalapoznia a magyar rádiócső gyártás világhírét.

A felszabadulás után Winter Ernő egyike volt az elsőknek, akik az Egyesült Izzó rádiócső gyártásának újból való megindításában résztvettek. Újfajta telepes csöveket dolgozott ki, amelyek fűtőáram fogyasztása az eddigieknek a fele volt. Ezeknek a csöveknek az exportjával sikerült az Egyesült Izzónak a svájci piacot meghódítani és a nagyszabású csőexportot újból megkezdeni.

Többekkel együtt Winter Ernő fáradozásainak is volt köszönhető, hogy a mikrohullámú témakörben folytatandó kutatásokra megalakult a Távközlési Kutató Intézet. Ottani munkássága katódok kidolgozása terén ért el egyedülálló eredményeket.

Az újjászervezett Magyar Tudományos Akadémiának is tagja lett Winter Ernő. Az általa vezetett Híradástechnikai Bizottság tekintette át elsőnek szisztematikusan és szervezte meg a híradástechnikai alkatrészek kutatását és fejlesztését.

Winter Ernő az ipari fejlesztés előmozdítása szempontjából a napi problémáktól független távlati kutatást szorgalmazta. Többek között az Ő lankadatlan tevékenységének köszönhető, hogy 1958-ban megalakult az Akadémia Műszaki Fizikai Kutató Intézete, melynek Ő lett egyik igazgatóhelyettese. Az igazgatói teendőket nem vállalta, hogy több ideje és lehetősége maradjon a tudományos munkára. Az Intézetben tovább foglalkozott az elektron-emisszió problémáival egyrészt abból a szempontból, hogy miképpen lehet megnövelni valamely katód elektronemisszióját, de ugyanakkor azt a kérdést is tanulmányozta, hogy hogyan lehet a nemkívánatos helyen fellépő elektronemissziót kiküszöbölni. E vizsgálatokat különösképpen a gázatmoszférában történő jelenségekre terjesztette ki. Így a fénycsövek és higanygőz lámpák katódjának emissziónövelésével foglalkozott egyrészt, másrészt viszont az izzólámpákban fellépő ívkisülések kiküszöbölésének prolémájával. Ezekben a kutatásokban élete utolsó napjaig aktívan résztvett.

Winter Ernő államunktól Kossuth-díjat és még számos elismerést kapott, életművének és egyesületi tevékenységének elismeréséül Puskás Tivadar Emlékéremmel tüntették ki.

Emlékét kegyelettel őrizzük meg.

Megjegyzések a mesterséges holdak kétfrekvenciás Doppler-mérésének hibaelemzéséhez

ETO: 621.396.962.23:629.783

A mesterséges holdak által biztosított kutatási és mérési lehetőségeket egyre szélesebb körben hasznosítják. Ezen széles körben elterjedő mérések egyike a sokoldalúan felhasználható Doppler-mérés. Ekkor a mesterséges hold által sugárzott igen stabil, állandó frekvenciájú jelnek a műhold mozgása miatti és a terjedés során bekövetkező frekvenciaváltozását mérik – általában a Földön. A mért Doppler-adatokat igen sokféle módon lehet hasznosítani: geodéziai kutatásokban [1] (geometriai és dinamikus geodéziában egyaránt); elektromágneses hullámterjedési kísérletekben (csatornaáthallás hírátviteli rendszerekben stb.); az ionoszféra vizsgálatára [2), az átjárt közeg áramlásainak tanulmányozására [3, 4]; repülőgépek, hajók, gépkocsik navigációjára; és Doppler-méréseken is alapulnak az űrkutatás alapvető fontosságú okkultációs kísérletei is [5].

Az adatok jó értékelhetősége azonban igen nagy mérési pontosságot igényel, továbbá azt, hogy a mért adatokban rejlő többféle információt minél "tisztábban" válasszuk el egymástól [6]. Az ilyen irányú vizsgálataink során [1, 6, 7 stb.] született az alábbi elemzés.

Közismert [7], hogy a mesterséges holdak Dopplergörbéi első lépésben két részre bonthatók: frekvenciával arányosan változó tagok és a frekvencia reciprokával arányosan változó tagok.

$$\Delta t = \Delta f_0 + \sum_{i=1}^n \frac{A_i}{f^i} . \tag{1}$$

Ezek közül Δf_0 arányos a frekvenciával, tartalmazza [7] a troposzférikus terjedési hatásokat, az inhomogén közegáramlások hatását és a műhold mozgásából adódó "vákuumbeli Doppler-görbét". Ez utóbbi a domináns. A $\sum_{i=1}^{n} \frac{A_i}{j^i}$ -ből az $\frac{A_1}{f}$ tag a domináns [1], és az egész hatást alapvetően az előmágnesezett, ionizált, inhomogén közegben — ionoszféra — létrejövő terjedés okozza.

A továbbiakban ezen két tag $\left(\Delta f_0 \text{ és } \frac{A_1}{f} = a_1 \right)$ szétválasztásával kapcsolatos pontossági elemzést végzünk, elhanyagolva az $\frac{A_i}{f^i}$, i > 1 tagokat és nem törődve Δf_0 további feldolgozási módjával. Ez megfelel a leggyakrabban használt kétfrekvenciás Doppler-mérésnek és az ott alkalmazott "koherens" korrekció-

nak [6]. Ekkor két, koherens, nem-modulált jelet veszünk a holdról. A mérés célja: *a*) a Δf_0 Doppler-görbe és ebből a műhold pálya minél pontosabb meghatározása; b) az a_1 mérése és ennek alapján az ionoszféra vizsgálata; c) mindkét adat együttes meghatározása és az a) és b) szempont szerint történő feldolgozása.

Legyen a két mért adat Δf_1 és Δf_2 ; a két mérési frekvencia f_1 és f_2 . [1] alapján ezekre a következő egyenletrendszer írható fel:

$$\Delta f_1 = \Delta f_0 + a_1 \Delta f_2 = \frac{f_2}{f_1} \Delta f_0 + \frac{f_1}{f_2} a_1$$
 (2)

Ez az egyenletrendszer minden mérési pontra igaz. Így az egyenletrendszert annyiszor kell megoldani, ahány mérési pont van. Így határozhatók meg a $\Delta f_0(t)$ - és $a_1(t)$ görbék. Látható, hogy az időnek a megoldásban csak "sorszám" szerep jut, megjelöli az összetartozó adatcsoportokat és sorba rendezi azokat.

Az egyik feladat a Δf_0 és a_1 meghatározására szolgáló korrekciós program felírása volt. Ezen kis feladat mellett azonban meg kellett vizsgálni még Δf_0 és a_1 egyenkénti abszolút hibája, egyenkénti relatív hibája és a két hiba együttes optimumát; meghatározni ezen optimumokat a következő paraméterek függvényében:

 f_1 és f_2 aránya,

 Δf_1 és Δf_2 hibáinak amplitúdója,

 $\varDelta f_1$ és
 $\varDelta f_2$ hibáinak amplitúdóaránya,

 Δf_1 és Δf_2 hibáinak korrelációja.

Az első feladat megoldása a mérések adatfeldolgozási fázisában hasznosítható, míg a második feladatcsoport a mérések és a mérőrendszer tervezését segíti.

A számítógépes programok ismertetése

A vizsgálat során a Budapesti Műszaki Egyetem Folyamatszabályozási Tanszékének az ODRA 1013 típusú számítógépét használtuk. Ennek megfelelően a programok az említett gépnél használatos MOSZT Fnyelven készültek. (Általánosabb alkalmazási igény esetén könnyen átírhatók valamely általánosan használható nyelvre.)

Az ODRA 1013 legfontosabb jellemzői: kis ferritmemóriával és soros operatív dob-memóriával rendelkezik. Memóriakapacitása a dobon 8.2¹⁰ rekesz, a ferritben 256 rekesz. Átlagos műveleti sebesség a dobmemória használata esetén 45 művelet/s, a ferritmemóriával 1300 művelet/s. Átlagos hozzáférési idő a dobon 11,2 ms.

A Doppler korrekciós program blokkvázlata

A program a (2) egyenletrendszer felhasználásával Δf_0 -t és a_1 -et határozza meg. Tekintettel arra, hogy ezt a műveletet minden mérési időpillanatban külön-

Beérkezett: 1971. II. 15.



1. ábra

külön el kell végezni, az idő csak "sorszám" szerepet játszik, azaz időpillanatonként meghatározzuk a Δf_{0l} -t és a_{1l} -t, ahol az *i* sorszám és a t_l mérési időpont egyértelműen egymáshoz rendelt. A program blokkvázlata az 1. ábrán látható.

A program futtatásakor a bemenő adatokat a következőképpen vettük fel. Harminc mérési pontot (N=30) tételeztünk fel egy átvonulás alatt. Tehát a referenciaszám — a számításokban nem szerepel — TI=1-30.

 Δf_1 -t és Δf_2 -t az elméleti Doppler-görbéből (Δf_0) és egy kiválasztott a_1 -görbéből előre "kézzel" számítottuk ki, f_1/f_2 =2-t feltéve. Ezek az adatok az irodalomban [1, 6, ...] hozzáférhetőek.

A futtatások alapján azt mondhatjuk, hogy a program mindig kifogástalanul működött. A futtatási időszükséglet megoszlása: a transzlátor program beolvasása 2,5 perc, a tárgyprogram beolvasása 1,5 perc, egy futás 2,75 perc.

A hibavizsgáló program ismertetése

A hibavizsgáló program feladata, hogy a valóságos mérési és $\Delta f_0/a_1$ adatszétválasztási folyamatot szimulálja, miközben a mérés jellemzőit (hibáit és egyéb paramétereit) kézbentartjuk. Ily módon vizsgálható, hogy mi a feltétele annak, hogy az adatszétválasztás után — és ne csak a mérés után — a kapott eredmények (Δf_0 és a_1) hibája minimális legyen.

A program menete

A program a bemenő adatként rendelkezésére álló Δf_0 és a_1 sorozatból kiszámítja a $\Delta f_1(t)$ és $\Delta f_2(t)$ görbéket, azaz a "valóságban" mérendő mennyiségeket. Tekintettel arra, hogy a valóságos mérés során hibásan mérünk, véletlen hibasorozattal módosítja ezeket a görbéket, és így előállítja a "mért" adatokat. Jellemző paraméterként kiszámítja a két hibasorozat korrelációját.

Ezután az előbb ismertetett korrekciós program szerint mint a valóságos adatfeldolgozásnál, a hibával megszórt, módosított görbékből kiszámítja a Δf_0 és a_1 görbéket.

Az eredeti és a "hibás" görbéket összehasonlítva meghatározza a "mérési hiba okozta hibát". Ily módon kiszámítja mind Δf_1 és Δf_2 , mind Δf_0 és a_1 átlagos négyzetes hibáját.

A program blokkdiagramja a 2., 3. és 4. ábrán látható.

A bemenő adatok előállítása

A számításnál szükséges elméleti Δf_0 és a_1 előállításáról az előzőekben szóltunk. Δf_1 és Δf_2 ezekből számítással adódik.

A másik bemenő adatcsoport Δf_1 és Δf_2 hibája, amelyeket, értelemszerűen, h_1 és h_2 -vel jelölünk.

A hiba amplitúdója

A hibákat véletlen számtáblázatból választottuk ki úgy, hogy az egyes sorozatoknál különböző maximális értékeket kötöttünk ki. Ez egyben jellemző paraméter is.

Ezzel tulajdonképpen a valóságos méréssorozatot nem hűen modelleztük, tekintettel arra, hogy a való-





3. ábra



ságban a mérések véletlen hibája várhatóan Gausseloszlást mutat. Mi ezzel szemben adott szakaszon egyenletes eloszlást állítottunk elő. Tekintettel azonban arra, hogy a számítások során a hibaeloszlás jellegét sohasem használjuk fel, jelenlegi vizsgálatainkban az adott hibaelőállítási mód megfelelő és a kapott eredmények helyességét nem befolyásolja. Az ily módon előállított hibasorozatok, amelyeket a számítások során felhasználtunk, a következők:

$h_{1\max} = h_{2\max} = 0,020 \text{ Hz}$	Három sorozatot használ- tunk fel
$h_{1\max} = h_{2\max} = 0,005 \text{ Hz}$	Három sorozatot használ- tunk fel.
$h_{1\max} = h_{2\max} = 0,050 \text{ Hz}$	Három sorozatot használ- tunk fel.
$h_{1\max} = 0,050$ Hz, $h_{2\max} =$	0,025 Hz Egy sorozatot használtunk.
$h_{1\max} = 0,020$ Hz, $h_{2\max} = 0$	0,010 Hz Egy sorozatot

Ez utóbbi két sorozatot az 1 és 2 indexek felcserélésével is felhasználtuk. Végül

$$h_{1\max}$$
=0,010 Hz, $h_{2\max}$ =0,030 Hz. Egy sorozatot használtunk.

A hibasorozatokat a maximális hibák aránya jellemzi, azaz az első három változatnál $h_{2\text{max}}/h_{1\text{max}}=1/2$, majd indexcserével $h_{2\text{max}}/h_{1\text{max}}=2$, és az utolsónál pedig $h_{2\text{max}}/h_{1\text{max}}=3$.

A hibasorozatok korrelációja

A h_1 és h_2 hibasorozat korrelációja (r) a vizsgálat egyik legfontosabb paramétere. Értéke jól kézbentartható a h_1 és h_2 sorozatban a megegyező előjelű tagok számával. Ezért — a korrelációs tényező beállítása végett — a hibasorozatok mellett egyértelműen ezek mellé rendelhető előjelsorozatokat is előállítottunk. Az előjelsorozat előállításánál a következő módszert használtuk:

 $h_{\rm l}$ -re pénzfeldobással két előjelsorozatot állítottunk elő.

Ezután véletlen számtáblázatból kivettük annak a *b* darab h_2 elemnek a sorszámát, amelynek előjele a h_1 elemével megegyezett, míg a többi h_2 elem ellenkező előjelet kapott. Mivel 30 mérési ponttal dolgoztunk, *b* értéke 30-tól 0-ig a páros számokon keresztül (*b*=30, 28, 26, ..., 4, 2, 0) csökkent.

A tapasztalat szerint, ha

b = 30	,	$r \cong 0,8 \div 0,85;$
$b = 14 \div 1$.6,	$r \cong 0;$
b = 0	0	$r \cong -0.8 \div -0.85$

Ily módon az r paramétert igen jól be lehetett állítani az előre keresett érték közelébe. A teljesség kedvéért r = +1, illetve r = -1 paraméterű görbéket is előállítottunk, $h_1 = Ah_2$, ill. $h_1 = -Ah_2$ sorozatok segítségével, ahol A az egész sorozatra állandó.

A program futtatása

A futtatások során megvizsgáltuk Δf_0 és a_1 hibájának változását az r korrelációs tényező függvényében, a maximális mérési hibákkal (h_{1M} és h_{2M}) paraméterezve. Vizsgáltuk továbbá a fenti hibák alakulását a különböző frekvenciákon fellépő mérési hibák arányának függvényében, a korrelációs tényezővel paraméterezve.

$h_{1M} = h_{2M} = h_M$ esetén:

A továbbiakban a statisztikusan ingadozó mennyiségek jellemzésére az átlagos négyzetes hibát (d)vezettük be, azaz:

$$d(x) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} x_i^2}{n}}, \qquad (3)$$

ahol x a statisztikusan ingadozó mennyiség, n a darabszám.

Amikor a maximális hibák megegyeztek, 24 sorozatot állítottunk elő és vizsgáltunk meg a program segítségével. Az egyenletrendszer — (2) — linearitása miatt a d(h)-val való paraméterezés bizonyult célszerűnek. Így előállítottuk az

$$f(r) = \frac{d(\Delta f_0)}{d(h)} \quad \text{és} \quad g(r) = \frac{d(a_1)}{d(h)} \tag{4}$$

függvényeket.

A kapott pontokat ábrázoltuk és a legkisebb négyzetek módszerével másodfokú polinomot fektettünk át rajtuk (5. ábra).

A legjobban simuló parabola egyenlete

$$r = -0,062[f(r)]^2 - 1,33f(r) + 2,06$$
(5)





(Az együtthatók meglehetősen eltérnek a későbbiek során levezetett elvi képletből számíthatóktól, azonban a $-1 \le r \le 1$ intervallumban a két polinom nagyon kevéssé tér el egymástól).

$h_{1M} \neq h_{2M}$ esetén:

Ezután ugyanezeket a vizsgálatokat elvégeztük $h_{2M}/h_{1M}=0.5$, 2 és 3 értékei mellett is, összesen 18 sorozatra. Az eredmények ábrázolása során kiderült, hogy az eredményeket legcélszerűbb az

$$f(r) = \frac{d(\Delta f_0)}{d(h_2)} \quad \text{és} \quad g(r) = \frac{d(a_1)}{d(h_1)} \tag{6}$$

függvényekbe rendezni, és

$$\alpha = \frac{d(h_2)}{d(h_1)}, \quad \text{valamint} \quad \beta = \frac{1}{\alpha}$$
 (7)

paraméterekkel ellátni. Az ily módon rendezett eredmények a 6. ábrán láthatók.

Az eredő hiba vizsgálata

A továbbiakban az 5. és 6. ábrán látható hibafüggvények és azoknak az alábbiakban bemutatott módon számított analitikus pontjai alapján kerestük az optimális eredmény-hiba elérésének feltételét.

