

E870

HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

7



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

TARTALOM

WINTER ERNŐ	193
DR. FERENCZ CSABA — HELLER MÁRTA: Megjegyzések a mesterséges holdak kétfrekvenciás Doppler-mérésének hibaelemzéséhez	194
Egyesületi hír	200
GRÁNÁT JÁNOS — TAKÁCS FERENC: Vas- és ferritmagos transzformátorok tervezése	201
Szemle	215
DR. GÄRTNER PÉTER: Tranzisztor Y paraméterek helygörbéjének meghatározása számítógéppel	216
LORX ÁDÁM — RÁCZ GYÖRGY: Elektronikus hibridáramkör	219
Tartalmi összefoglalások	223
Обобщения	223
Zusammenfassungen	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 jelzőszámmra. 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 oxidkatódú 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 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 platínával ötvözetet alkalmazott és ebbe az anódról lepárolgatott 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 elektronemissziója 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 követően 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 nagyteljesítményű csöveknél és adócsöveknél még ma is világszerte használják. Eljárást dolgozott ki és szabadalmaztatta a nagyérzékenységű vevőcsöveknél mutatkozó kellemetlen jelenség, a mikroфонia kiküszöbölésére. Winter Ernőnek ezzel a tevékenységével sikerült megalapoznia a magyar rádiócső gyártás világhírét.

A felszabadulás után Winter Ernő egyike volt az elsőnek, akik az Egyesült Izzó rádiócső gyártásának újból való megindításában résztvettek. Újfajta teleses 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 megkezdni.

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 emisszió növelésével foglalkozott egyrészt, másrészt viszont az izzólámpákban fellépő ívkisülések kiküszöbölésének problémájával. Ezekben a kutatásokban élete utolsó napjaig aktívan résztvett.

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

Emlékét kegyelettel őrizzük meg.

WINTER ERNŐ



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 hírviteli 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 Doppler-görbéi első lépésben két részre bonthatók: frekvenciával arányosan változó tagok és a frekvencia reciprokával arányosan változó tagok.

$$\Delta f = \Delta f_0 + \sum_{i=1}^n \frac{A_i}{f^i} \quad (1)$$

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 $\sum_{i=1}^n \frac{A_i}{f^i}$ -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” korrekciónak [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:

$$\begin{aligned} \Delta f_1 &= \Delta f_0 + a_1 \\ \Delta f_2 &= \frac{f_2}{f_1} \Delta f_0 + \frac{f_1}{f_2} a_1 \end{aligned} \quad (2)$$

Ez az egyenletrendszer minden mérési pontra igaz. Így az egyenletrendszert annyszor 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 adatsortokat 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,
- Δf_1 és Δf_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.

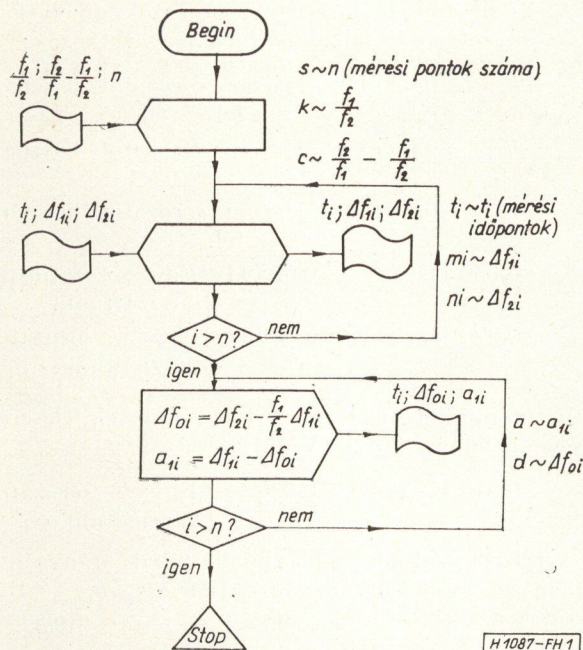
A számítógépes programok ismertetése

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

Az ODRA 1013 legfontosabb jellemzői: kis ferritmémóriával és soros operatív dob-memóriával rendelkezik. Memóriakapacitása a dobon $8 \cdot 2^{10}$ rekesz, a ferritben 256 rekesz. Átlagos műveleti sebesség a dobmémória használata esetén 45 művelet/s, a ferritmémóriával 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-



1. ábra

külön el kell végezni, az idő csak „sorszám” szerepet játszik, azaz időpillanatonként meghatározzuk a Δf_{0i} -t és a_{1i} -t, ahol az i sorszám és a t_i 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_{1i} -t és Δf_{2i} -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 rendelkezésre 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 görbékéből 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 előállítás

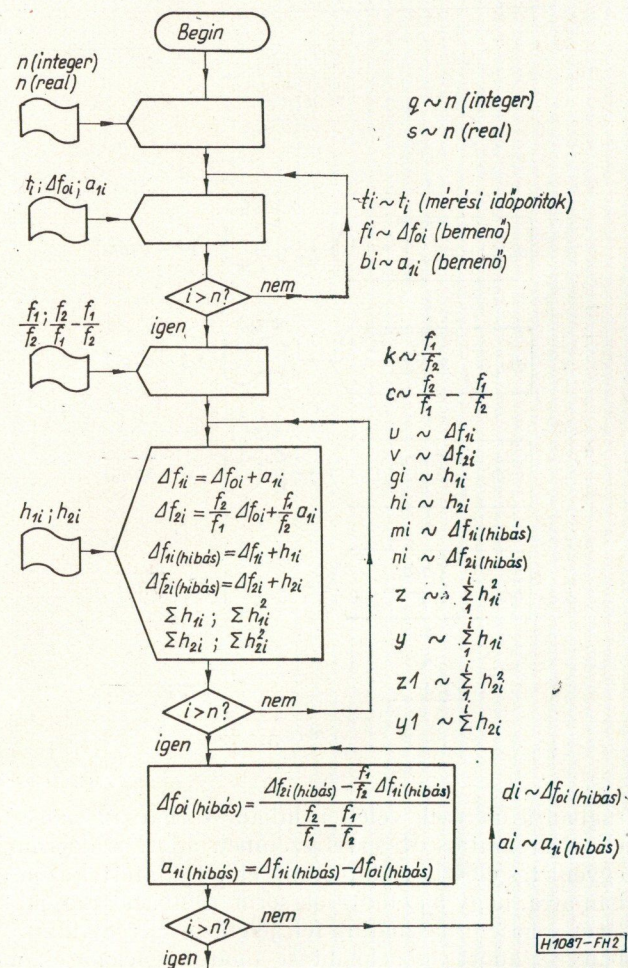
A számításnál szükséges elméleti Δf_0 és a_1 előállításáról az előzőekben szoltunk. Δf_1 és Δf_2 ezekből számítással adódik.

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

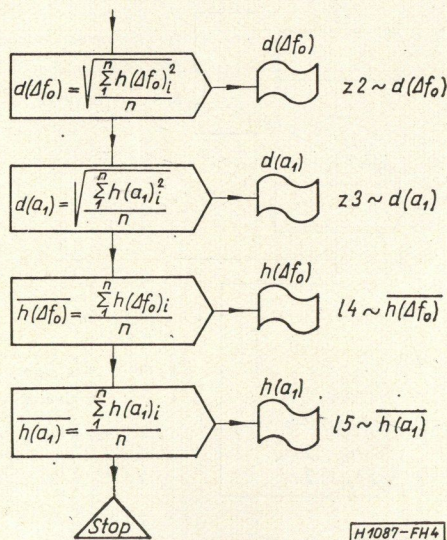
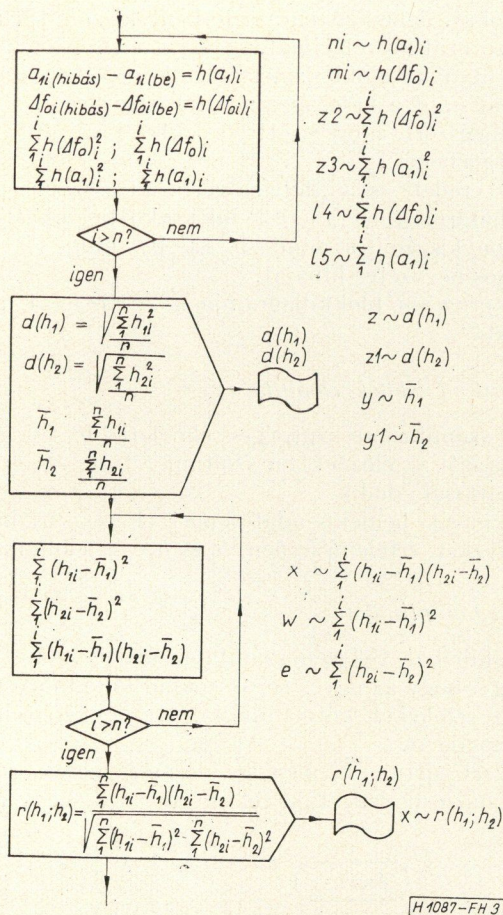
A hiba amplitúdója

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-



2. ábra



ságban a mérések véletlen hibája várhatóan Gauss-eloszlást 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:

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

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

A hibasorozatok korrelációja

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

h_1 -re pénzfeldobással két előjelsorozatot állítottunk elő.