A hibafüggvények analitikus vizsgálata

Az előzőekben a

$$\frac{d(\Delta f_0)}{d(h_2)} = f\left[r; \frac{f_2}{f_1}; \frac{d(h_1)}{d(h_2)}\right]$$

$$\frac{d(a_1)}{d(h_1)} = f\left[r; \frac{f_2}{f_1}; \frac{d(h_1)}{d(h_2)}\right]$$
(8)

hibafüggvényeket vizsgáltuk. Ha feltesszük, hogy h_1 és h_2 számtani átlaga $\cong 0$ — amit az általánosság megszorítása nélkül megtehetünk, hiszen az állandó hibák hatása úgyis külön vizsgálandó [1] — akkor a következő analitikus elemzést lehet végezni:

A mérési hibát *h*-val jelöltük és jelöljük. Legyen az eredmény hibája δ ; mégpedig Δf_0 -é δ_0 , a_1 -é pedig δ_1 . Ekkor az előzőekben ismertetett alapegyenletekből – (2) – adódik, hogy

 $\Delta f_{0i} + \delta_{0i} = \frac{(\Delta f_{2i} + h_{2i}) - f_1 / f_2 (\Delta f_{1i} + h_{1i})}{f_2 / f_1 - f_1 / f_2}$

és

$$a_{1i} + \delta_{1i} = (\Delta f_{1i} + h_{1i}) - (\Delta f_{0i} + \delta_{0i}) \tag{9}$$

Bevezetve az $f_1/f_2 = k$ jelölést, és (9) alapján ugyanezeket az egyenleteket csak a hibákra felírva

$$\delta_{0i} = k \frac{h_{2i} - kh_{1i}}{1 - k^2}$$

$$\delta_{1i} = \frac{h_{1i} - kh_{2i}}{1 - k^2}$$
(10)





7. ábra

Képezzük ezután az összes mérési pont átlagos, négyzetes hibáját és \sqrt{n} -nel szorozzuk végig az egyenlet mindkét oldalát:

$$\sqrt{n} \cdot d(\Delta f_0) = \sqrt{\sum_{i=1}^n \delta_{0i}^2} = \left| \frac{k}{1 - k^2} \right| \sqrt{\sum_{i=1}^n (h_{2i} - kh_{1i})^2}$$

$$\sqrt{n} \cdot d(a_1) = \sqrt{\sum_{i=1}^n \delta_{1i}^2} = \left| \frac{1}{1 - k^2} \right| \sqrt{\sum_{i=1}^n (h_{1i} - kh_{2i})^2}$$
(11)

A továbbiak kedvéért célszerű a négyzetreemelést elvégezni, azaz

$$\sqrt[n]{n} \cdot d(\Delta f_0) = \left| \frac{k}{1 - k^2} \right| \sqrt{\sum_{i=1}^n (h_{2i}^2 + k^2 h_{1i}^2 - 2kh_{1i}h_{2i})}$$

$$\sqrt[n]{n} \cdot d(a_1) = \left| \frac{1}{1 - k^2} \right| \sqrt{\sum_{i=1}^n (h_{1i}^2 + k^2 h_{2i}^2 - 2kh_{1i}h_{2i})}$$
(12)

Vezessük be ismét a (7)-ben definiált jelöléseket. Használjuk ki továbbá, hogy

$$\overline{h}_1 \cong \overline{h}_2 \cong 0$$

esetén a korrelációs tényező, mint ismeretes,

$$r = \frac{\sum_{i=1}^{n} h_{1i}h_{2i}}{\sqrt{\left(\sum_{i=1}^{n} h_{1i}^{2}\right)\left(\sum_{i=1}^{n} h_{2i}^{2}\right)}},$$

tehát esetünkben

1

$$\sum_{i=1}^{n} h_{1i} h_{2i} = r \alpha \sum_{i=1}^{n} h_{1i}^2$$
(13)

Ennek alapján megadható a két keresett hibafüggvény:

$$g(r) = \frac{d(a_1)}{d(h_1)} = \left| \frac{1}{1 - k^2} \right| \sqrt{1 + \alpha^2 k^2 - 2\alpha k r}$$
(14)

és

$$d(r) = \frac{d(\Delta f_0)}{d(h_2)} = \left| \frac{k}{1 - k^2} \right| \sqrt{1 + \beta^2 k^2 - 2\beta kr} \;.$$
(15)

A (14) és (15) összefüggések teljes szimmetriája miatt a továbbiakban általában csak (15)-tel foglalkozunk. Azonban a kapott eredmények értelemszerűen átvihetők a másikra is,

Abrázolva a g(r) görbét (14) és az f(r) görbét (15) szerint, a 7. és 8. ábrán látható eredményekhez jutunk. A mérésre legtöbbet használt GEOS és D1 frekvenciákat vettük alapul, bár a 7. ábra görbéi a Beacon Explorer holdnak ionoszféra vizsgálati frekvenciáira is érvényesek. Az ábrákon β -t paraméterként változtattuk, míg új k értékekhez új ábrát adtunk meg.

Az optimális mérési feltételek megkeresése

Ábrázoljuk az $f(r)|_{\beta}$ függvény helyett a továbbiakban célszerűbb $f(\beta)|_r$ függvényt (9. ábra). Látható, hogy mennél nagyobb a (pozitív) korreláció, annál kisebb az eredmény hibája. Továbbá, ha r>0, akkor $f(\beta)$ -nak minimuma van a $\beta \neq 0$ helyen, azaz nemnulla mérési hibánál.

Határozzuk meg a minimum-helyet. Tekintettel arra, hogy végül is nem *f*-nek, hanem $d(\Delta f_0)$ -nak kell minimumot adni, a vizsgálatot rögtön így végezzük el. A deriválás elvégzése után kapott eredmény:

$$d(h_1)_{\text{opt}} = r \frac{1}{k} d(h_2),$$
 (16)

ahol célszerűen $d(h_2) = d(h_2)_{\min}$, a lehető legkisebb elérhető mérési hiba. Ezt vizsgáljuk tovább.

Ha $k = f_1/f_2 < 1$, azaz $f_1 < f_2$ jelölést használunk, akkor amíg r > k,

$$d(h_1)_{\text{opt}} = \frac{r}{k} d(h_2)_{\min} > d(h)_{\min},$$

ahol $d(h)_{\min}$ a mérésben elérhető legkisebb hibát jelzi. Amikor $r \leq k$, akkor — tekintve, hogy $d(h)_{\min}$ -nál kisebb hiba biztosítása lehetetlen -

$$d(h_1)_{\text{opt}} = d(h_2)_{\min}$$

Ha $k = f_1/f_2 > 1$, azaz $f_1 > f_2$ jelölést használunk, mivel az elérhető legkisebb hiba $d(h)_{\min}$,

$$d(h_1)_{\text{opt}} = d(h_2)_{\min} = d(h)_{\min}$$

Ez tehát azt jelenti, hogy a mérésnél a nagyobb frekvencia hibáját célszerű az elérhető legkisebb értéken tartani, s a kisebb frekvencián az optimális, az



előzőnél nagyobb hibát választani. Így nagy r-nél igen kicsi, $r \approx +1$ esetén közelítően nulla eredményhiba érhető el. (Vesd össze a 9. ábra szaggatott és pont-vonalas görbéit.)

Δf_0 és a_1 relatív hibájának közös optimuma

Ezen vizsgálat eredménye akkor szükséges, ha a mérési eredményeket sokféle célból kívánjuk feldolgozni. Ekkor a következő összefüggésnek kell teljesülnie:

$$y = \left| \left| \left[\frac{d(\Delta f_0)}{\Delta f_{0M}} \right]^2 + \left[\frac{d(a_1)}{a_{1M}} \right]^2 = \text{minimum} \quad (17) \right| \right|$$

ahol az M index maximum értéket jelez. Ha $d(\Delta f_0)$ -t és $d(a_1)$ -t is α -val fejezzük ki és átrendezzük az összefüggést, akkor

$$y = \sqrt{A(\alpha^2 + k^2 - 2k\alpha r) + B(1 + \alpha^2 k^2 - 2k\alpha r)} \cdot d(h_1) \quad (18)$$

ahol

$$A = \left(\frac{k}{1-k^2} \cdot \frac{1}{\Delta f_{0M}}\right)^2 \quad \text{és} \quad B = \left(\frac{1}{1-k^2} \cdot \frac{1}{d}\right)^2$$

a

(18)-ból meghatározzuk az y minimális értékéhez tartozó

$$x = \frac{d(h_2)}{d(h_1)}$$

értéket, amely

$$\alpha_{\text{opt}} = kr \frac{B+A}{A+k^2B} = r \frac{a_{1M}^2 k + \frac{\Delta f_{0M}}{k}}{a_{1M}^2 + \Delta f_{0M}^2}.$$

Bevezetve az

$$F = \frac{a_{1M}}{\Delta f_{0M}} \cong \frac{a_{1i}}{\Delta f_{0i}} \tag{19}$$

mennyiséget, amelyik általában $a_{1i} \ll \Delta f_{0i}$ következtében $F \ll 1$, azt kapjuk, hogy

$$\alpha_{\text{opt}} = \frac{r}{k} \frac{1 + k^2 F^2}{1 + F^2} \cong \frac{r}{k}$$
(20)

A tényleges mérési hibaértékek kiválasztásánál a opt-ot úgy állítjuk be, hogy a kisebb hibaértéket az elérhető minimálisra választjuk. Itt is figyelembe kell venni azt a korlátozást, hogy egyik mérési hiba sem lehet az elérhető minimálisnál kisebb.

Összefoglalás

Az eddigiek alapján megállapíthatjuk, hogy a mérési és adatértékelési folyamat együtteséből kikerülő eredmények hibáinak csökkentése nem vagy nem feltétlenül a mérési hibák csökkentését igényli, hanem más mérési paraméterek beállítását (pl. hibakorreláció) és meghatározott, a minimálisnál nagyobb mérési hibával való dolgozást. Így tehát a helyes mérési paraméterek biztosítása mellett pontatlanabb $(\Delta f/f = 3 \sim 5 \cdot 10^{-9})$ mérőrendszer esetén is az igényelt igen pontos Doppler-eredmények

$$\left(\frac{\Delta f}{f}\right|_{\text{eredmény}} = 10^{-10} \sim 10^{-9}\right)$$

biztosíthatók.

Számpélda

Legyen f_1 =162 MHz és f_2 =324 MHz, azaz k=1/2. Legyen az elérhető legkisebb négyzetes mérési hiba (szórás) mindkét frekvencián $d(h_1)=d(h_2)=0,010$ Hz. Legyen a mérőrendszerben elérhető legnagyobb hibakorreláció r=0,8. Végezzük a mérést navigációs vagy geodéziai célból.

Ekkor $d(\Delta f_0)$ -t akarjuk optimalizálni.

$$\beta_{\rm opt} = \frac{r}{k} = 1, 6 = \frac{d(h_1)}{d(h_2)}$$

Innen $d(h_2)=0,010$ Hz és $d(h_1)=0,016$ Hz. Ekkor (15) alapján

$$d(\Delta f_0)_{opt} = f(r) \cdot d(h_2) = 0,0040 \text{ Hz}$$

Ha $d(h_2) = d(h_1) = 0,010$ Hz-cel mérünk,

$$d(\Delta f_0) = f(r) \cdot d(h_2) = 0,0044 \text{ Hz} > d(\Delta f_0)_{\text{opt}} - \text{ot}$$

kapunk eredményül. Végül, ha $d(h_2) = d(h_1) = 0,010$ Hz és $r \sim 0$ mellett mérünk, akkor

$$d(\Delta f_0) = 0,0067 \text{ Hz} > 0,0040 \text{ Hz}$$

hibát kapunk. A százalékos javulás a 9. ábrának megfelelően növekvő korrelációval rohamosan növekszik.

IRODALOM

- Mesterséges holdak Doppler-görbéi, geodéziai alkalmazása és hazai lehetőségei. Összeállította a BME űrkutató csoport, MÉM-OFTH Könyvtár, Budapest, 1967.
- [2] Ferencz Cs. és Pápay Zs.: Az ionoszféra vizsgálatának egyik módja mesterséges holdak segítségével. Fizikai Szemle, XVIII, 6, (161–166), 1968.
- [3] Cs. Ferencz and Gy. Tarcsai: A New Experimental Possibility of Investigating the Solar Corona: Frequency Measurements on Radio Sources when Occultated by the Sun. Planetary and Space Science, 18, (1213-1223), 1970.
- [4] Cs. Ferencz and Gy. Tarcsai: Theoretical Explanation of the Solar Limb Effect. Planetary and Space Science (megjelenés alatt), 1971.
- [5] J. D. Anderson, D. O. Muhleman and W. Martin: Determination of Astrodynamic Constants and a Test of the General Relativistic Time Delay with S-Band Range and Doppler Data from Mariner 6 and 7. COSPAR XIII. Plenary Meeting, W.G.1. - a.6., Leningrád, 1970.
- [6] D. Drahos, Cs. Ferencz, I. Ferencz, F. Horváth and Gy. Tarcsai: Some Theoretical Contributions Concerning Doppler Geodetical Measurements. Speace Research X., (43-53), North Holland Publ. Co., 1970.
- [7] Mesterséges holdak Doppler-görbéinek geodéziai alkalmazása II. Összeállította a BME űrkutató csoport MÉM-OFTH Könyvtár, Budapest, 1968.

EGYESÜLETI HÍR

Alkatrész problémák a telefonfejlesztésben. Az Egyesület Távbeszélő Szakosztálya 1971. jún. 24-én a fenti címmel vitát rendezett. A felkért hozzászólók véleményét előzetesen írásban kérték, sokszorosították és az érdeklődők számára kiküldték. A szervezési forma bevált, a vitát tömör hozzászólások és a súlyponti kérdések megbeszélése jellemezte.

A hosszú gyártási és üzemeltetési időtartam és a rohamosan fejlődő alkatrész választék ellentmondása volt a vita fő tárgyköre. Ismeretes, hogy egy adott telefonközpont típust általában több évtizedig gyártanak és üzemeltetnek. Az eredeti alkatrész bázisnak megfelelő minőségben és gazdaságosan ugyanennyi ideig rendelkezésre kell állni. A hagyományos megoldás – vagyis, hogy a szükséges alkatrészeket maga a telefonközpontot gyártó cég állítsa elő – korszerű, pl. kvázielektronikus telefonközpontok esetében, körülményeink között aligha járható út.

Egyes vélemények szerint a kvázielekrtronikus telefonközpont vezérlő része feltétlenül számítógép jellegű berendezéssé válik, várhatóan rövidebb alkalmazási időtartammal. Ez a tendencia talán az egész telefonközpontra is érvényesül idővel. Mások szerint a helyzet kiegyenlítődik, mert a félvezető technológia hatalmas beruházásai lassítani fogják az alkatrész fejlődést. Többen úgy vélekedtek, hogy az üzemeltető szempontjából a gyorsabb lecserélődés miatti alkatrész és esetleg rendszer-sokféleség beláthatatlan nehézségeket okozhat.

Szó esett a kapcsolómező keresztpontjának megválasztásáról (reed, ferreed, miniswitch?), a tároló elemek iránti követelményekről, a nyomtatott huzalozás hazai helyzetéről, a dugaszokról stb. stb.

Egy kifejlesztendő telefonközpont típus megválasztása nagymértékben függvénye a várható piacnak, az előfizetők igényeinek, a gyártási szempontoknak, nemzetközi együttműködésnek. A fejlesztés iránya hazánkban ma még eldöntetlen, az alkatrész kérdés megvitatása, reméljük közelebb vitt a megoldáshoz.

A vita anyaga korlátozott számban az érdeklődők rendelkezésre áll a HTE Titkárságán, Bp. V. Szabadság tér 17. III. 377.

Szovjet elektronikai, rádió, televízió, filmfelvevő és fényképezőgép kiállítás, 1971. június 21–26.

A Maspriborintorg szovjet külkereskedelmi vállalatnak a Technika Házában rendezett kiállítását Asztalos Lajos kohó- és gépipari miniszterhelyettes nyitotta meg.

A MTESZ és érdekelt tudományos egyesületei, valamint a Kohó- és Gépipari Minisztérium nevében üdvözölte a jelenlevőket. Rámutatott arra, hogy a munkamegosztás erőteljes fejlesztése mindkét ország érdeke, ezért a lehetőségeket fel kell használni a gazdasági és műszaki-tudományos együttműkődés kterjesztésére, előrehaladva a gazdasági integráció útján. Ennek szerves részét képezi a specializált kiállítások rendszeres rendezése. A Maspirborintorg ezúttal másodízben rendezi meg Budapesten ezt a kiállítást. A kiállítás anyaga reprezentálja Szovjetunió elektronikai iparának magas színvonalát és nagy szerepet tölt be a hazai híradástechnikai készülék- és műszerfejlesztő szakemberek tájékoztatásában. Ismeretes, hogy a hazai elektronikai alkatrészgyártás sem mennyiség, sem választék szempontjából önmagában nem elegendő elektronikai készülékek- és műszeriparunk szükségleteinek fedezésere. Ezért az alkatrészellátásban igen fontos szerep jut szovjet elektronikai importunknak. Ugyancsak fontos politikai és gazdasági feladat a közfogyasztású cikkek választékának szélesítése. (Folytatás a 218. oldalon)

Vas- és ferritmagos transzformátorok tervezése

ETO: 621.314.21.001.2

Elektronikus berendezések áramköreinek nélkülözhetetlen elemei a transzformátorok. Az áramkör tervezésénél a transzformátor műszaki előírásait és annak toleranciáját viszonylag pontosan meg lehet határozni. A transzformátorok tervezésére a szakirodalomban található eljárások toleranciája azonban messze túlhaladja a műszaki előírások toleranciáját, mivel legtöbbször a műszaki előírások és a transzformátor méretei között közvetlen kapcsolat nem ismert. Ezért a legtöbb méretezési eljárás önkényesen kiválasztott előírás, nagyon gyakran empirikus összefüggés segítségével határozza meg a transzformátornak valamelyik geometriai méretét. E méret alapján kiválasztott magra megtervezhetőek a transzformátor tekercsei. Ezek után ellenőrizni kell, hogy az így megtervezett transzformátor a műszaki előírások mindegyikét teljesíti-e.

Ez az eljárás természetesen nem biztosítja valamennyi műszaki előírásnak az első lépésben történő kielégítését, ezért azt többször meg kell ismételni. Ezzel a rekurziós módszerrel a műszaki előírásoknak megfelelő transzformátort lehet tervezni, arra azonban nem nyújt biztosítékot, hogy az így megtervezett transzformátor súlyát, méreteit vagy költségeit tekintve a legkedvezőbb-e.

Az alábbiakban ismertetendő gondolatmenet a fentiekkel szemben egyenes módszert ad a tervezésre. Az eljárás lényege az, hogy az anyagjellemzők, valamint a geometriafüggő mennyiségek és bizonyos műszaki előírások közötti közvetlen kapcsolatot ad meg. Így a tekercselés menetszámának és huzalátmérőjének ismerete nélkül előre el lehet dönteni, hogy adott műszaki előírásoknak milyen anyagállandójú, illetve geometriai méretű transzformátor felel meg. A közvetlen kapcsolat az előbb felsorolt mennyiségek között lehetővé tesz szükség esetén optimalizálást, szélsőérték számítást is, pl. a minimális méretek meghatározásához. A méretezési eljárásban az anyagállandó és bizonyos technológiai állandók szórása okoz bizonytalanságot, ez azonban a műszaki méretezésben megszokott, természetes momentum, és az összefüggések lehetővé teszik ennek a bizonytalanságnak a figyelemmel kísérését is.

Transzformátorok tervezésének első lépése a transzformátor helyettesítő kapcsolása elemeinek meghatározása. A transzformátor hálózatfüggvényeire adott előírásokból meghatározhatóak:

- a feszültségáttétel,
- a főinduktivitás,
- a szórt induktivitás,
- a szórt kapacitás,
- a szórási tényező.

Ezeknek a hálózatfüggvényekből való meghatározásával nem foglalkozunk, ezeknek számítását ismertnek tételezzük fel, és a továbbiakban ezeket mint ismert mennyiségeket használjuk fel.

Valós impedanciával terhelt transzformátornál a hatásfok az általános műszaki szemléletnek megfelelően jellemzi a transzformátor teljesítményátvitelének jóságát. A transzformátor reaktáns elemei miatt a hatásfok frekvenciafüggő mennyiség. Tekintve, hogy a hálózatfüggvények burkoltan a transzformátor hatásfokának frekvenciafüggését is magukban foglalják, felesleges a hatásfok frekvenciafüggésével foglalkozni. Ezért a transzformátor hatásfokán az üzemi frekvenciatartomány közepén mérhető – rendszerint maximális – hatásfokot értjük.

Komplex impedanciával terhelt transzformátornál a hatásfok nem egyértelmű jellemzője a transzformátor teljesítményátvitelének. Tiszta reaktáns terhelésnél nem is értelmezhető. Ezért célszerűbb a rézveszteségi teljesítmény, valamint a vasveszteségi teljesítmény és a transzformátorok mérete közötti kapcsolatot megvizsgálni, mivel ezek a mennyiségek nemlineáris és komplex impadenciával terhelt transzformátoroknál is értelmezhetőek. Tervezési eljárásunkat — mint látni fogjuk — a nemlineáris terhelés figyelembevételére is kiterjeszthetjük. A transzformátor konstrukciós és technológiai adataival a következő műszaki jellemzők vannak közvetlen összefüggésben:

- a rézveszteségi teljesítmény,
- a vasveszteségi teljesítmény,
- a melegedés,
- a rézveszteségi állandó,
- a torzítás,
- a szórási tényező,
- a szórt kapacitás.

A továbbiakban ezeket a kapcsolatokat leíró összefüggéseket ismertetjük.

A rézveszteségi teljesítmény

A hatásfokkal kapcsolatban kifejtett gondolatnak megfelelően a rézveszteségi teljesítményt abban a frekvenciatartományban határozzuk meg, melyben a rézveszteségi teljesítmény független a frekvenciától. Ez a transzformátor üzemi frekvenciatartományának középső sávjában teljesül, ahol az általunk használt helyettesítő kapcsolásban a söntelemeket (főinduktivitás, szórt kapacitás) szakadással, a soros elemeket (szórt induktivitás) rövidzárral lehet helyettesíteni. Elhagyjuk a vasveszteségi ellenállást is, mivel a vasveszteséggel külön fejezetben foglalkozunk és a rézveszteséget csak kevéssé befolyásolja. Az eredeti és az egyszerűsített helyettesítő kapcsolás az 1. ábrán látható. Tetszőleges számú szekunder

Beérkezett: 1971. I. 13.

tekercset tartalmazó transzformátor *i*-dik tekercsének a veszteségi teljesítménye:

$$P_{ri} = I_{ieff}^2 R_{ri} \tag{1}$$

A tekercs huzalellenállása:

$$R_{ri} = n_i^2 \, \frac{\varrho_r l_k}{F_{ri} A_{ti}} \tag{2}$$

(Az alkalmazott jelölések értelmezését lásd a Függelékben.)

Ha a tekercs huzalellenállásán levő feszültségesés sokkal kisebb a tekercs kapocsfeszültségénél, úgy a menetszámra írható:

$$n_i \cong \frac{U_i}{\omega_m A_m B_1(\omega_m)} \tag{3}$$

A (3) egyenletet a (2)-ba helyettesítve, a huzalellenállás

$$R_{ri} = \frac{U_i^2 \varrho_r l_k}{\omega_m^2 A_m^2 B_1^2(\omega_m) F_{ri} A_{ti}}$$
(4)

alakban írható.

Megjegyzendő, hogy a (3) és (4) egyenletben a feszültség, a frekvencia és az indukció összetartozó értékek. Magától értetődő, hogy a numerikus számításnál a veszteségi teljesítményt a legnagyobb feszültségszintre határozzuk meg. Az adott feszültségnél állandó frekvencia-indukció szorzatot azonban célszerű az alsó határfrekvencián meghatározható érték kettősből behelyettesíteni. Az indukció ugyanis az ω_m legkisebb üzemi frekvencián a legnagyobb. A mág-



 ábra. Több tekercses transzformátor általános és középfrekvenciás helyettesítő kapcsolása

nesmag indukciója amplitúdóját a mágnesezési görbe nemlinearitása azonban korlátozza; legnagyobb megengedhető értéke a felhasznált mágnesmag anyagra jellemző. Ezért, jóllehet a rézveszteségi teljesítményt közepes frekvenciákra határozzuk meg, az összefüggésben az alsó határfrekvencia és az ahhoz tartozó maximális indukcióamplitúdó szerepel.

Itt jegyezzük meg azt is, hogy a veszteségi teljesítmény (1) egyenlet által megadott alakjában az áramerősség hullámalakjára a periodikusságtól eltekintve semminemű megkötés nincsen. Az összefüggés tehát tetszőleges hullámformájú áramra, másszóval a nemlineáris elemekkel terhelt transzformátor veszteségének számítására is használható. A feszültségek hullám alakját a (3) egyenlet megköti. Ez az egyenlet, valamint az utána következők csak szinuszalakú feszültség esetén érvényesek, tehát csak abban az esetben, ha a generátor jele szinuszalakú vagy más úton gondoskodunk arról, hogy a kapcsokon szinuszalakú feszültség jelenjék meg.

Az egységes kezelés érdekében – fenntartva az áramerősség tetszőleges, a feszültség szinusz alakú hullámformára vonatkozó megkötést – a továbbiakban a feszültségnek is az effektív értékével számolunk és a (4) egyenletet az (1)-be helyettesítve, az *i*-edik tekercs rézveszteségi teljesítményére kapjuk:

$$P_{r_{l}} = 2 \frac{U_{ieff}^{2} l_{ieff}^{2} \varrho_{r} l_{k}}{\omega_{m}^{2} B_{1}^{2}(\omega_{m}) A_{m}^{2} F_{r_{l}} A_{t_{l}}}$$
(5)

A tört nevezőjében található $F_{ri}A_{ti}$ szorzat a tekercs rézkeresztmetszete: a menetszám és huzal keresztmetszet szorzata. Kimutatható, hogy adott méretű transzformátor részveszteségi teljesítménye akkor a legkisebb, ha az egyes tekercsek rézkeresztmetszetét az alábbi összefüggéssel határozzuk meg a transzformátor teljes rézkeresztmetszetéből:

$$F_{ri}A_{ti} = \frac{U_{ieff}I_{ieff}}{\sum_{i=1}^{n} U_{ieff}I_{ieff}} F_{r}A_{t}$$
(6)

Ennek felhasználásával az *i*-edik tekercs veszteségi teljesítménye

$$P_{ri} = 2 \frac{U_{ieff}I_{.eff} \sum_{i=1}^{n} (U_{ieff}I_{ieff})\varrho_r l_k}{\omega_m^2 B_1^2(\omega_m) A_m^2 F_r A_t}$$
(7)

A transzformátor rézveszteségi teljesítménye az egyes tekercsek rézveszteségi teljesítménye összegeként írható fel

$$P_{r} = \sum_{i=1}^{n} P_{ri} = 2 \frac{\left(\sum_{i=1}^{n} U_{ieff} I_{ieff}\right)^{2}}{\omega_{m}^{2} B_{1}^{2}(\omega_{m})} \frac{\varrho_{r} l_{k}}{A_{m}^{2} F_{r} A_{t}}$$
(8)

Ha rézkitöltési tényezőt átlagos értékkel vesszük számításba, úgy a (8) egyenlet második törtjét a transzformátor méreteire jellemző mennyiségnek tekinthetjük és a mágnesmag transzformátor-állandójának nevezzük:

$$A_{tr} = \frac{\varrho_r l_k}{F_r A_t A_m^2} \,. \tag{9}$$

A transzformátor-állandóval a transzformátor rézveszteségi teljesítményét a következő formában írhatjuk fel:

$$P_{r} = 2 \frac{\left(\sum_{i=1}^{n} U_{ieff} I_{ieff}\right)^{2}}{\omega_{m}^{2} B_{1}^{2}(\omega_{m})} A_{tr}.$$
 (10)

A tört számlálójában álló zárójeles kifejezés a primer tekercs által felvett és a szekunder tekercsek által leadott látszólagos teljesítményeknek az összege. Látszólagos teljesítményen — az általános villamosságtani értelmezésen túlmenően — a nemlineáris terhelés tetszőleges hullám alakú áramának és szinusz alakú feszültségének effektív értékéből számítható teljesítményt értjük.

Lineáris terhelésnél a zárójeles kifejezés a látszólagos primer teljesítmény és a látszólagos szekunder teljesítmények összege. Jó hatásfokú transzformátornál és azonos fázisszögű terhelő impedanciáknál a primer és szekunder látszólagos teljesítmény nem különbözik lényegesen egymástól. Így e kifejezés jó közelítéssel a primer látszólagos teljesítmény kétszeresével egyenlő ($2P_1$). Ebben az esetben a rézveszteségi teljesítmény

$$P_r = 8 \frac{P_1^2}{\omega_m^2 B_1^2(\omega_m)} A_{tr}$$
(11)

alakban írható.

A vasveszteségi teljesítmény

Terhelt transzformátorokban a vasveszteségi teljesítmény kis mágneses térerősséggel (a Rayleightartomány határain belül) működő transzformátorokban elhanyagolható. (Úresjárásban ezekben a transzformátorokban is összemérhető a vasveszteség a rézveszteséggel.) A vasveszteségi teljesítmény nagy mágneses térerősséggel működő transzformátoroknál egy nagyságrendben van a rézveszteségi teljesítménnyel. Tekintve, hogy nagy mágnesezésnél a hiszterézisgörbe analitikus alakja egyszerű formában nem adható meg, a veszteségi teljesítményt nem számítással, hanem mérésekkel szokás meghatározni. A mágneses anyagok tömegegységére eső veszteségi teljesítményt veszteségi számnak nevezik, melyből a veszteségi teljesítmény a (12) összefüggéssel számítható:

$$P_V = \gamma_V V_m V_B \tag{12}$$

A veszteségi szám az indukciónak magasabb fokú hatványaival arányos. Tekintve, hogy a rézveszteség az indukció második hatványától fordítottan függ, a két veszteség összegének az indukció függvényében helyi minimuma van. A helyi szélső értéknek a gyakorlat igényeit kielégítő pontossággal való meghatározásához a veszteségi számot az alábbi közelítő öszszefüggéssel lehet kifejezni:

$$V_B \cong V_1 B_1^2, \tag{13}$$

ahol V_1 az 1 Tesla amplitúdójú indukcióhoz tartozó veszteségi szám W/kg-ban, dimenziója: W/kg T^2 . Így a vasveszteségi teljesítmény közelítő indukciófüggvénye:

$$P_V \cong \gamma_V V_m V_1 B_1^2. \tag{14}$$



2. ábra. Trapoferm N2 veszteségi száma az indukció amplitúdója és a frekvencia függvényében, 0,17 mm-es tekercselt vasmagon mérve

A 2. ábrán bemutatjuk a veszteségi szám mérési eredményeit Trafoperm N2-re, az ábrába berajzoltuk a B_1^2 -el arányos közelítő kifejezés egyenesét is. Jól látszik, hogy ezzel 1 Tesla körüli indukció tartományban a veszteségi számot mintegy $\pm 10\%$ eltéréssel közelítettük meg, amely figyelembe véve a veszteségi szám gyártás okozta ennél nagyobb szórását, a gyakorlat számára kielégítő pontosságot biztosít.

A melegedés

A transzformátor melegedésének a mérőszáma az az állandósult hőmérsékletkülönbség, mely tartós üzemeltetés közben a transzformátor átlagos belső hőmérséklete és a környezeti hőmérséklet között keletkezik. A melegedés egyenesen arányos a transzformátor által disszipált teljesítménnyel, fordítva arányos a transzformátor k_T hőátadási tényezőjével:

$$\Delta T = T_{\text{bels6}} - T_{\text{környezeti}} = \frac{P_d}{k_T} .$$
 (15)

Megjegyezzük, hogy a transzformátor belső hőmérséklete a valóságban nem mindenhol azonos, hanem a külső felület közelében kisebb, a belső részeken nagyobb érték. Ezért a transzformátor legnagyobb megengedett belső hőmérsékletét a transzformátorban használt szigetelőkre megengedett legnagyobb hőmérséklet alatt mintegy 10-20 C°-kal kell megadni.

Környezeti hőmérsékleten a kiszerelt transzformátorral, üzemszerűen működtetett berendezésben a transzformátor helyén mérhető hőmérsékletet értjük. A transzformátor hőátadási tényezője a transzformátor külső felületének nagyságától és minőségétől függő mennyiség. A 2. táblázatban közölt értékek rossz hővezető, vízszintes lapra szerelt transzformátor hőátadási tényezőjének tájékoztató értékei. A hőátadási tényezőt hűtőbordák felszerelésével, jó hővezető, de más melegedő alkatrésztől nem fűtött vízszintes alaplapra történő szereléssel 10-20%-kal, természetes vagy mesterséges légáram biztosításával 30%-kal lehet növelni.

A melegedést okozó disszipált teljesítmény a rézveszteségi és vasveszteségi teljesítménynek az öszszege:

$$P_{d} = P_{r} + P_{v} = 2 \frac{\left(\sum_{i=1}^{n} U_{ieff} I_{ieff}\right)^{2}}{\omega_{m}^{2} B_{1}^{2}(\omega_{m})} A_{tr} + \gamma_{v} V_{m} V_{1} B_{1}^{2}(\omega_{m})$$
(16)

Ezt behelyettesítve a (15) egyenletbe, a melegedés a következő formában írható fel:

$$\Delta T = 2 \frac{\left(\sum_{i=1}^{n} U_{ieff} I_{ieff}\right)^{2}}{\omega_{m}^{2} B_{1}^{2}(\omega_{m})} \frac{A_{tr}}{k_{T}} + \gamma_{r} V_{1} B_{1}^{2}(\omega_{m}) \frac{V_{m}}{k_{T}} \quad (17)$$

A rézveszteségi állandó

A primer tekercs rézveszteségi állandója a primer tekercs huzalellenállásának és induktivitásának hányadosából számítható:

$$K_1 = \frac{R_{r_1}}{L_1} \,. \tag{18}$$

A huzalellenállást

$$R_{r_1} = n_1^2 \frac{\varrho_r l_k}{F_{r_1} A_{t_1}}$$

kifejezéssel, az induktivitást

$$L_1 = \mu \mu_0 n_1^2 \frac{A_m}{l_m}$$

összefüggéssel behelyettesítve, a rézveszteségi állandó a következő alakban írható:

$$K_1 = \frac{\varrho_r l_k l_m}{\mu \mu_0 A_m F_{r1} A_{t1}} \,.$$

A mágnesmag méretének a meghatározásához a rézveszteségi állandó és a permeabilitás szorzatát lehet előnyösen felhasználni, mivel ez a mennyiség csak a mágnesmag méretétől függ, és független a mágnesmag anyagától:

$$\mu K_1 = \frac{\varrho_r l_k l_m}{\mu_0 A_m F_{r_1} A_{t_1}} . \tag{19}$$

A torzítás

A térerősség és indukció közötti nemlineáris függvénykapcsolat miatt tekercsekben, transzformátorokban torzítás keletkezik. Kis amplitúdójú mágneses térerősségeknél torzítás a Rayleigh összefüggésből határozható meg. A harmadik harmonikusnak a tekercsben indukálódó forrásfeszültségéből a következő üresjárási torzítás határozható meg:

$$k_{3\ddot{u}} = \frac{3}{5} h H_1.$$
 (20)

Megjegyezzük, hogy a h hiszterézis veszteségi állandó és a H_1 váltakozó térerősség amplitúdójának a szorzata a tekercs veszteségi tényezőjének a hiszterézis okozta összetevőjével egyenlő. A gyakorlati számítások céljára használhatóbb összefüggést kapunk a következő behelyettesítésekkel:

$$H_1 = \frac{n_1 I_{1\ddot{u}}}{l_m}; \ I_{1\ddot{u}} \cong \frac{U_1}{j\omega L_1}; \ n_1 = \sqrt{\frac{L_1 l_m}{\mu \mu_0 A_m}}.$$

Figyelembe véve, hogy a harmadik harmonikus számításánál a térerősség fázisa érdektelen számunkra, az üresjárási torzításra kapjuk:

$$k_{3\ddot{u}} = \frac{3}{5} \frac{hU_1}{\omega \sqrt{\mu \mu_0 L_1 V_m}} .$$
 (21)

Transzformátoroknál az így számított torzítás a főinduktivitáshoz tartozik és akkor mérhető, ha a főinduktivitást a harmadik harmonikus frekvenciáján szakadás zárja le. Véges impedanciájú zárások között működő transzformátornál a 3. ábrán láthatjuk ω alapfrekvencián (3a, b ábra) és 3ω felharmonikus frekvencián (3c ábra) a helyettesítő kapcsolást. Tekintve, hogy a torzítás kisfrekvencián a legnagyobb a kisfrekvenciás hálózatfüggvényeket nem befolyásoló elemeket ($C_1, C_2, R_r, \sigma L_2$) elhagytuk a kapcsolásokból. Az utóbbiból közvetlenül belátható, hogy véges impedanciájú zárásokkal működő transzformátornál a terhelt torzítás a következő összefüggéssel határozható meg az üresjárási torzításból:

$$k_{3i} = k_{3ii} \frac{Z_1 \times Z_2}{(Z_1 \times Z_2) + j3\omega L} .$$
 (22)



3. ábra. Helyettesítő kapcsolások a torzítás számításához

A szórási tényező

A primer oldalra számított szórt induktivitást, a 4. ábra jelöléseivel, rétegesen tekercselt transzformátornál a következő összefüggéssel lehet meghatározni:

$$\sigma L_1 = \mu_0 n_1^2 \frac{l_k}{b} \left(\frac{t_1 + t_2}{3} + t_3 \right). \tag{23}$$

Tájékozódó számításoknál a szigetelés vastagságát a tekercsek magassága összegének harmada mellett elhanyagolhatjuk, így a következő közelítést kapjuk:

$$\sigma L_1 \cong \mu_0 n_1^2 \frac{l_k t}{3b} . \tag{24}$$

A szórási tényezőt a primer oldalra számított szórt induktivitás és a főinduktivitás hányadosaként kapjuk:

$$\sigma = \frac{\sigma L_1}{L_1} = \frac{l_k t l_m}{3b A_m \mu} \tag{25}$$

Megjegyezzük, hogy a szórt induktivitás, illetve a szórási tényező a primer és szekunder tekercs több rétegre való osztásával és az egyes rétegeknek válta-



4. ábra. Egyszerű réteges tekercselésű transzformátor metszete

kozó sorrendben történő tekercselésével jelentősen csökkenthető. A (25) egyenlet alapján könnyű belátni, hogy a szórási tényezőnek és a permeabilitásnak a szorzata csak a transzformátor geometriai méretétől függ. A gyakorlati tervezés számára fontos következtetés az, hogy különböző nagyságú, de méreteiben azonos arányú transzformátoroknál a szorzat azonos. A hazai szabyányokban és a nemzetközi ajánlásokban előírt méretű köpenymagoknál, valamint fazékmagoknál teletekercselt ablakkeresztmetszettel a fenti szorzat értéke:

$$\sigma\mu = 3 \div 5.$$

A szórt kapacitás

Transzformátorok tekercseinek szórt kapacitását három csoportba oszthatjuk:

- a tekercsek közötti kapacitások,
- a föld-kapacitások,
- a tekercsek saját kapacitásai.

Az első két csoportba tartozó kapacitások jó közelítéssel számíthatóak a sík kondenzátor képletével. Soksoros tekercsnél a menetek közötti kapacitás helyettesíthető a következő nagyságú, a tekercs kapcsaira kapcsolt kapacitással:

$$C_1 = 3\varepsilon_1 \varepsilon_0 \frac{l_k b}{t \left(1 - 2 \sqrt{\frac{F_r}{\pi}}\right)} \tag{26}$$

Megjegyezzük azonban, hogy az eddig felsorolt transzformátor-jellemzők közül a szórt kapacitás számítása a legbizonytalanabb, mivel a nevezőben levő különbségben szereplő F_r rézkitöltési tényező gyártás közbeni ingadozása a tekercselési eljárástól való függése következtében a tekercsek szórt kapacitása a számítottól jelentősen eltérhet. (Az eltérés meghaladhatja az 50%-ot is.)

Szükség esetén a szórt kapacitás többkamrás tekercstest felhasználásával, több kamrába való tekercseléssel csökkenthető.

A tervezés során a transzformátor adataiból az előzőekben felsorolt műszaki jellemzők meghatározhatóak. A műszaki jellemzők és az anyagállandók, illetve geometriai méretek közötti kapcsolat ismeretében meg lehet határozni azt az anyagot, illetve szabványos méretet, mellyel az előírásokat előreláthatóan teljesíteni lehet. A tervezési munka meggyorsítására célszerű az egyes magállandókat (transzformátorállandók, térfogat, hőátadási tényező stb.), illetve anyagjellemzőket a szabványos méretű magokra táblázatba foglalni (2. és 3. táblázat).

Egy-egy meghatározott transzformátortípus tervezésénél rendszerint nincs szükség valamennyi műszaki jellemző figyelemmel kísérésére. Egyrészt egyes jellemzőkre nincs mindig előírás, másrészt egyes előírásokat sokszorosan túlteljesít valamennyi szabványos mágnesmag. Az elmondottak jobb megértése érdekében a következőkben ismertetjük néhány tipikus transzformátorfajta tervezési eljárásának sorrendjét.

Hálózati transzformátor

A gyakorlatban alkalmazott elektromos berendezések feszültségigénye sok esetben más, mint a hálózati feszültség. Ilyenkor az elektromos energiát a fogyasztó a hálózatból rendszerint ún. hálózati transzformátoron keresztül kapja. A transzformátor terhelésének jellege a fogyasztótól függ. Ez lehet lineáris (pl. elektroncsövek fűtése), nemlineáris (pl. egyenirányító) vagy a kettő kombinációja. Elektronikus berendezések hálózati transzformátoránál legtöbbször az utóbbi esettel találkozunk. Ezek tervezéséhez a következő adatok állnak rendelkezésünkre:

 $U_{1 \text{ eff}}$ — a hálózati feszültség effektív értéke ω — a hálózati feszültség frekvenciája

- $U_{\rm 2\,eff}$ a lineáris terhelés feszültségének effektív értéke
- $I_{2\,\rm eff}$ a lineáris terhelés áramának effektív értéke
- U_0 az egyenirányító által előállítandó egyenfeszültség
- I_0 az egyenirányító által leadott egyenáram
- η_m a hatásfok legkisebb értéke
- T_{bM} a transzformátor legnagyobb megengedett hőmérséklete
- $T_{kM}\ -$ a környezet maximális hőmérséklete
- B_{1M} a megengedett legnagyobb indukció
- V_1 a veszteségi szám

(A két utóbbi a vasmag anyagára jellemző.)

Ezen adatokon kívül még ismernünk kell az egyenirányító-kapcsolás típusát.

A méretezni kívánt transzformátor, valamint az egyenirányító kapcsolási rajzát az 5. ábrán láthatjuk.

A tervezés három lépésre bontható:

- 1. A vasmag méretének kiválasztása.
- A tekercsek számítása (menetszám, huzalátmérő stb.).
- 3. A kész transzformátor ellenőrzése.



5. ábra. Lineáris terheléssel és egyenirányítóval terhelt transzformátor kapcsolása

A lépések közül részletesen a vasmag kiválasztását tárgyaljuk. A vasmag méretét a megengedett veszteségi teljesítmény és a melegedés határozza meg. Az optimális méreteket diagramok segítségével állapítjuk meg. A diagramok szerkesztéséhez a (16) és (17) egyenleteket használjuk fel. Osszuk el mindkét egyen-

letet
$$\frac{\sqrt[V]{V_1}}{2} \sum_{i=1}^n U_i \operatorname{eff} I_i \operatorname{eff}^{-} \operatorname{vel}:$$

$$\frac{2P_d}{\sqrt[V]{V_1}} \sum_{i=1}^n U_i \operatorname{eff} I_i^{-1} \operatorname{eff}^{-}} = \frac{8A_{tr}}{\omega^2} \frac{\sum_{i=1}^n U_i \operatorname{eff}^{-} I_i \operatorname{eff}^{-}}{2B_1^2 \sqrt{V_1}} +$$

$$\frac{1}{\omega^2} \sqrt[V]{V_1} \frac{2\sqrt[V]{V_1}B_1^2}{\omega^2}$$

 $\sum_{i=1}^{n} U_{i \text{ eff}} I_{i \text{ eff}}$

$$\frac{2\Delta T}{\sqrt{V_1}\sum_{i=1}^n U_{i \text{ eff}}I_{i \text{ eff}}} = \frac{1}{k_T} \left\{ \frac{8A_{tr}}{\omega^2} \frac{\sum_{i=1}^n U_{i \text{ eff}}I_{i \text{ eff}}}{2B_1^2\sqrt{V_1}} + \gamma_v V_m \frac{2\sqrt{V_1}B_1^2}{\sum_{i=1}^n U_{i \text{ eff}}I_{i \text{ eff}}} \right\}$$

Kétszer logaritmikus koordinátarendszerben ábrá-

zolva ezeket az egyenleteket a $\frac{\sum_{i=1}^{n} U_{i \text{ eff}} I_{i \text{ eff}}}{2B_{i}^{2} \sqrt{V_{i}}}$ függvé-

nyében jellegzetes V alakú görbéket kapunk. A 6. ábrán a szabványos méretű EI magok görbéit látjuk. (A görbék szerkesztésénél a rézkitöltési tényezőt 0,25-re, a vaskitöltési tényezőt pedig 0,95-re vettük fel.) A tengelyeken levő változókat az adott adatok alapján határozzuk meg.

Megjegyezzük, hogy a vízszintes tengelyen
$$\sqrt{\frac{\gamma_v}{\gamma}} \frac{\omega}{\omega'}$$
,

a függőleges tengelyen $\sqrt{\frac{\gamma_v}{\gamma}}\frac{\omega'}{\omega}$ szorzókkal tetszőleges ω' frekvencián és γ fajsúlyú lágymágnes anyagra

használható a diagram. A V_1 természetesen ez esetben az ω' frekvencián mérhető 1T-hoz tartozó vesz-teségi szám.

A megengedett veszteségi teljesítmény a hatásfok és a szekunder teljesítmény ismeretében

$$P_d = P_1 - P_s = P_s \left(\frac{1}{\eta} - 1\right),$$

ahol a szekunderteljesítmény (P_s) a szekunder tekercsek terhelései által felvett teljesítmények (P_2, P_3) összege. Az egyenirányító által felvett teljesítmény az egyenteljesítmény nagyságától és az egyenirányító típusától függ.

$$P_3 = U_0 I_0 k_p,$$

ahol k_p értékeit különböző pufferkondenzátoros egyenirányító fajtákra az 1. táblázatban találjuk.

1. táblázat

Egyenirányító típus	kŋ	k _I	kp
Egyutas	1,1	2,2	1,4
Kétutas	0,9	1,2	1,2
Grätz	0,8	1,9	1,05

A látszólagos teljesítményt a transzformátor tekercsein fellépő áram és feszültség effektív értékeiből képzett szorzat összege adja.

Az egyenirányító tekercsére vonatkozóan

és

$$U_{3 \text{ eff}} = k_u U_0$$
$$I_{3 \text{ eff}} = k_i I_0$$

$$U_{3 \operatorname{eff}} I_{3 \operatorname{eff}} = k_u U_0 k_i I_0,$$





ahol k_u és k_i szintén az egyenirányító adataiból számítható állandók. (Lásd az 1. táblázatot.) A táblázat az állandók közelítő értékeit tartalmazza. A k_p , k_u és k_i pontosabb értékeinek számításával a vonatkozó szakirodalom részletesen foglalkozik.

2

Valós impedanciájú terhelésnél a látszólagos teljesítmény egyezik a leadott teljesítménnyel.

$$U_{2 \text{ eff}}I_{2 \text{ eff}} = P_2$$

A primer tekercs látszólagos teljesítménye pedig

egyidejű lineáris és nemlineáris szekunder terhelésnél közelítőleg a primer teljesítménnyel azonos.

 $U_{1 \text{ eff}} I_{1 \text{ eff}} \cong P_1$

A transzformátor melegedésének legnagyobb értékét a legnagyobb üzemi hőmérséklet és a környezeti hőmérséklet maximumának különbségeként határozhatjuk meg.

$$\Delta T_{M} = T_{bM} - T_{kM}$$

Az ily módon meghatározott értékekkel a megfelelő vasmag méretet a következőképpen kapjuk. Kiszámítjuk a következő három mennyiséget:

$$\frac{\sum_{i=1}^{n} U_{i \text{ eff}} I_{i \text{ eff}}}{2B_{1M}^{2} \sqrt{V_{1}}}$$

$$\frac{2P_{d}}{\sqrt{V_{1}} \sum_{i=1}^{n} U_{i \text{ eff}} I_{i \text{ eff}}}$$

$$\frac{2\Delta T_{M}}{\sqrt{V_{1}} \sum_{i=1}^{n} U_{i \text{ eff}} I_{i \text{ eff}}}$$

Mindkét diagramba behúzzuk a kiszámított értékeknek megfelelő vízszintes és függőleges egyeneseket. Azon vasmagok, melyeknek görbéje a függőleges és vízszintes egyenestől jobbra, illetve lefelé levő tartományba esnek, eleget tesznek a követelményeknek. Ezen vasmagok közül természetesen célszerű a legkisebb méretet választani. Amennyiben lehetséges, a vasmag üzemi munkapontját az illető vasmag görbéjének minimumába kell helyezni. (Ez mind a veszteségre, mind a melegedésre optimális beállítást jelent.) A tekercsek menetszámát a vasmag méretének ismeretében az indukciótörvény felhasználásával határozzuk meg. Figyelembe kell vennünk azt is, hogy a tekercs feszültsége tartalmazza a huzalellenálláson fellépő feszültségösszetevőt is. Ez az egyes tekercsek relatív rézveszteségéből számítható.

$$\beta_i = \frac{P_{ri}}{P_i}$$

Az összes rézveszteség a 6a ábrából a görbék jobb oldali (rézveszteségi) aszimptotájának behúzásával leolvasható értékből számítható, optimális beállításnál a teljes veszteség fele.

$$P_r = \frac{P_d}{2}$$

Az egyes tekercsek rézveszteségét pedig a látszólagos teljesítmény alapján határozzuk meg.

$$P_{ri} = \frac{U_{i \text{ eff }} I_{i \text{ eff}}}{\sum_{i=1}^{n} U_{i \text{ eff }} I_{i \text{ eff}}} P_{r}$$

Az így kiszámított relatív rézveszteség figyelembevételével a menetszám a lineáris terhelésű tekercseknél:

1

$$n_i = \frac{U_i(1 \pm \beta_i)}{\omega_m B_1 F_v A_g} \tag{27}$$

Primer oldali tekercseknél negatív, szekunder oldaliaknál pedig pozitív előjelet kell használni. (Egyenirányító tekercs számításánál a β tényezőt nem veszszük figyelembe.)

A huzalellenállások a következőképpen adódnak:

$$R_{ri} = \frac{P_{ri}}{I_{i\,\text{eff}}^2} = P_{ri} \left(\frac{U_{i\,\text{eff}}}{P_i}\right)^2$$

A huzalátmérő pedig a közepes menethossz ismeretében

$$d_i = 2 \sqrt{\frac{n_i l_k \varrho_r}{\pi R_{ri}}} \tag{28}$$

Példák

A tervezés menetét két példán mutatjuk be:

1. Készítsünk Trafoperm N1-es anyagból hálózati transzformátort a következő adatokkal:

$$\begin{array}{l} U_{1\,\,\mathrm{eff}} = 220\,\,\mathrm{V} \\ U_{2\,\,\mathrm{eff}} = 6,3\,\,\mathrm{V} \\ I_{2\,\,\mathrm{eff}} = 3,2\,\,\mathrm{A} \\ U_{0} = 250\,\,\mathrm{V} \\ I_{0} = 0,08\,\,\mathrm{A} \\ \eta_{\mathrm{min}} = 0,85 \\ 4T_{M} = 45\,\,\mathrm{C^{\circ}} \\ V_{1} = 2\,\,W/\mathrm{kg}\mathrm{T^{2}} \\ B_{1M} = 1\,\,\mathrm{T} \\ I_{n} = 0,5\,\,\mathrm{mm}\,\,(F_{n} = 0,95) \end{array}$$

Az egyenirányítást kétutas egyenirányítóval oldjuk meg.

A megengedett legnagyobb disszipált teljesítmény értéke:

$$P_{dM} = (P_2 + U_0 I_0 k_p) \left(\frac{1}{\eta} - 1\right) = (6, 3 \cdot 3, 2 + 250 \cdot 0, 08 \cdot 1, 2) \cdot \left(\frac{1}{0, 85} - 1\right) = 7, 8 \text{ W}$$

A látszólagos teljesítmények:

$$U_{2 \text{ eff}} I_{2 \text{ eff}} = 6,3 \cdot 3,2 = 20,2 \text{ VA}$$
$$U_{3 \text{ eff}} I_{3 \text{ eff}} = 2k_u k_i U_0 I_0 = 2 \cdot 0,9 \cdot 1,2 \cdot 2.250 \cdot 0,08 = 43,2 \text{ VA}$$

$$U_{1 \text{ eff}} I_{1 \text{ eff}} = 52 \text{ VA}$$

Ezek összege:

$$\sum_{i=1}^{3} U_{i \text{ eff}} I_{i \text{ eff}} = 115,4 \text{ VA}$$

A diagramok vízszintes változója számszerűen:

$$\frac{\sum_{i=1}^{S} U_{i \text{ eff}} I_{i \text{ eff}}}{2B_{1M}^2 \sqrt{V_1}} = \frac{115,4}{2 \cdot 1^2 \cdot \sqrt{2}} = 40,8 \frac{\mathrm{m}^2}{\mathrm{s}} \sqrt{\frac{\mathrm{kgA}}{\mathrm{V}}}.$$

A függőleges tengelyek változói pedig:

$$\frac{2P_{dM}}{\sqrt{V_1}\sum_{i=1}^{3} U_i _{\text{eff}} I_i _{\text{eff}}} = \frac{2 \cdot 7,8}{\sqrt{2} \cdot 115,4} = 0,096 \frac{\text{s}}{\text{m}^2} \sqrt{\frac{\text{kgV}}{\text{A}}}$$
$$\frac{2\Delta T_M}{\sqrt{V_1}\sum_{i=1}^{3} U_i _{\text{eff}} I_i _{\text{eff}}} = \frac{2 \cdot 45}{\sqrt{2} \cdot 115,4} = 0,55 \frac{\text{s} \cdot \text{C}^{\circ}}{\text{m}^2} \sqrt{\frac{\text{kg}}{\text{VA}^3}}$$

A 7. ábrán berajzoltuk az egyes változóknak megfelelő egyeneseket. Ebből leolvasható, hogy a követelményeknek egyidejűleg az EI 92/42-es vasmag felel meg. A mag adatai a következőek:

$$\begin{split} A_m &= F_v A_g = 0,95 \cdot 1,26 \cdot 10^{-3} = 1,195 \ 10^{-3} \ \mathrm{m}^2 \\ V_m &= F_v V_g = 0,95 \cdot 0,225 \cdot 10^{-3} = 0,205 \ 10^{-3} \ \mathrm{m}^3 \\ l_k &= 0,1943 \ \mathrm{m} \end{split}$$

 d_1



7. ábra. EI 92/42 transzformátor veszteségi teljesítmény és melegedés diagramja

A vasmag beállítása az optimumtól kissé jobbra esik. A disszipált teljesítmény a metszéspont ordinátájából számítva

$$P_d = 0,088 \frac{2\ 115,4}{2} = 7,15 \text{ W}$$

A vas- és rézveszteségi egyenesek metszésponti ordinátái alapján osztjuk el ezt a disszipációs teljesítményt két részre:

$$P_r = \frac{0,048}{0,088}$$
 7,15=3,9 W
 $P_v = \frac{0,04}{0.088}$ 7,15=3,25 W

Az egyes tekercsekre jutó rézveszteségeket a látszólagos teljesítmények arányában számítjuk ki:

$$P_{r_1} = 3.9 \frac{51.3}{114.8} = 1,73 \text{ W}$$
$$P_{r_2} = 3.9 \frac{20.2}{114.8} = 0,69 \text{ W}$$
$$P_{r_3} = 3.9 \frac{43.2}{114.8} = 1,48 \text{ W}$$

Relatív rézveszteségek számértéke:

$$\beta_1 = \beta_2 = 0,031$$

A tekercsek adatai a (27) és (28) összefüggések felhasználásával:

$$n_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot 220(1 - 0.031)}{6.28 \cdot 50 \cdot 1 \cdot 1.95 \cdot 10^{-3}} = 803 \text{ menet}$$

$$R_{r_1} = 1,73 \left(\frac{220}{51,3}\right)^2 = 29,5 \Omega$$
$$= 2 \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-8} \cdot 0,194 \cdot 803}{29,5 \cdot 3,14}} = 0,368 \text{ mm}$$

Ennek megfelelő szabványos méret: a 0,375 mm-es átmérő

$$n_{2} = \frac{\sqrt{2 \cdot 6,3 \cdot (1+0,031)}}{6,28 \cdot 50 \cdot 1,195 \cdot 10^{-3}} = 25 \text{ menet}$$

$$R_{r2} = \frac{0,69}{3,2^{2}} = 0,061 \Omega$$

$$d_{2} = 2 \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-8} \cdot 0,194 \cdot 25}{0,061 \cdot 3,14}} = 1,4 \text{ mm}$$

$$2n_{3} = \frac{2 \cdot 225}{6,28 \cdot 50 \cdot 1,195 \cdot 10^{-3}} = 2 \cdot 848 \text{ menet}$$

$$2R_{r3} = \frac{1,48}{0,096^{2}} = 156 \Omega$$

$$d_3 = 2 \left[\sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-8} \cdot 0,194 \cdot 2 \cdot 848}{156 \cdot 3,14}} = 0,24 \text{ mm} \right]$$

Ennek megfelelő szabványos átmérő 0,25 mm.

2. Tervezzünk kisteljesítményű forrasztópáka működtetéséhez szükséges transzformátort Trafoperm N1-es anyagból a következő adatokkal:

Mivel a terhelés lineáris, a látszólagos teljesítmények a tekercsek teljesítményével megegyeznek. A primer teljesítmény:

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{20}{0.8} = 25 \text{ W}$$

A megengedett disszipált teljesítmény:

$$P_{dM} = P_1 - P_2 = 25 - 20 = 5 \text{ W}$$

A látszólagos teljesítmények összege:

$$\sum_{i=1}^{2} U_{i \text{ eff}} I_{i \text{ eff}} = P_1 + P_2 = 25 + 20 = 45 \text{ VA}$$

A diagram változói:

$$\frac{\sum_{i=1}^{2} U_{i \text{ eff }} I_{i \text{ eff }}}{2B_{\perp}^{2} \sqrt{V_{1}}} = \frac{45}{2 \cdot 1^{2} \cdot \sqrt{2}} = 16 \frac{\mathrm{m}^{2}}{\mathrm{s}} \sqrt{\frac{\mathrm{A \ kg}}{\mathrm{V}}}$$
$$\frac{2P_{dM}}{\sqrt{V_{1}} \sum_{i=1}^{2} U_{i \text{ eff }} I_{i \text{ eff }}} = \frac{2 \cdot 5}{1,4 \ 45} = 0,158 \frac{\mathrm{s}}{\mathrm{m}^{2}} \sqrt{\frac{\mathrm{V \ kg}}{\mathrm{A}}}$$

$$\frac{2\Delta T_M}{\sqrt{V_1}\sum_{i=1}^2 U_{i\,\text{eff}} I_{i\,\text{eff}}} = \frac{2\cdot 40}{\sqrt{2}\cdot 45} = 1,26 \frac{\text{sC}^\circ}{\text{m}^2} \left| \sqrt{\frac{\text{kg}}{\text{VA}^3}} \right|$$

A 8. ábra alapján látjuk, hogy az EI 78/26-os magméret megfelelő. Ennek adatai:

$$A_m = 0,676 \ 10^{-3} \ \text{m}^2$$
$$V_m = 92,8 \ 10^{-6} \ \text{m}^3$$
$$A_{tr} = 55 \ \Omega/\text{m}^4$$
$$k_T = 0,11 \ \text{W/C}^\circ$$
$$l_k = 0,145 \ \text{m}$$

A (10) egyenlet felhasználásával a rézveszteség:

$$P_r = 2 \frac{\left(\sum_{i=1}^{2} U_{i \text{ eff }} I_{i \text{ eff}}\right)^2}{\omega_m^2 B_1^2(\omega_m)} \quad A_{tr} = 2 \frac{45^2}{314^2 1^2} 55,0 = 2,06 \text{ W}$$

A vasveszteség a (14) egyenlet alapján

$$P_v = \gamma_v V_m V_1 B_1 = 7,7 \cdot 10^3 \cdot 92,8 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 1^2 = 1,5 \text{ W}$$

A transzformátor disszipált teljesítménye e kettő összege:

$$P_d = P_r + P_v = 3,56 \text{ W} < P_{dN}$$

Mivel ez kisebb, mint amit előzőleg feltételeztünk, ezért az elérhető hatásfok nagyobb lesz, mint 80%. A melegedés:



8. ábra. El 78/26 transzformátor veszteségi teljesítmény és melegedés diagramja

Az egyes tekercsek relatív rézveszteségei számszerűen:

$$\beta_1 = \beta_2 = \frac{P_r}{\sum_{i=1}^2 U_i \,_{\text{eff}} I_i \,_{\text{eff}}} = \frac{2,06}{45} = 0,0455$$

A rézveszteségi teljesítmények pedig, figyelembe véve a kisebb disszipációt:

$$P_{r_1} = \beta_1 U_{1 \text{ eff}} I_{1 \text{ eff}} = 0,0455 \cdot 23,56 = 1,1 \text{ W}$$
$$P_{r_2} = P_r - P_{r_1} = 2,06 - 1,1 = 0,96 \text{ W}$$

Ezek ismeretében a tekercs adatai:

$$n_{1} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot (1 - 0.0455)}{6.28 \cdot 50 \cdot 1 \cdot 0.676 \cdot 10^{-3}} = 1400 \text{ menet}$$

$$n_{2} = \frac{\sqrt{2} \cdot 6(1 + 0.0455)}{6.28 \cdot 50 \cdot 1 \cdot 0.676 \cdot 10^{-3}} = 42 \text{ menet}$$

$$R_{r_{1}} = 1.1 \left(\frac{220}{23.56}\right)^{2} = 100 \Omega$$

$$R_{r_{2}} = 0.96 \left(\frac{6}{20}\right)^{2} = 0.082 \Omega$$

A huzalátmérők a közepes tekercselési hossz figyelembevételével:

$$d_1 = 2 \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-8} \cdot 1, 4 \cdot 10^3 \cdot 0, 1448}{3, 14 \cdot 100}} = 0,22 \text{ mm}$$
$$d_2 = 2 \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-8} \cdot 42 \cdot 0, 1448}{3, 14 \cdot 0, 082}} = 1,4 \text{ mm}$$

Ezen adatok alapján elkészített transzformátor veszteségi teljesítményei 20 W szekunderteljesítmény terhelésnél ($U_{1 \text{ eff}} = 220 \text{ V}$) mérések alapján:

$$P_v = 1,6 \text{ W}$$

 $P_{r1} = 1,5 \text{ W}$
 $P_{r2} = 0,87 \text{ W}$

A hőmérsékletemelkedés

 $\Delta T = 26 \text{ C}^{\circ}$

Szélessávú teljesítménytranszformátor

Szélessávú teljesítmény-transzformátorokat erősítőberendezések utolsó fokozatának a terheléshez való kapcsolásánál használják. A transzformátor célja, az utolsó erősítő fokozat részére jó hatásfokú, lehető nagy teljesítmény leadásához optimális terhelő impedancia biztosítása.

Emellett a transzformátor primer oldali tekercsén rendszerint az utolsó fokozat egyenárama is átfolyik. Együtemű erősítőben a primer tekercsen átfolyó egyenáram a mágneses magban előmágnesezést hoz létre. Ellenütemű erősítőben a két féltekercsen átfolyó egyenáram mágneses tere a mágneses magban ellenkező irányú és az erősítő eszközöknek a gyakorlatban előforduló aszimmetriája esetén is az előmágnesező térerősség hatása elhanyagolható. Tekintve, hogy az előmágnesező térerősség a mágnesmag permeabilitását jelentősen csökkentheti, ezért jó minőségű, szigorúbb előírásoknak megfelelő erősítőkben az utolsó fokozatban ellenütemű kapcsolást használnak vagy együtemű kapcsolás esetén a kimenő transzformátort az egyenáramú körről leválasztják. Az alábbiakban következő meggondolások e két utóbbi megoldásra vonatkoznak, tehát a mágnesmagban az előmágnesező térerősséget zérusnak tételezzük fel. A tervezéshez ismert:

 P_1 =a transzformátor primer oldali teljesítménye R_t =terhelőellenállás

- $R_{1be} =$ a transzformátor névleges bemenő impedanciája
- $a_a = \frac{|Z_{1be}(\omega_a)|}{R_{1be}}$ a bemenő impedancia abszolút
 - értékének alsó határfrekvencián megengedett eltérése a névleges bemenő ellenállástól
- $a_f = \frac{|Z_{1be}(\omega_f)|}{R_{1be}}$ a bemenő impedancia abszolút érté
 - kének a felső határfrekvencián megengedett eltérése a névleges bemenő impedanciától

 η = a transzformátor hatásfoka

Szélessávú transzformátorok hatásfokát a frekvenciatartomány közepén szokás értelmezni. Tekintve, hogy a rézveszteségi teljesítmény és a vasveszteségi teljesítmény a frekvenciatartomány alsó határán azonos nagyságrendű és a vasveszteségi teljesítmény a frekvencia növekedtével csökken, így a hatásfoknak a frekvenciatartomány közepén megadott értékét gyakorlatilag a rézveszteségi teljesítmény határozza meg. A hatásfok egyébként nem mindig a tervező számára rendelkezésre álló adat, nagyon sokszor a tervezőnek kell felvennie. A hatásfok számszerű értékének felvételénél igen nagy szerepe van a józan, mértéktartó megfontolásnak, mivel — mint később látni fogjuk — a hatásfok növelése ugrásszerűen növelheti a megvalósítandó transzformátor méretét.

A bemenő impedancia abszolút értékére megengedett ingadozás helyett vagy mellett, nagyon gyakran más hálózatfüggvénynek (pl. feszültségátvitelnek) az ingadozása is előírás lehet. A hálózati függvényekre azonos frekvenciatartományban adott azonos tűréselőírás, a bemenő impedancia ingadozására jelenti a legszigorúbb kötöttséget. Amennyiben a frekvenciatartományok vagy az ingadozások különbözőek az egyes hálózatfüggvényekre, úgy külön kell vizsgálni valamennyi előírást.

A tervezés következő lépésében a transzformátor helyettesítő kapcsolásának elemeit határozzuk meg az ismert módon, ezek a következők:

- R_{r_1}, R_{r_2} a primer és szekunder oldali huzalellenállások
- *ü* a transzformátor menetszám-áttétele
- L_1 a transzformátor primer oldali főinduktivitása
- $\sigma L_1 \qquad \mbox{ a transzformátor primer oldali szórt induktivitása}$
- C_1 a primer oldali szórt kapacitás.

A primer oldali, de különösen a szekunder oldali szórt kapacitás figyelemmel kísérésére csak akkor van szükség, ha a felső határfrekvencia megközelíti vagy meghaladja a 100 kHz-et. Fenti adatokból meg lehet határozni azokat a műszaki jellemzőket, melyek a transzformátor konstrukciós adataival, méretével közvetlen kapcsolatban vannak. Az előző fejezetben felsorolt műszaki jellemzők közül könnyen belátható okok miatt, nem számolunk az alább felsoroltakkal:

Vasveszteségi teljesítmény. Az előzőekben már említettük, hogy a frekvenciatartomány közepén ez több nagyságrenddel kisebb a rézveszteségi teljesítménynél, az alsó határfrekvencia közelében viszont a főinduktivitásnak a hatásfok csökkentő szerepe lényegesen nagyobb a vasveszteségi teljesítmény növekedésének hatásánál.

Melegedés. Szélessávú transzformátorok melegedése tört része a hálózati transzformátorok melegedésének. Rendszerint a 10 C°-ot sem éri el.

Torzítás. Szélessávú nagyjelű transzformátoroknál nem lehet biztosítani azt, hogy a transzformátor vasmagjának a mágnesezése ne haladja meg a Rayleigh tartományt. Emiatt a transzformátor üresjárási torzítása igen nagy. Az előírásoknak megfelelő kis torzítást csak az erősítőben alkalmazott negatív visszacsatolással lehet elérni. Ennek számítása meghaladja e cikknek kereteit, azonban a tervezési eljárás a feltételezett negatív visszacsatolást is figyelembe veszi.

A fentiek alapján három műszaki jellemző marad, melyek a felhasználandó anyagot, illetve a mag méretét meghatározzák. A szórási tényezőre felírt (25) öszszefüggésből a vasmag permeabilitására kapunk tájékoztató értéket. Mint említettük, a szórási tényező és a permeabilitás szorzata a vasmag méretétől függetlenül 3–5 közötti érték. Így a szükséges permeabilitás

$$\mu = \frac{3 \div 5}{\sigma}$$

Tekintve, hogy a vasmag mérete szempontjából előnyös a nagy telítési indukciójú anyagok használata, az előírásoknak megfelelő transzformátort készíthetünk a (27) összefüggésben meghatározottnál 5-ször, 10-szer kisebb permeabilitású anyaggal is, mivel a szórási tényezőt réteges tekercseléssel kb. ilyen mértékben lehet csökkenteni.

A vasmag méretét a primer tekercs rézveszteségi állandója és a rézveszteségi teljesítmény határozza meg.

A primer tekercs rézveszteségi állandója:

$$K_1 = \frac{R_{r1}}{L_1}$$

Azonban a vasmagon a primer tekercs mellett egy, közelítőleg ugyanakkora ablakkeresztmetszetet elfoglaló szekunder tekercset is el kell helyezni. Ez azt jelenti, hogy a vasmag rézveszteségi állandója a primer tekercs rézveszteségi állandójának a fele. Ha figyelembe kívánjuk venni azt is, hogy a táblázatban feltüntetett rézveszteségi állandókat 0,25 rézkitöltési tényezővel határozták meg, és a rézkitöltési tényező várható értékét ennél pontosabban tudjuk megbecsülni, a transzformátor vasmagjának rézveszteségi állandójára a következő összefüggést kapjuk:

$$K_{1tr} = \frac{1}{2} \frac{F_r}{0.25} K_1 = 2F_r \frac{R_{r1}}{L_1}$$

Más részről a vasmag méretét a transzformátor rézveszteségi teljesítményén keresztül, a transzformátorállandó határozza meg. A (11) egyenlet kis átrendezésével a transzformátorállandó:

$$A_{tr} = \frac{P_r \omega_m^2 B_1^2(\omega_m)}{8P_1^2} \frac{F}{0.25} = \frac{\omega_m^2 B_1^2(\omega_m)}{2P_1} (1 - \eta) F_r$$

amelyben szintén figyelembe vettük a rézkitöltési tényező pontosabb megbecsülhetőségének lehetőségét.

Osztatlan primer és szekunder tekercselésű transzformátoroknál a rézveszteségi tényező (F_r) értékét 0,3-0,4-re, a szórási tényező csökkentése érdekében osztott tekercsekkel készült transzformátoroknál 0,2-0,3-ra becsülhetjük. Az indukció amplitúdójának legnagyobb megengedett értékére célszerű a maximális permeabilitáshoz tartozó indukciót megállapítani:

$$B_1(\omega_m) = B_1(\mu_M)$$

Ez néhány tized Tesla.

A rézveszteségi állandó és a transzformátorállandó egy-egy vasmag méretet határoz meg. A 2. táblázatból mindkét állandóhoz a legközelebbi kisebb állandójú szabványosított méretű vasmag elégíti ki a követelményeket. A két állandóhoz rendszerint két különböző méretű vasmag tartozik, melyek közül a nagyobbik magon lehet a valamennyi követelményt kielégítő transzformátort megvalósítani.

A mágnesmag méretének ismeretében kerül sor a tekercselés adatainak meghatározására. A tekercsek menetszámának meghatározásához a két alábbi összefüggés közül választjuk az egyiket. Amennyiben a vasmagot a rézveszteségi állandó (K1) alapján választottuk ki (mivel ez igényelte a nagyobb méretű vasmagot), úgy a primer tekercs menetszámát a primer induktivitás értékéből számíthatjuk:

$$n_1 = \sqrt{\frac{L_1 l_m}{\mu \mu_0 A_m}}$$

Ha a vasmag méretét a transzformátorállandó (A_{tr}) értéke alapján választottuk ki, úgy a primer tekercs menetszáma az indukált feszültség összefüggéséből határozandó meg:

$$n_1 = \frac{U_1}{\omega_m B_1(\omega_m) F_v A_u}$$

A szekunder tekercs menetszámát mindegyik esetben a menetszám áttétellel számíthatjuk:

 $n_2 = \ddot{u}n_1$

A tekercsek huzalátmérőit a huzalellenállásokból a menetszámok ismeretében fémvezetők ellenállásának az összefüggéséből állapíthatjuk meg:

$$R_{r1} = n_1 \frac{4l_k \varrho_r}{d_1^2 \pi}$$

és ebből a primer tekercs huzalátmérője:

$$d_1 = 2 \left[\sqrt{\frac{\overline{n_1 l_k \varrho_r}}{\pi R_{i_1}}} \right]$$

illetve indexcserével a szekunder tekercs huzalátmérője:

$$d_2 = 2 \left| \frac{n_2 l_k \varrho}{\pi R_{r_2}} \right|$$

Kistranszformátor tervezése

Erősítő fokozatok között és erősítők bemenetén használt transzformátorok tervezésénél az átvinni kívánt legkisebb frekvencia, hatásfok és a torzítás határozza meg a transzformátor méreteit. A legkisebb megengedett hatásfokot a jel-zaj viszony csökkenésére megengedett érték (pl. zajszámnövekedés) korlátozza. A hatásfok és az átvinni kívánt legkisebb frekvencia (a transzformátor főinduktivitásán keresztül) a rézveszteségi állandót határozza meg. Alig van befolyása a méretekre a réz- és vasveszteségeknek, valamint a melegedésnek. A szórási tényezőből a mag anyagának a permeabilitása számítható.

A tervezés menetét konkrét számpéldával illusztráljuk.

Tervezendő a következő bemenő transzformátor.

Generátor impedancia	R_{σ}	200 ohm
Bemenő impedancia	Z1be	$=600 \pm 100$
		ohm
Terhelő impedancia	R_t	=100 kohm
Üzemi határfrekvenciák	ωa	= 30 Hz
	ω _f	= 15 kHz
Maximális bemenőfeszültség	U_{1M}	=0,1 V
Torzítás	kat <	< 1%
Hatásfok	n	>80%

Feltételezve, hogy a P_{v} vasveszteségi teljesítmény elhanyagolható a \tilde{P}_r rézveszteségi teljesítmény mellett, a transzformátor helyettesítő kapcsolásának elemeire a következő (9. ábra) előírás adódik:

$$R_{r_1} + \frac{R_{r_2}}{\ddot{u}^2} = 120 \text{ ohm}$$

$$L_1 \ge 6,37 \text{ H}$$

$$\sigma L_1 \le 7 \text{ mH}$$

$$C'_2 \le 13 \text{ nF}$$

F

A helyettesítő kapcsolás nem tartalmazza a vasveszteségi ellenállást a fenti feltétel alapján és a primer oldali szórt kapacitást, mivel kis primer impedancia mellett a 100 pF nagyságrendű szórt kapacitás reaktanciája elhanyagolható a megengedett frekvencia tartományban.

A transzformátor szórási tényezője:



9. ábra. Kistranszformátor helyettesítő kapcsolása

GRANÁT J. – TAKÁCS F.: VAS- ÉS FERRITMAGOS TRANSZFORMÁTOROK TERVEZÉSE

0	1	17	1.1	1.		1
2.	L	a	π	a	za	ι

	Vm	μK_1	Atr	σμ	C ₁ /ε	kŢ
Méret	10 ³ mm ³	10 ³ s ⁻¹	ohm m ⁻⁴	-	pF	mW/C°
EI 30/10	5,3	24	11 750	3,61	10	30
EI 38/12	10,4	15 , 3	1 840	3,77	12,5	40
EI 42/14	14,5	10,8	1 210	3,51	14	42
EI 48/16	21,6	9,4	625	3,62	16	50
EI 54/18	31,6	7,6	353	3,71	18,6	60
EI 60/20	42,3	6,0	$204 \\ 126 \\ 55$	3,62	20	70
EI 66/22	56,3	4,9		3,61	22	80
EI 78/26	92,8	3,5		3,56	26	110
EI 84/28	116	3,05	38	3,62	28	130
EI 84/42	174	2,42	20	2,85	33	
EI 92/23	92,4	2,85	44	9,0	21,8	140
EI 92/32	126	2,25	25	7,2	24,5	
EI 92/30 EI 92/42	$ \begin{array}{r} 146\\ 205 \end{array} $	2,4 2,05	25 14,6	3,95 3,2	29,5 33,5	150
EI 106/32	180	1,85	14,9	6,45	28	170
EI 106/45	254	1,52	8,6	5,32	31,5	
EI 106/34	217	2,01	13,2	3,95	34	190
EI 106/47	300	1,66	7,8	3,25	38,5	
EI 130/36	305	1,35	6,2	7,2	33	270
EI 130/46	390	1,12	4,1	6,15	36	
EI 150/40	445	1,03	3,35	7,65	37,5	360
EI 150/50	558	0,89	2,32	6,45	40	
EI 150/60	670	0,79	1,71	5,85	43	
EI 170/55	800	0,69	1,24	6,72	46,5	460
EI 170 65	945	0,62	0,93	6,05	49,5	
EI 170/75	995	0,58	0,74	5,55	52	
EI 195/56 EI 195/69 EI 195/84	$ 1230 \\ 1515 \\ 1840 $	0,76 0,47 0,395	0,62 0,44 0,305	5,45 5,05 4,28	62,5 67 69	640
EI 231/63	1900	0,39	0,295	6,08	71	800
EI 231/79	2480	0,34	0,205	5,22	76,5	
EI 231/98	2950	0,29	0,145	4,55	83	

 $F_r = 0,25$ $F_v = 0,95$

Kisméretű magoknál a 2. táblázat szerint

$$\sigma\mu \cong 3,7$$

Ebből σ ismeretében a mágnesmag permeabilitása:

$$\mu = \frac{[\sigma\mu]}{\sigma} = \frac{3,7}{1,1 \cdot \omega^{-3}} = 3460$$

A célnak megfelel a Trafomax, P 20 000 és a T 35 (Siemens) jelű anyagok. (A P 20 000 anyag permeabilitása köpenymag forma esetén 10⁴ értékű.)

Az egyoldalra számított huzalellenállást felezzük meg a két tekercs között. Így

$$R_{r_1}=60 \text{ ohm}$$

A primer tekercs rézveszteségi állandója

$$K_{pr1} = \frac{R_{r1}}{L_1} = \frac{60}{6,37} = 9,43 \text{ s}^{-1}$$

Arra számítva, hogy a nagy menetszámú szekunder tekercs rossz rézkitöltési tényezője miatt a primer tekercs a tekercselési térnek csak egyharmadát foglalja el. A transzformátor vasmagjának rézveszteségi állandója:

$$K_{1tr} = \frac{1}{3} K_{1pr} = 3,14 \text{ s}^{-1}$$

Ha a vasmag permeabilitása 104, akkor

$$\mu K_{1tr} = 31, 4 \cdot 10^3 \text{ s}^{-1}$$

azaz a 2. táblázat alapján a célnak megfelel az EI 30/10 méretű mag.

Vizsgáljuk meg, milyen méretű vasmag adódik a torzításból. A (22) összefüggésből az üresjárási torzítás:

$$k_{3ti} = k_{3t} \frac{(Z_1 \times Z_2) + j3\omega L}{Z_1 \times Z_2}$$

Mivel a torzítás az alsó határfrekvencián a legnagyobb és akkor

$$Z_1 = R_g + R_{r1} = 260$$
 ohm
 $Z_2 = R_{r2}/\ddot{u}^2 + R_t/\ddot{u}^2 = 5400$ ohm

$$|k_{3ii}| = 0.01 \quad \frac{\sqrt{(260 \times 540)^2 + (3 \cdot 2\pi 30 \cdot 6.37)^2}}{260 \times 540} = 0.206$$

A (21) egyenletből a mágnesmag térfogata (P 20 000-nél $h\!=\!0,\!06$ m/A)

$$V_m = \frac{9}{25} \frac{h^2 U_1^2}{\omega_a^2 \mu \mu_o L k_{3ii}^2} = \frac{9 \cdot 36 \cdot 10^{-4} \cdot 10^{-2}}{25 \cdot 4\pi^2 9 \cdot 10^2 \cdot 10^4 \cdot 1,256 \cdot 10^{-6} \cdot 6,37 \cdot 0,04} = 116 \text{ mm}^3$$

A 2. táblázatból látjató, hogy a legkisebb méretű (EI 30/10) mag térfogata lényegesen nagyobb a megkívánt értéknél, tehát ezen a vasmagon elkészített transzformátor az adott torzítással magasabb szintű jelet is fel tud dolgozni. EI 30/10 magon a primer tekercs adatai:

$$n_1 = \sqrt{\frac{L}{\mu \frac{A_1}{\mu}}} = \sqrt{\frac{6,37}{10^4 \cdot 2, 3 \cdot 10^{-9}}} = 461$$

$$l_1 = 2 \sqrt{\frac{n\varrho l_k}{\pi R_{r_1}}} = 2 \sqrt{\frac{4,61 \cdot 0,0175 \cdot 10^{-6} \cdot 55,7 \cdot 10^{-3}}{\pi 60}} = 0,1 \text{ mm}$$

A primer tekercs keresztmetszete

$$A_{t_1} = (1, 3d_1)^2 n_1 = (1, 3 \cdot 0, 1)^2 \cdot 461 = 7,8 \text{ mm}^2$$

A transzformátor áttétele:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_i}{R_{1be}\eta}} = \sqrt{\frac{100}{0,6\cdot0,8}} = 14$$

A szekunder tekercs menetszáma

$$n_2 = n_1 \ddot{u} = 461 \cdot 14 = 6450$$

Feltételezve, hogy a legvékonyabb rendelkezésre álló huzal 0,04 mm, a szekunder tekercs helyfoglalása (d_2 =0,04 mm):

$$A_{t_2} = (1, 4d_2)^2 n_2 = (1, 4 \cdot 0, 04)^2 \cdot 6450 = 20,2 \text{ mm}^2$$

A két tekercs együttes helyfoglalása:

$$A_{t_1} + A_{t_2} = 7.8 \text{ mm}^2 + 20.2 \text{ mm}^2 = 28 \text{ mm}^2$$

A mag ablakfelülete

$$A_t = 75 \text{ mm}^2$$

A két keresztmetszet közötti különbség elegendő tartalékot jelent a csévetest és a szigetelések elhelyezése számára.

A szekunder tekercs ellenállása a primer oldalra számítva:

$$R_{r_2}/\ddot{u}^2 = 4 \frac{n_2 \varrho l_k}{\ddot{u}^2 \cdot d_2^2 \pi} = 4 \frac{6450 \cdot 1,75 \cdot 10^{-8} \cdot 55,7 \cdot 10^{-3}}{14^2 \cdot 0,04^2 \cdot 10^{-6} \pi} = 25,6 \text{ ohm}$$

Az előirányzottnál kisebb, mivel a szekunder tekercs huzalját az anyagválaszték korlátozottsága miatt vastagabbra választottuk a szükségesnél.

A szekunder tekercs szórt kapacitásának számításánál tételezzük fel, hogy a szigetelés dielektromos állandója $\varepsilon\!=\!3.$ A 2. táblázatból a várható szórt kapacitás

$$C_2 \!=\! \varepsilon \! \left[\! \frac{C_1}{\varepsilon} \! \right] \! = \! 3 \cdot 10 \! = \! 30 \text{ pF}$$

3. táblázat

a de la compañía de seu	1.		μ5	μ _M	He	Bs	V	h/μ^{2}_{5}	Ŷ	ę
Összetétel	Külföldi név	Hazai név		_	A/m	T	W/kg	10 ⁻⁹ m/A	kg/dm ³	μΩm
~3% Si, Fe	Trafoperm N1	100 and + 100 an	800	8 000	88	2,03	$V_1 = 2$	11	7,7	0,4
~3% Si, Fe		Izotrafó		9 000	24	1,9	$V_1 = 1,2$	-	7,7	0,4
~3% Si, Fe	Trafoperm N2	Trafomax	15 000	30 000	16	2,0	$V_1 = 0,6$		7,7	0,4
45% Ni, Fe	Permenorm 4801	P 2300	2 300	30 000	12	1,5	$V_1 = 0,5$		8,25	0,55
4% Mo, 79% Ni, Fe	Permalloy C	P 20 000	20 000	80 000	2,4	0,85	$V_{0,5} = 0,04$	0,6	8,6	0,55
10% MoCrCu, 75% Ni, Fe	Mumetall	P 30 000	30 000	90 000	1,6	0,8	$V_{0,5} = 0,025$	0,6	8,6	0,5
Ferrit	T 26	Maferrit 2000	2 200	—	20	0,39	<u> </u>	2	4,8	106
Ferrit	Т 35		5 000		10	0,38	_	1,5	4,8	4·10 ⁵
Ferrit	Т 38		10 000		4	0,38		1	4,9	2.105

A primeroldalra számítva

$$C_{2} = \ddot{u}^{2}C_{2} = 14^{2} \cdot 30 = 5.9 \text{ nF}$$

Ez kisebb az előírt kapacitásnál, a különbséget a szekunder oldalon jelentkező terhelő kapacitás pótolja.

A szórt induktivitás:

$$\sigma L_1 = [\sigma \mu] \frac{L_1}{\mu} = 3,43 \cdot \frac{6,37}{10^4} = 2,19 \text{ mH},$$

szintén kisebb az előírt értéknél. Az eredmények garantálják, hogy a bemenő impedancia az előírtnál szélesebb frekvenciatartományban is kielégíti a követelményeket.

A hatásfok (csak a rézveszteség figyelembevételével):

$$\eta = \frac{\frac{R_t}{\ddot{u}^2}}{R_{r_1} + \frac{R_{l_2} + R_t}{\ddot{u}^2}} = \frac{\frac{100}{14^2}}{0,06 + 0,0256 + \frac{100}{14^2}} = 0,857,$$

szintén jobb az előírtnál.

A főinduktivitással párhuzamosan kapcsolódó vasveszteségi ellenállás 0,1 mm lemezvastagságnál az alsó határfrekvencián:

$R_{pp} = 256$ kohm

Ez valóban elhanyagolható a 600 ohm bemenő impedanciával párhuzamosan.

A melegedést triviális volta miatt nem ellenőrizzük.

Függelék

Az alkalmazott jelölések a következőek:

 A_m — mágneses keresztmetszet

- A_r huzalkeresztmetszet
 A_t tekercselési keresztmetszet

- A_{tr} transzformátorállandó b tekercselési hossz F_r rézkitöltési tényező
- F_v vaskitöltési tényező h hiszterézis állandó
- k_T hőátadási tényező
- k_3 - torzított feszültség harmadik harmonikusának relatív értéke
- K_1 rézveszteségi állandó
- közepes menethossz l_k
- l_m közepes mágneses erővonalhossz
- menetszám n
- tekercselési magasság t
- T hőmérséklet
- transzformátor áttétel ü
- $V_B B$ amplitúdójú indukciónál mérhető vasveszteségi szám

- fajlagos ellenállás 0
- (kör)frekvencia 0

IRODALOMJEGYZÉK

- [1] G. Sz. Cikin: Hangfrekvenciás transzformátorok. Nehézipari Könyv- és Folyóiratkiadó Vállalat. 1953.
- [2] G. H. Domsch: Der Übertrager der Nachrichtentechnik. 1953. Leipzig
- [3] R. Feldtkeller: Theorie der Spulen und Übertrager. S. Hirzel Verlag Stuttgart. 1958.
- [4] F. Fröhlich: Ferromagnetische Werkstoffe. Verlag Technik Berlin 1952.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

A leningrádi Szvetlana Egyesülés a Szovjetunió legrégebbi vállalatai közé tartozik. 5 üzemből, 5 kísérleti üzemből és szerkesztői irodából, valamint 2 fiókvállalatból áll. Elektroncsöveket és félvezetőeszközöket gyárt. A termelés, a nyereség és a munkatermelékenység gyors növekedési üteme, a gyártásszervezés, az adminisztráció és a tervezés területén folytatott érdekes kísérletek a nyilvánosság figyelmét a Szvetlanára irányították. Az Egyesülés kollektívája, amely több mint 3 éve a tervezés és gazdasági ösztönzés új rendszere alapján dolgozik, gazdasági és műszaki fejlődését önállóan határozza meg. A létszám 17%-a tudományos munkatársakból áll. 1969-ben a technológia tökéletesítésére, új gyártási eljárások bevezetésére, valamint a tömeggyártás korszerűsítésére 1 285 000 Rbl-t fordítottak, aminek eredményeképpen a vállalat nyeresége elérte a 3 783 000 Rbl-t. A számos könyvelési, gazdasági és műszaki feladat mechanizálását és automatizálását nagyteljesítményű számítóközpont irányítja. A vezetés operatív jellegét évről évre jelentős mértékben növelik. (Izvesztyija, 1970. 43. sz.)

Az elmúlt években egyedülálló rekordot könyvelhet el Japán az integrált áramkörök termelése területén. Ugyanis 1966-ban az integrált áramkörök termelése 1,6 millió US dollár volt, ami 1967-ben 8,5 millió, 1968-ban 36,9 millió és 1969-ben 73,0 millió US dollár. 1970. évben a termelési mennyiség elérte a 160 millió darabot, ami mintegy 183 millió dollárnak felel meg. Ez azt jelenti, hogy 5 év alatt a termelést több mint 100-szorosára növelték. (Marktinformationen, 1970. nov.)

A Hitachi konszern szóvívője nemrégiben bejelentette, hogy a színes TV-termelést a tengerentúli – elsősorban amerikai - dumping és a belföldi piacon észlelhető kedvezőtlen piaci helyzet következtében 20%-kal csökkenti. A Hitachi lépését több nagy japán gyártó cég is követte. A belföldi forgalom az Electronic Machinery Manufacturers Association bejelentése szerint 1970. év októberében az 1969. októberi 468 817 db-ról 435 946 db-ra csökkent. A Hitachi közlése szerint a japán színes TV-gyártó cégek ennek ellenére arra számítanak, hogy a színes TV-termelés 1970-ben az előző évi 4,8 millió db-bal szemben 6,5 millió darabra emelkedik, ami 78%-os növekedést jelentene. Az export a jelenlegi kilátások alapján nem fogja elérni az előzőleg tervezett 1 millió darabos nagyságrendet. (Financial Times, 1970. nov.)

Tranzisztor Y paraméterek helygörbéjének meghatározása számítógéppel

ETO: 621.382.3.012:681.3

Korunknak talán legfontosabb és legjellemzőbb folyamata — nemcsak a híradástechnika és az elektronika szemszögéből tekintve — a számítógépek egyre szélesebb körű elterjedése. A számítógépes módszerek bevezetésének, elterjesztésének jelentőségét méltatni nem e cikk feladata. E helyen csak azon kezdeményezések, kísérleti lépések egyikéről szeretnénk beszámolni, amelyeket a Budapesti Műszaki Egyetem Elektroncsövek és Félvezetők Tanszékén tettünk e téren.

Tanszékünk tevékeny módon hozzájárul a számítógépes módszerek bevezetéséhez és elterjesztéséhez, elsősorban az aktív eszközökkel kapcsolatban. Mind a fizikai működésre, mind az áramköri alkalmazásra vonatkozóan készülnek számítógépprogramok. E munka során egy sor többé-kevésbé általános rendeltetésű szubrutin keletkezett, ezek gyűjteménye alkotja a tanszéki eljáráskönyvtárat [1].

Tranzisztor Y paramétereinek számítása

Az eljárásgyűjtemény egyik legújabb tagja az *YPAR* eljárás, amelyet a közelmúltban készítettünk a már meglevő komplex eljárásrendszer alapján. Az eljárás a Giacoletto-féle hibrid-pi helyettesítő képével [2] adott tranzisztor Y paramétereit számítja ki egy adott frekvencián. Ez a helyettesítő kép – amely az 1. ábrán látható – a tranzisztor egyik legjobban felhasználható fizikai képe, mivel konstans, frekvenciafüggetlen elemeivel viszonylag széles frekvenciasávaban jól írja le a tranzisztor működését. Az ábra szerinti helyettesítő képhez tartozó Y paraméterek a következők:

$$y_{11} = \frac{|g_{b'c} + g_{b'e} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})|}{1 + r_{bb'}[g_{b'e} + g_{b'c} + j\omega(C_{b'c} + C_{b'e})]}$$





1. ábra. Tranzisztor hibrid-pi helyettesítő képe

$$y_{12} = \frac{-g_{b'c} - j\omega C_{b'c}}{1 + r_{bb'}[g_{b'e} + g_{b'c} + j\omega (C_{b'e} + C_{b'c})]}$$

$$y_{21} = \frac{g_{m0} \exp[-jk\omega/\omega_{\alpha}] - g_{b'c} - j\omega C_{b'c}}{1 + r_{bb'}[g_{b'e} + g_{b'c} + j\omega (C_{b'e} + C_{b'c})]}$$

$$y_{22} = \frac{(g_{m0} \exp[-jk\omega/\omega_{\alpha}] - g_{b'c} - j\omega C_{b'c})(g_{b'c} + j\omega C_{b'c})r_{bb'}}{1 + r_{bb'}[g_{b'e} + g_{b'c} + j\omega (C_{b'e} + C_{b'c})]} + g_{ce} + g_{b'c} + j\omega (C_{ce} + C_{b'c}).$$

Az ALGOL nyelven írt eljárás feje a következő: **PROCEDURE** *YPAR* (*HIPI*, *F*, *Y*11, *Y*12, *Y*21, *Y*22);

VALUE F; REAL F;

ARRAY HIPI, Y11, Y12, Y21, Y22;

A helyettesítő kép elemeit a *HIPI* [0:9] tömbben adjuk meg az alábbiak szerint. A tömb elemei 1-től 9-ig rendre:

$r_{bb'}; g_{b'e}; C_{b'e}; g_{b'c}; C_{b'c}; g_{ce}; C_{ce}; g_{m0}; k.$

HIPI [0] egy, a tranzisztor megjelölésére szolgáló szám. Mindaddig, amíg *HIPI* [0] újabb értéket nem kap – azaz ugyanazon paramétercsoportról van szó – az eljárás az első behíváskor megkapott, **OWN** típusú változók formájában tárolt adatokkal számol, és ezáltal időt takarít meg.

F a frekvencia, az Y11 – Y22 formális paraméterek pedig a komplex eredmények tárolására szolgáló kételemes tömbök. Az eljárás törzsében szerepelnek a COMPLEX és a CFUNC-A eljárásrendszerek egyes eljárásait hívó utasítások, ezért e két eljárásrendszert az YPAR-ral közös vagy magasabbrendű blokkban deklarálni kell.

Az YPAR eljárást felhasználó program alkalmazása az oktatásban

Tanszékünk fontos feladatának tartja a számítógépes ismeretek terjesztését a villamosmérnök-képzésben is. Ahhoz ugyanis, hogy a termelésben, a fejlesztésben és a kutatásban egyaránt egyre nagyobb mértékben alkalmazzák a számítógépeket, szükséges, hogy az egyetemről kikerülő szakembergárda már ismerje a számítógépek adta lehetőségeket és a számítógépek felhasználása megszokott, mindennapos tevékenységük legyen.

Ennek érdekében a tanszék már korábban is szervezett kislétszámú tudományos diákköröket, amelyek témája a számítógépekkel volt kapcsolatos. Legutóbb azonban az 1970/71. tanév első félévében a nappali harmadéves híradástechnikus hallgatók széles körét vontuk be egy számítógépes feladat megoldásába és tervezzük, hogy ezt a 15-20%-os arányt jövőre már az egész évfolyamra kiterjesztjük.

A számítógépes gyakorlat célja elsősorban a figyelem felkeltése, "étvágygerjesztés" volt. A feladat: egy tranzisztor adott munkapontjában az Y paraméterek táblázatos vagy helygörbés formában való meghatározása. Ehhez a hallgatóknak először a hibrid-pi helyettesítő kép elemeit kell meghatározni a kívánt munkapontban, majd ennek alapján a már meglevő program számára adatszalagot kell készíteni.

A programot a tanszéken készítettük a hallgatói feladatok futtatására, erősen felhasználó-orientált formában. Az összes adatbevitel "stringekkel" (idézetekkel) történik, így az adatokat — legalábbis egyes csoportokon belül — sorrendi kötöttség nélkül, "névre szólóan" lehet megadni. (Itt alkalmaztuk az eljáráskönyvtár idézetfelismerő *READ* eljárását.) A programmal szemben támasztott követelmények (mely Y paramétereket számolja, táblázatot és/vagy helygörbét nyomtasson stb.) is az adatszalagon adhatók meg.

Egy adatlap, amelyről az adatszalag készül, a következőképpen néz ki:

«HALLGATÓ-ADATAI» «DÁNIEL JÓZSEF VILL. III. H. 2. OC 1044 6V 2MA 1970. XI. 25.» «HIBRID-PI-ADATOK» «R-B-B-OHM» 110 78/-5«G-B-E-SIEMENS» 82/-11«C-B-E-FARAD» «G-B-C-SIEMENS» 1/-6«C-B-C-FARAD» 105/-13«G-C-E-SIEMENS» 8/-5«C-C-E-FARAD» 2/-1278/-3«G-M-O-SIEMENS» «K-FÁZISTÉNYEZŐ» 22/-2 «FREKVENCIA-MEGHATÁROZÓK» «ALSÓ-HATÁR» 1/-2«FELSŐ-HATÁR» 5 «LÉPÉSKÖZ» 0.1 «LOGARITMIKUS» «NORMALIZÁLT» **«FELADATOK»** «Y11-HELYGÖRBE» «Y12-HELYGÖRBE» «Y21-HELYGÖRBE» «Y22-HELYGÖRBE» «Y22-TÁBLÁZAT» «FELADATOK-VÉGE»

A program bőségesen el van látva hibajelzésekkel, amelyek a hiba eredetére vonatkozó információt is nyomtatnak. Hibás adatszalag esetén a program biztosítja, hogy a következő hallgató feladatára minden fennakadás nélkül át lehessen térni — ez igen lényeges tulajdonság a hallgatói feladatok sorozat-futtatása esetén.

A gépi számítás időigényének jelzésére a program a behíváskor másodperc pontosságú időnyomtatást ad. A program vázlatos felépítése a 3. ábrán látható. A működés előkészítő fázisa az idézetkészlet bevitele a "szótár"ba egy külön "szótárszalag"-ról. Ebben az állapotban mágnesszalagon tároljuk a programot. A futtatás során a gép beolvassa a hallgatói adatszalagot, minden egyes adatcsoportnál megvizsgálja azok elegendő és hibátlan voltát. Nem lehet például nulla az alsó frekvenciahatár logaritmikus lépések esetén, és az is hibajelzést vált ki, ha a nyolc lehet-



^{2.} ábra. A program vázlatos felépítése



3. ábra. Tranzisztor $y_{\mathtt{21}}$ paraméter helygörbéje szélesnyomtatón ábrázolva

séges feladatból (négy helygörbe és négy táblázat) egy sincs megadva. Táblázat készítése esetén a gép ninden számítási ciklusban közvetlenül kinyomtatja az eredményt, helygörbe rajzoláshoz viszont a kiszámított Y paramétereket előbb tömbökbe kell összegyűjteni, és csak azután lehet a NYQU eljárást behívni. Végül a feladat befejeztével a gép visszatér a program elejére a **WAIT**-hez és kész a következő feladat végrehajtására.

A programot az Egyetemi Számítóközpont Razdan-3 számítógépén futtattuk. Egy-egy hallgatói feladat futtatása átlagosan 4-4,5 perc időt igényelt. Ennek legnagyobb részét a viszonylag lassú helygörberajzoló eljárás emésztette fel, a négy Y paraméter 20-30 ponton való kiszámítása és táblázatos kinyomtatása a premisszák bevételezésével és visszanyomtatásával együtt 20-25 másodpercig tartott. A 4. ábrán egy y_{21} helygörbét mutatunk be.

IRODALOM

- [1] Dr. Székely V.-Dr. Tarnay K.: Nyquist-diagram szerkesztés és konform leképzés számítógéppel. Sajtó alatt, megjelenik a Híradástechnikában. Eljárás-gyűjtemény a BME Továbbképző Intézete "Bevezetés az elektronikus számítógépek programozásába villamosmérnökök részére" c. tanfolyamhoz. Összeállították: Dr. Tarnay Kálmán, Székely Vladimir
- [2] Giacoletto, L. J.: A study of pnp alloy transistor from dc through medium frequencies. RCA Review, Vol. 25. pp. 506-562, 1954. Dec.

(Folytatás a 200. oldalról)

A szovjet ipar rádió- és televízió készülékeinek, filmfelvevő és fényképezőgépeinek bemutatása figyelemre méltó információkat nyújt a kiállítást megtekintő ipari és kereskedelmi szakemberek számára.

A Szovjetunió budapesti kereskedelmi kirendeltsége és a Maspriborintorg vállalat nevében Barbasov elvtárs üdvözölte a megjelenteket. Hangsúlyozta a két ország közötti híradástecnikai és műszeripari árucsere nagy fontosságát és igen jelentős volumenét. Reményének adott kifejezést, hogy a kiállítás anyaga jó tájékoztatást nyújt majd a szakembereknek arra, hogy munkájukban milyen új alkatrészeket használhatnak fel szovjet importból.

A kiállításon a nagyszámú korszerű aktív és passzív elektronikai alkatrészen felül, alkalmunk volt megtekinteni a hordozható rádió és tv vevőkészülékek nagy választékát. Ezen felül igen jó benyomást keltett a 24"-os, szupersarkos, 110° eltérítésű képcsővel készült, többnormás ELEKTRON elnevezésű fekete-fehér tv vevőkészülék és nem utolsó sorban a RUBIN 205, amely már ugyancsak 24"-os, szupersarkos, 110°-os színes képcsővel készült. (*B. P.*)

Elektronikus hibridáramkör

ETO: 621.395.51

Hagyományos hibridáramkörökben nagy veszélyt jelent a négyhuzalos áramköri rész begerjedése, ha a kéthuzalos áramköri végződést megszakítják. Ezenkívül a vonalutánzat pontos beállítása nagyon nehézkes és munkaigényes. Ezért felvetődött egy olyan hibridáramkör kifejlesztésének gondolata, amelynek négyhuzalos csillapítása gyakorlatilag független a kéthuzalos oldal lezárási impedanciájától.

Az alábbiakban olyan elektronikus hibridáramkört ismertetünk, amelynek elvi leírását az Osztrák Posta közölte [1] és ennek alapján a BHG-ben kifejlesztettük (1. ábra).



Hídelrendezés, amelynek impedanciái függetlenek a kéthuzalos áramkör impedanciáitól

A 2. ábra olyan hídelrendezést mutat, amelynek négyhuzalos átviteli tulajdonságai széles sávban függetlenek a kéthuzalos végződést lezáró Z_2 impedanciától. Nem folyik áram a híd c-d ágában Z_2 értékétől függetlenül, ha az ellenállások és az induktivitások az ábrán megadott értékűek. Megjegyezzük még, hogy q, valamint (1-q) a Tr3 transzformátor megosztott n_s szekunder tekercsének menetszámaránya.

A hídelrendezés nágy ágának komplex impedanciája a következő:

$$Z_{a-c} = q(r_x + N_x + j\omega L_x)$$
$$Z_{c-b} = (1-q)(r_x + N_x + j\omega L_x)$$

Beérkezett: 1970. XI. 11.



$$Z_{a-d} = q \left[r_y + Z_2 \left(\frac{n_{3s}}{n_{3p}} \right)^2 + j\omega L_y \right]$$
(1)

$$Z_{d-b} = (1-q) \left[r_{y} + Z_{2} \left(\frac{n_{3s}}{n_{3p}} \right)^{2} + j\omega L_{y} \right].$$

Nincs feszültség a c-d pontok között, ha a szemben fekvő hídágak komplex impedanciáinak szorzatai egyenlők:

$$Z_{a-c} \cdot Z_{d-b} = Z_{c-b} \cdot Z_{a-d}.$$
⁽²⁾

Ha behelyettesítjük az (1) kifejezéseket a (2) egyenletbe, akkor látható, hogy az elektromos kiegyenlítés minden Z_2 értékre fennáll.

Ha Z_2 szakadás, akkor a Tr3 transzformátor primer tekercsében nem folyik áram és a szekunder oldal most mint induktivitás fog szerepelni. Így:

$$Z_{a-d} = q(r_y + j\omega L_y + j\omega kn_{3s}^2).$$

Hasonlóan:

$$Z_{d-b} = (1-q)(r_v + j\omega L_v + j\omega kn_{3s}^2),$$

ahol *k* a transzformátor anyagának permeabilitására jellemző állandó.

A 2. ábrán látható hídelrendezés az r_0 ellenállással, valamint a Tr1 és Tr2 illesztő transztormátorokkal együtt az a négyhuzalos áramkör, amely Z_2 minden értékére elvileg végtelen csillapítást biztosít az F_{4be} és F_{4ki} kapcsok között. A hagyományos négyhuzalos végződő berendezések — differenciál-transzformátorok, ellenállások — csillapítása megszakított kéthuzalos végződésnél Z_{4be} és Z_{4ki} között kb. 0,9 Np. Amikor a kéthuzalos áramkör felkapcsolódik, ez a csillapítás megnő és egyenlő lesz a kiegyensúlyozott visszafordulási csillapítással.

A jelenlegi elrendezés tökéletesen lezárja a négyhuzalos áramkört, ha a reflexiókat elkerüljük. Ekkor:

$$Z_{4be} = \left(\frac{n_{1p}}{n_{1s}}\right)^2 \cdot (r_0 + Z_{a-b}). \tag{3}$$

 $\left(\frac{n_{1p}}{n_{1s}}\right)$ a Tr1 transzformátor áttétele, Z_{a-b} a hída-b pontok közötti impedanciája:

$$Z_{a-b} = \frac{[r_x + N_x + j\omega L_x] \left[r_y + j\omega L_y + Z_2 \left(\frac{n_{3s}}{n_{3p}} \right)^2 \right]}{r_x + r_y + N_x + j\omega [L_x + L_y] + Z_2 \left(\frac{n_{3s}}{n_{3p}} \right)^2} .$$
(4)

Meg kell még határoznunk a csillapítást a négyhuzalos bemenet és a kéthuzalos végződés között. Illesztés esetén a négyhuzalos bemenet által felvett teljesítmény:

$$N_{v} = \frac{U_{0}^{2}}{4Z_{4\,\mathrm{be}}} \,. \tag{5}$$

(8)

 Z_2 által felvett teljesítmény:

$$N_{2} = U_{a-b}^{2} \cdot \frac{Z_{2} \left(\frac{n_{3s}}{n_{3p}}\right)^{2}}{\left| r_{y} + j\omega L_{y} + Z_{2} \cdot \left(\frac{n_{3s}}{n_{3p}}\right)^{2} \right|^{2}} .$$
(6)

A (6) képletben U_{a-b} a híd a-b pontjai között fellépő feszültség:

$$U_{a-b} = U_0 \cdot \left(\frac{n_{1s}}{n_{1p}}\right) \cdot \frac{Z_{a-b}}{Z_{4be} \left(\frac{n_{1s}}{n_{1p}}\right)^2 + r_0 + Z_{a-b}} , \quad (7)$$

ahol U_0 a forrásfeszültség, Z_{a-b} a (4) képletből kiszámítható.

A híd veszteségére (α) a következő kifejezést kapjuk: $N_n = e^{2\alpha} \cdot N_2$,

igy:

$$\alpha \!=\! \frac{1}{2} \ln \frac{N_v}{N_2} \; . \label{eq:alpha}$$

Ha a híd ágaiban az áramok egyenlőek, a következő speciális összefüggést kapjuk:

$$\frac{N_{v}}{N_{2}} = 4 \frac{Z_{4 \text{ be}} \left(\frac{n_{1s}}{n_{1p}}\right)^{2}}{Z_{2} \left(\frac{n_{3s}}{n_{3p}}\right)^{2}}$$

Feltételezve, hogy

$$Z_{4be} \left(\frac{n_{1s}}{n_{1p}} \right)^2 = Z_2 \left(\frac{n_{3s}}{n_{3p}} \right)^3$$

a híd veszteségére az alábbi nevezetes értéket kapjuk:

$$\alpha = \frac{1}{2} \cdot \ln 4 = 0,7 \text{ Np}.$$

Átviteli út a kéthuzalos áramkörtől a kimeneti négyhuzalos áramkör felé, ha a négyhuzalos bemenet a kéthuzalos kapcsok felé elektromosan kiegyenlített

Kapcsoljuk a 2. ábra szerinti hídelrendezésben a feszültségforrást a Z_2 impedanciájú kéthuzalos áramkör bemenetére.

A négyhuzalos bemeneti oldal most mint fogyasztó szerepel, impedanciája Z_{4be} . A négyhuzalos vevőoldal impedanciája Z_{4ki} .

A vizsgálatot egyszerűsíthetjük, ha delta-csillag átalakítást végzünk az a-b-c pontok között. Jelöljük a háromszög három oldalánaf impedanciáit a következőképpen:

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= r_0 + Z_{4be} \left(\frac{n_{1s}}{n_{1p}} \right)^2, \\ \gamma_2 &= q(r_x + N_x + j\omega L_x), \\ \gamma_3 &= (1 - q)(r_x + N_x + j\omega L_x), \end{aligned}$$

ekkor a csillag-impedanciák a következők lesznek:

$$\delta_1 = \frac{\gamma_1 \cdot \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3} ,$$

$$\delta_2 = \frac{\gamma_2 \cdot \gamma_3}{\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3} ,$$

$$\delta_3 = \frac{\gamma_1 \cdot \gamma_3}{\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3} .$$

Transzformáluk a 2. ábrát a 3. ábrába. Látható, hogy tökéletesen kiegyenlített híd esetén nem folyik áram a c-d ágban, ha azonban a hídegyensúly felborul, akkor a c-d pontok között i_3-i_2 áram folyik.



Atviteli út a kéthuzalos áramkörtől a négyhuzalos áramkör felé az elektromos egyensúly felborulása esetén

Egyrészt a négyhuzalostól a kéthuzalos áramkör felé az elektromos kiegyenlítésnek tökéletesnek kell lennie, hogy a vonal stabilitása ne romoljon el, s ne lépjen fel gerjedés.

Másrészt a kéthuzalostól a négyhuzalos kimeneti áramkör felé nem léphet fel egyensúly, mert a négyhuzalos kimeneti áramkör a híd c-d ábrájából kapja jelét.

Hogy a fenti két ellentétes követelményt megvalósíthassuk, az áramkörbe diódákat iktatunk, amelyeknek működését a beszéd vezérli. A helyettesítő kapcsolás a 4. ábrán látható.



A szinuszhullán pozitív félperiódusa alatt F_{4be} -től F_2 -höz az áram útja a következő: R_1 , D_1 , D_2 .

A negatív félhullám az R_2 , D_3 , D_4 elemeken keresztül jut F_2 -höz. A 2. ábrán D_1 és D_2 dióda ellenállása qr_x -nek, a D_3 és D_4 dióda ellenállása qr_y -nak felel meg. Ezek az alaphíd részét képezik és a szimmetriát a szükséges kiegészítő, egyensúlybeállító ellenállásokkal $(1-q)r_x$ -szel és $(1-q)r_y$ -nal biztosítjuk.

A dióda-áramkör a kéthuzalos végződéstől a négyhuzalos kimeneti pontok felé másképpen viselkedik. Az áram pozitív félhulláma áthalad a D_4 diódán, az R_2 , R_1 ellenállásokon és a D_1 diódán. A negatív félhullám áthalad a D_3 diódán, az R_2 , R_1 ellenállásokon és a D_2 diódán.

A Tr1 transzformátor söntölő hatása elkerülhetetlen teljesítményveszteséget okoz, mivel a D_4 és D_1 , a D_3 és D_2 diódák áramai nem pontosan egyenlőek.

Most, ellentétben az F_{4be} -től F_2 -ig terjedő átviteli állapotokkal, az R_1 és R_2 ellenállások teljesen kiegyenlített hídban vannak és megbontják az elektromos egyensúlyt úgy, hogy a Tr2 transzformátoron keresztül áram folyik és Z_{4ki} teljesítményt fogyaszt.

Ahhoz, hogy az $i_3 - i_2$ áramot ki tudjuk számítani, a 3. ábra szerinti ekvivalens áramkört kell megvizsgálnunk, a δ_1 , δ_2 , δ_3 ellenállás-kombinációkat ε_1 , ε_2 és ε_3 értékeivel helyettesítve. ε_1 , ε_2 és ε_3 értékeire a következőket kapjuk:

$$\begin{split} \varepsilon_1 &= \frac{Z_{4be} \left(\frac{n_{1s}}{n_{1p}} \right)^2 (\gamma_2 + R)}{Z_{4be} \left(\frac{n_{1s}}{n_{1p}} \right)^2 + R + \gamma_2 + \gamma_3} ,\\ \varepsilon_2 &= \frac{Z_{4be} \left(\frac{n_{1s}}{n_{1p}} \right)^2 + R + \gamma_2 + \gamma_3}{Z_{4be} \left(\frac{n_{1s}}{n_{1p}} \right)^2 + R + \gamma_2 + \gamma_3} ,\\ \varepsilon_3 &= \frac{\gamma_3 (\gamma_2 + R)}{Z_{4be} \left(\frac{n_{1s}}{n_{1p}} \right)^2 + R + \gamma_2 + \gamma_3} . \end{split}$$

 γ_2 és γ_3 jelentését már megadtuk, és az ellenállásokat $R=R_1=R_2$ szerint vettük fel. Mivel az R ellenállás az a és d pontok között is látszik, ebben az ágban a terhelés a következő:

$$R = q(r_v + j\omega L_v + j\omega kq n_{3s}^2).$$

A 3. ábrán jelölt áramokra a következő kifejezéseket kapjuk:

i

$${}_{1} = \frac{U_{0}}{Z_{2} + R^{*} \left(\frac{n_{3p}}{n_{3s}}\right)^{2}}, \qquad (9)$$

$$i_{2} - i_{3} = U_{0} \frac{n_{3s}}{n_{3p}} \frac{1}{Z_{2} \left(\frac{n_{3s}}{n_{3p}}\right)^{2} + R^{*}} \cdot \frac{q\varepsilon_{2} - (1 - q)(R + \varepsilon_{1})}{(1 - q)^{2}(R + \varepsilon_{1}) + q^{2}\varepsilon_{2} + q(1 - q)(r_{y} + j\omega L_{y}) + \varepsilon_{3} + Z_{4ki} \left(\frac{n_{2s}}{n_{2p}}\right)^{2}}.$$
(10)

$$R^{*} = \frac{[R + q(r_{y} + j\omega L_{y}) + \varepsilon_{1}] + [(1 - q)(r_{y} + j\omega L_{y}) + \varepsilon_{2}] + [R + r_{y} + j\omega L_{y} + \varepsilon_{1} + \varepsilon_{2}]}{(1 - q)^{2}(R + \varepsilon_{1}) + q^{2}\varepsilon_{2} + q(1 - q)(r_{y} + j\omega L_{y}) + \varepsilon_{3} + Z_{4ki}\left(\frac{n_{2s}}{n_{2p}}\right)^{2}} \left[\varepsilon_{3} + Z_{4ki}\left(\frac{n_{2s}}{n_{2p}}\right)^{2}\right].$$
(11)

Az elhanyagolásokat az indokolja, hogy $|Z_2| < \omega k \cdot n_{3p}^2$. A (9) egyenlet nevezője a kimeneti impedanciára jellemző.

Tökéletes illesztéskor:

$$R\left(\frac{n_{3p}}{n_{3s}}\right)^2 = Z_2.$$

A hasznos teljesítmény a következőképpen számolható:

$$N_2 = (i_2 - i_3)^2 Z_{4 \text{ ki}} \left(\frac{n_{2s}}{n_{2p}} \right)^2$$
.

A hibrid veszteséget a (8) képletből számíthatjuk. A (10) egyenlet szerint $i_2 - i_3 = 0$ lesz, ha R = 0. A hibrid vesztesége végtelen nagy lesz, mert a fenti feltevés magában foglalja a híd tökéletes kiegyenlítésének feltételét. Az utóbbi nem áll fenn akkor, ha R véges értékű. A hibrid vesztesége R csökkenésével állandóan nő.

Az F_{4be} -től F_2 -ig terjedő átviteli irányban a hibrid veszteségét meghatározó értékek ellenkező értelmet mutatnak. Ha R=0, akkor a feszültség a legnagyobb lesz úgy, hogy a hibrid vesztesége minimumot ér el az előbb említett feltételezés szerint. Amikor R növekszik, a hídfeszültség csökken, és a hibrid vesztesége nagyobb lesz. 600 Ω -os vonalak esetén R-nek egy jól

definiálható értéke lesz, amelynél a hibrid vesztesége ugyanaz az átvitel mindkét irányában. Ha ez az R érték túl nagy volna és a hídellenállásokat nem tudná lecsökkenteni (pl. mert a diódák alkalmazása megakadályozza azt), még akkor is el lehetne érni kisebb csillapítást. Ténylegesen nem nehéz lecsökkenteni a csillapítást F_{4be} -től F_2 -ig. Az ellenkező irányban, F_2 -től F_{4ki} -ig a csillapítás erősítő beiktatásával lecsökkenthető.

Megvalósítás

Az 5. ábra helyettesítő képéből kiindulva az áramkör paramétereiről a következőket mondhatjuk:

Ahhoz, hogy a híd F_{4be} -től F_{4ki} -ig kiegyenlített legyen, Z_1 -nek és Z_2 -nek azonosnak kell lennie feltételezve, hogy a diódák karakterisztikái azonosak. Ez egyben azt is jelenti, hogy F_{4be} -től F_2 -ig a teljesítmény Z_1 -en és Z_2 -n azonos mértékben oszlik meg.

 R_1 és R_2 megválasztásakor figyelembe kell venni, hogy egyrészt értékük kisebb legyen, mint a diódák záróirányú ellenállása, másrészt a Z_2 -től $Z_{4\rm ki}$ -ig terjedő átviteli úton Z_3 minél nagyobb teljesítményt fogyasszon, így szükséges, hogy $R\!>\!Z$ legyen.

A diódák megválasztásakor lényeges követelmény volt, hogy lehetőleg minél kisebb feszültségen legyen a dióda könyökpontja. Célunk az, hogy a záróirányú és nyitóirányú ellenállás aránya minél nagyobb legyen. Ezen megfontolások alapján az OA 1182 típusú diódát választottuk.

A transzformátorok primer oldali induktivitását egyformára választottuk úgy, hogy impedanciájuk abszolút értéke a legkisebb működési frekvencián, 300 Hz-en is jóval nagyobb legyen, mint a lezáró ellenállás, 600 ohm.

A transzformátor áttételét úgy választottuk meg, hogy a hídba betranszformált feszültség a diódák biztonságos működése érdekében minél nagyobb legyen.



A felső határt a vasmag méretei határozták meg. Az elektronikus hibrid áramköri rajzát a 6. ábra mutatja.

A Tr4 transzformátorra azért volt szükség, hogy kis frekvencián F_{4be} és F_{4ki} között ne szűnjön meg

A	kéthi	uzalos	s olda	al (F_{i})	2) ref	lexiós	s csill	apítá	sa	
f (Hz)	100	300	600	900	1200	1500	2000	2500	3000	3400
a (Np)	r jijer	2,35	2,58	2,68	2,70	2,71	2,71	2,69	2,67	2,65
18 1 4 1 1		n in Suite							2. tál	lázat

A négyhuzalos kimenet $(F_{4\,\rm ki})$ reflexiós csillapítása

f (Hz)	300	600	900	1200	1500	2000	2500	3000	3400
a (Np)	2,59	2,69	2,69	2,64	2,63	2,61	2,60	2,58	2,50

3. táblázat

1. táblázat

A négyhuzalos bemenet (F_{4be}) reflexiós csillapítása

f (Hz)	300	600	900	1200	1500	2000	2500	3000	3400
a (Np)	1,71	2,05	2,15	2,17	2,18	2,19	2,20	2,20	2,20

4. táblázat

A négyhuzalos bemenet és a kéthuzalos kapocspár közti csillapítás. Adási szint +2 Np($R_b = 600$ ohm),

TI	il.	73	000	- la ma ma al	landmara
11.11	PS	H.	DUNI	onmual	IEZALVA
TAKI	UD.	1 9	000	OIIIIII	TODAL TH

f (Hz)	300	600	900	1200	1500	2000	2500	3000	3400
a (Np)	0,92	0,86	0,84	0,82	0,81	0,80	0,80	0,80	0,80



a híd kiegyenlítése. Meg kívánjuk még jegyezni, hogy az áramköri elemek előírásai olyanok, hogy az elemeket beépítés előtt nem kell válogatni.

Mérési adatok

4 db elkészült elektronikus hibrid áramkörön végeztünk méréseket. A mérési adatok szórása elhanyagolhatóan kicsi volt, ezért az alábbi táblázatok a 4 közül kiválasztott legrosszabb mérési eredményeket tartalmazzák.

5. táblázat

A négyhuzalos bemenet és a kéthuzalos kapocspár közti csillapítás.

Adási szint -2 Np ($R_b = 600$ ohm), F_{4ki} és F_2 600 ohmmal lezárva

f (Hz)	300	600	900	1200	1500	2000	2500	3000	3400
a (Np)	0,99	0,92	0,90	0,90	<mark>0,90</mark>	0,89	0,89	<mark>0,</mark> 89	0,89

6. táblázat

A kéthuzalos kapocspár és a négyhuzalos kimenet közti csillapítás.

Adási szint +2 Np ($R_b = 600$ ohm), F_{4be} és F_{4ki} 600 ohmmal lezárva

f (Hz)	300	600	900	1200	1500	2000	2500	3000	3400
a (Np)	0,93	0,88	0,87	0,85	0,85	0,85	0,85	0,85	0,85

7. táblázat

A kéthuzalos kapocspár és a négyhuzalos kimenet közti csillapítás.

Adási szint -2 Np ($R_b = 600$ ohm), F_{4be} és F_{4ki} 600 ohmmal lezárva

f (Hz)	300	600	900	1200	1500	2000	2500	3000	3400
a (Np)	1,00	0,97	0,97	0,97	0,97	0,95	<mark>0,</mark> 95	0,95	0,95

LORX Á. - RÁCZ GY.; ELEKTRONIKUS HIBRIDÁRAMKÖR

8. táblázat

Négyhuzalos csillapítás.

Adási szint +2 Np ($R_b = 600$ ohm), $F_{4 \text{ki}}$ 600 ohmmal lezárva, F_2 nyitott

f (Hz)	300	600	900	1200	1500	2000	2500	3000	3400
α (Np)	3,02	3,68	4,32	5,03	5,73	6,00	5,92	5,60	5,20

9. táblázat

Négyhuzalos csillapítás.

Adási szint – 2 Np ($R_b = 600$ ohm), $F_{4 \text{ki}} 600$ ohmmal lezárva, F_2 nyitott

f (Hz)	300	600	900	1200	1500	2000	2500	3000	3400
a (Np)	2,71	2,88	2,92	2,92	2,92	2,92	2,90	2,90	2,90

Négyhuzalos csillapítás. Adási szint +2 Np ($R_b = 600$ ohm), F_{4kl} és F_2 600 ohmmal lezárva

3400 f (Hz) 300 600 900 1200 1500 2000 2500 3000 a (Np) 7.74 8,68 8,82 9,00 8,95 8.82 8,69 8,55 8,42

Négyhuzalos csillapítás. Adási szint -2 Np ($R_b = 600$ ohm),

F_{4ki} és F₂ 600 ohmmal lezárva

<i>f</i> (Hz)	300	600	900	1200	1500	2000	2500	3000	3400
a (Np)	5,20	5,20	5,20	5,20	5,20	5,20	5,20	5,20	5,20

IRODALOM

 Informationsheft des Instituts f
ür Post und Fernmeldewesen. 155 a. p. 200., 155 c. p. 83. Berlin

[2] CCITT Red Book V. bis ANNEX 6, pp. 328-336.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.396.962.23:629.783

Dr. Ferencz Cs. - Heller M.:

Megjegyzések a mesterséges holdak kétírekvenciás Doppler-mérésének hibaelemzéséhez

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 7. sz.

Mesterséges holdak Doppler-görbéit használó kutatásokban a közvetlen mérési eredményt felhasználás előtt még átalakítják. A cikk azt vizsgálja, hogy a kutatásban felhasználásra kerülő adatok hibája milyen feltételek mellett minimalizálható. Ezen optimalizálási feladat megoldásánál meghatározzák azokat a jellemzőket, amelyeket a mérési hibáknak közvetlen mérések eredményeinél optimális viszonyok eléréséhez ki kell elégíteniök.

ETO 621.314.21.001.2

Granát J. – Takács F.:

Vas- és ferritmagos transzformátorok méretezése

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 7. sz.

A szerzők kimutatják azt, hogy a transzformátorok réz- és vasveszteségi teljesítménye, melegedése, rézveszteségi állandója, torzítása és szórt kapacitása a vasmag méretével, a szórási tényező pedig a mag anyagának permeabilitásával van közvetlen kapcsolatban. Ezért a felsorolt adatokat a transzformátor műszaki előírásaiból kidolgozva, a technológiai tényezők és anyagállandók szórásával meghatározott biztonsággal számítható a transzformátor magmérete. Az eljárást a három bemutatott példán kívül igen soktéle típusú, felhasználási területű transzformátor tervezésénél használták és eredményessége szembeszökően jobb volt_az irodalomban eddig ismert eljárásoknál.

Обобшения

ДК 621.396.962.23:629.783

Д-р Ференц Ч.-Хеллер М.:

Замечания к анализу ошибок измерений методом Допплера двумя частотами спутников

НÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971)№ 7

В исследованиях спутников применяемых кривые Допплера результаты непосредственных измерений преображаются перед использованием. Статья рассматривает условия минимума ошибок данных используемых в исследованиях. При решении этой задачи оптимизации определяются параметры, которые должны быть удовлетворены результатами ошибок непосредственных измерений к получению оптимальных условий. ETO 621.382.3.012:681.3

Dr. Gärtner P.:

Tranzisztor Y paraméterek helygörbéjének meghatározása számítógéppel

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 7. sz.

A cikkben ismertetésre kerül egy, a Budapesti Műszaki Egyetem Elektroncsövek és Félvezetők Tanszékén oktatási célra készített ALGOL szubrutin, amely tranzisztorok Y paramétereit számítja ki a hibrid pi helyettesítő kép alapján. Ennek és néhány további szubrutinnak a felhasználásával program készült Y paraméteřek kiszámítására és helygörbés formában való ábrázolására. Ezt a programot a villamosmérnök hallgatók oktatásában a számítógépes módszerek alkalmazhatóságának szemléltetésére használták fel.

ETO 621.395.51

Lorx Á. – Rácz Gy.:

Elektronikus hibridáramkör

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 7. sz.

A cikk egy olyan beszédárammal vezérelt hibridáramkört mutat be, amelynek legjellemzőbb tulajdonsága, hogy a kéthuzalos oldal extrém lezárása esetén a visszafordulási csillapítás elég nagy marad ahhoz, hogy a négyhuzalos oldalakon gerjedés ne következhessen be. Részletesen ismerteti a hibridáramkör elméleti számítását és méretezését. Végezetül a szerzők által a BHG-ban realizált áramkör részletes mérési adatait közli.

Zusammenfassungen

DK 621.396.962.23:629.783

Dr. Ferencz, Cs. – Heller, M.:

Bemerkungen zur Fehleranalyse von Messungen mit Zweifrequenz-Doppler-Methode der Satteliten

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 7

In den Forschungen, welche die Doppler-Kurven der Satteliten benützen, werden die unmittelbaren Messergebnisse vor der Anwendung umändert. In dem Artikel werden jene Bedingungen untersucht, bei welchen die Fehler der in der Forschung angewendeten Angaben minimal werden. Bei der Lösung dieser Optimisierungsaufgaben werden jene Kennwerte bestimmt, welche die Messfehler zur Erreichung optimaler Verhältnisse bei den Ergebnissen von unmittelbaren Messungen befriedigen müssen.

11. táblázat

ЛК 621.314.21.001.2

Гранат И.-Такач Ф.:

Расчет трансформаторов со стальными и ферритовыми сердечниками

НІ́RADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапелт) XXII. (1971) № 7

Авторы показывают, что мощности потерь в меди обмоток и стали трансформаторов, их нагревы, коэффициент потерь меди, искажения и наразитные ёмкости непосредственно связаны с размерами сердечников, а коэффициент наразитной индуктивности с магнитной проницаемостью материалы сердечников. Поэтому, разработая перечисленные данные из технической спецификации трансформатора, размеры сердечника трансформатора могут быть определены с желаемой безопасностью, с учетом допусков параметров материала. Метод был применен в расчете трансформаторов различного типа и предназначения кроме трех показанных примеров и его эффективность была заметно лучше чем методы известны из литературы до сих пор.

ДК 621.382.3.012:681.3

Д-р Гертнер, П.:

Определение кривой мест У-параметров транзисторов с помощью ЭВМ

НІ́RADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971)№ 7

Описывается ALGOL субрутин разработанный на кафедре электронных ламп и полупроводниковых приборов Будапештского Технического Университета для исчисление У-параметров транзисторов на основе Университета для исчаление у-параметров траняисторов на основе эквивалентной схемы гибриц пи в целях образования. Использованием этого и других субругинов была составлена программа по исчислению и представлению в форме кривых мест У-параметров. Эта программа используется в образовании студентов электричества для представления применимости методов ЭВМ.

ДК 621.395.51

Лоркс А.-Рац Г.:

Электронная гибридная схема

НІ́RADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 7

Статья показывает гибридную схему, с управлением тока речи, самым характерным свойствам которого является, что, при экстремальной нагрузке двухпроводной стороны, затухание обратного поворога оста-ётся достаточно высоко, чтобы препятствовало самовозбуждению на четырехпроводной стороне. Подробно излагается теоретический и прак-тический расчёт габридной схемы. Наконец даны результаты измерений сталы оснимостреминой измогае РИС саяторами. схемы осуществленной на заводе ВНG авторами.

Summaries

UDC 621.396.962.23:629.783

Dr. Ferencz, Cs. – Heller, M.:

Remarks to the Error Analysis of the Two-frequency Doppler Measurement of Sattelites

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII, (1971) Nr 7

In researches usig the Doppler curves of sattelites the direct results are transformed before application. The paper examines by which conditions the errors of the data utilized in research can be mini-mized. At the solution of this task of optimization those characte-ristics are determined which have to be satisfied by the measure-ment errors to obtain optimum conditions of the results of direct measurements.

UDC 621.314.21.001.2

Granát, J. - Takács, F.:

Design of Iron and Ferrite Core Transformers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 7

The authors prove that the copper and iron loss power, warming up, copper loss constant, distortion and stray capacitance of the transformers is in direct relation with the dimensions of the iron core and the leakage coefficient is in direct relation with the permea-bility of the material of the core. Therefore working out the above data from the technical specifications of the transformers the size of the core of the transformer can be calculated with a safety deter-mined by the tolerances of technological conditions and material constants. The procedure was used, besides the three presented examples for the design of transformers of various types and fields of application and its efficiency was remarkably better than these known hitherto in the literature. CIOST

DK 621.314.21.001.2

Granát, J. - Takács, F.:

Dimensionierung der Transformatoren mit Eisen- und Ferritkernen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 7

Die Verfasser beweisen, dass die Kupfer- und Eisenverlustleistung, Die Verfasser beweisen, dass die Kupfer- und Eisenverlustleistung, Erwärmung, Kupferverlustkonstante, Verzerrung und Streukapa-zität der Transformatoren mit den Abmessungen des Eisenkernes und der Streufaktor mit der Permeabilität des Materials des Kernes in unmittelbarer Zusammenhang ist. Nach Ausarbeitung der obigen Angaben von den technischen Spezifikationen der Transformatoren kann die Kerngrösse der Transformatoren mit einer durch die Toleranzen der technologischen Faktoren und der Materialien-konstanten bestimmten Sicherheit ausgerechnet werden. Das Ver-fahren wurde nebst den drei illustrieften Beispielen noch beim Entwurf von Transformatoren vielerlei Typen und verschiedener Anwendungsgebieten benützt. Ihre Ergebnisse waren auffällig besser als die Ergebnisse jener Verfahren die bisher in der Fachliteratur veröffentlich wurden. veröffentlich wurden.

DK 621.382.3.012:681.3

Dr. Gärtner, P.:

Bestimmung der Ortskurven der Y-Parametern der Transistoren mit Rechenmaschine

ADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 7

Im Artikel wird eine am Lehrstuhl für Elektronenröhren und Halb-leiter der TU Budapest für Unterrichtzwecke zusammengestellte ALGOL-Subroutine erörtert, die V-Parameter von Transistoren aus den Elementen des Giacoletto-Ersatzschaltbildes ermittelt. Auf Grund dieser und einiger weiteren Subroutine wurde ein Verbrau-cher-orientiertes Rechenprogramm entworfen, das Y-Parameter bei verschiedenen Frequenzen ermittelt und in Form von Orts-kurven darstellt. Dieses Programm wurde in der Ausbildung der Studenten zur Veranschaulichung der rechenmaschinerieschen Methode in der Elektronik eingesetzt, als Teil einer Übungsauf-gabe. gabe.

DK 621.395.51

Lorx, Á. - Rácz, Gy.:

Elektronischer Hybridstromkreis

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 7

In dem Artikel wird solchein mit Sprechströmen gesteuerter Hybrid-Stromkreis erörtert, dessen wichtigste charakteristische Eigen-schaft ist, dass im Falle vom extremen Abschluss der Zweiderahtseite die Umkehrdämpfung hoch genug bleibt, um die Selbstschwingung auf der Vierdarhtseite zu vermeiden. Die theoretische Berechnung und die Bemessung des Hybridstromkreises wird eingehend aus-einandergesetzt. Zuletzt werden die ausführlichen Messangaben der Stromkreise, die die Verfasser in der Fabrik der BHG hergestellt baben beschrieben. haben, beschrieben.

Résumés

CDU 621.396.962.23:629.783

Ferencz, Cs. - Heller, M .:

Remarques à l'analyse des erreurs de mesure par la méthode Doppler acec deux fréquences en cas des satéllites

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 7

En utilisant les courbes Doppler représentant les résultats de mesure directs des satellites, ils doivent être transformés. L'article examine les conditions de minimum des erreurs des données utili-sées en cours des recherches. Pour résoudre cette tâche d'optimisa-tion on détermine les caractéristiques satisfaisant les conditions de réalisation des résultats optimaux en ce qui concerne les erreurs des mesures directes.

CDU 621.314.21.001.2

18833

OQ 22

Granát, J.-Takács, F.:

Calcul des transformateurs à noyaux de fer et de ferrite

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 7

HIRADASTECHNIKA (Budapest) XAII. (1971) N° 7 Les auteurs prouvent que les puissances des pertes de fer et de cuivre, élévation de température, constante de perte de cuivre, distorsion et capacité parasite des transformateurs sont liés directe-ment avec les dimensions du noyau, le coefficient de dispersion avec la perméabilité de la matière du noyau. En conséquence les dimen-sions du noyau du transformateure peuvent être calculés avec une sûreté déterminée par les tolérances des constantes de la matière et des conditions techniques, en élaborant les données énumerées de la spécification technique du transformateur. La méthode a été utilisée, en déhors des trois exemples présentés, pour le calcul des transformateurs de différents types et domaines d'applica-tion. Son éfficacité a été considérablement plus haute que celle-ci vies autres méthodes décrites dans la litterature. des autres méthodes décrites dans la litterature.

UDC 621.382.3.012:681.3

Dr. Gärtner, P.:

Computer Aided Determination of the Locus Curve of Y-Parameters of Transistors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 7

In the article an ALGOL-subroutine is discussed, written at the Department of Electron Valves and Semiconductors of the Budapest Technical University. This subroutine determines the X-parameters of transistors from the elements of the Giacoletto's equivalent circuit. A user oriented program based upon this and some other subroutines were composed which calculate Y-parameters as functions of frequency and print the loci of them. This program was applied for teaching students how to use computerized methods in electronics, as a design exercise.

UDC 621.395.51

Lorx, Á. – Rácz, Gy.:

Electronic Hybrid Circuit

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 7

The authors present a hybrid circuit controlled by speech currents, the most characteristic property of which is the prevention of self-oscillations on the four-wire side due to a sufficiently high return attenuation in the case of an extreme termination on the two-wire side. Theoretical calculation and design of hybrid circuits is presented in detail. Finally detailed measurement data of the circuit realized by the authors in the BHG Company are described.

CDU 621.382.3.012:681.3

Dr. Gärtner, P.:

Détermination de la courbe de lieux des paramètres Y des transistors par un ordinateur

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 7

L'article expose une subroutine ALGOL préparée par la Chaire des lampes électroniques et sémiconducteurs de l'Université Technique de Budapest pour les renseignement pour calculer les paramètres Y des transistors à la base du circuit équivalent hybride pi. Utilisant cette-ci et autres subroutines un programme était préparé pour calculer et représenter en forme des courbes de lieux des paramètres Y.

Ce programme est utilisé dans le renseignement des étudiants de la technique électrique pour illustrer l'application des méthodes de calcul par ordinateurs.

CDU 621.395.51

Lorx, A. - Rácz, G.:

Circuit électronique différentiel

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nº 7

L'article présente un circuit différetiel commandé par courants de parole ayant la propriété la plus caractéristique que l'atténuation de retour reste assez haute — en cas d'une terminaison extrême du coté à deux fils — pour empêcher autooscillation au coté à quatre fils. Le calcul théorique et pratique du circuit différentiel est exposé en détail. Enfin les résultats de mesure détaillés du circuit réalisé dans l'usine BHG sont donnés.