Ezután véletlen számtáblázatból kivettük annak a b darab h_2 elemnek a sorsszámát, 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 ($b = 30, 28, 26, \dots, 4, 2, 0$) csökkent.

A tapasztalat szerint, ha

$$b = 30, \quad r \cong 0,8 \div 0,85;$$

$$b = 14 \div 16, \quad r \cong 0;$$

$$b = 0 \quad 0 \quad r \cong -0,8 \div -0,85$$

Ily módon az r paramétert igen jól be lehetett állítani az előre keresett érték közelébe. A teljesség kedvéért $r = +1$, illetve $r = -1$ paraméterű görbék 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:

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

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

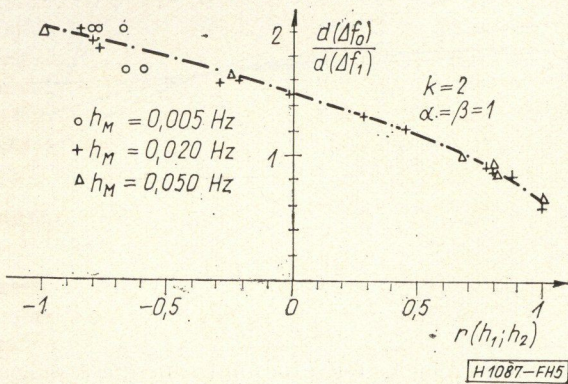
$$f(r) = \frac{d(\Delta f_0)}{d(h)} \quad \text{és} \quad g(r) = \frac{d(a_1)}{d(h)} \quad (4)$$

függvényeket.

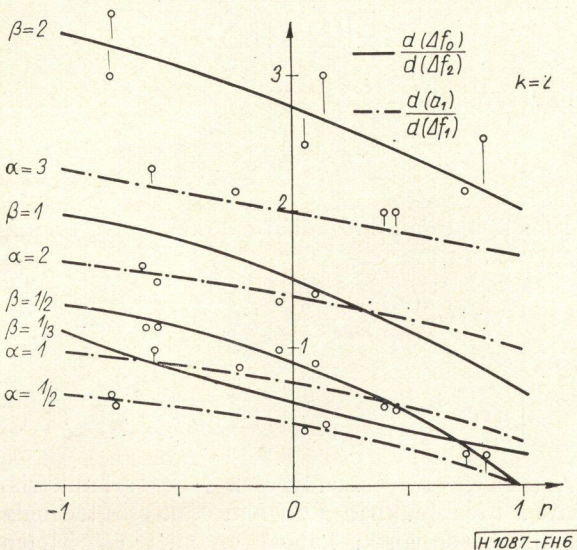
A kapott pontokat ábrázoltuk és a legkisebb négyzetek módszerével másodfokú polinomot fektettünk át rajtuk (5. ábra).

A legjobban simuló parabola egyenlete

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



5. ábra



6. ábra

(Az együtthatók meglehetősen eltérnek a későbbiek során levezetett elvi képletből számíthatóktól, azonban a $-1 \leq r \leq 1$ intervallumban a két polinom nagyon kevésbé 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

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

függvényekbe rendezni, és

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

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

$$\begin{aligned} \frac{d(\Delta f_0)}{d(h_2)} &= f\left[r; \frac{f_2}{f_1}; \frac{d(h_1)}{d(h_2)}\right] \\ \frac{d(a_1)}{d(h_1)} &= g\left[r; \frac{f_2}{f_1}; \frac{d(h_1)}{d(h_2)}\right] \end{aligned} \quad (8)$$

hibafüggvényeket vizsgáltuk. Ha feltesszük, hogy h_1 és h_2 számtani átlaga ≈ 0 — amit az általánosság megszorítása nélkül megtehetünk, hiszen az állandó hibák hatása úgyszólván külön vizsgálándó [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

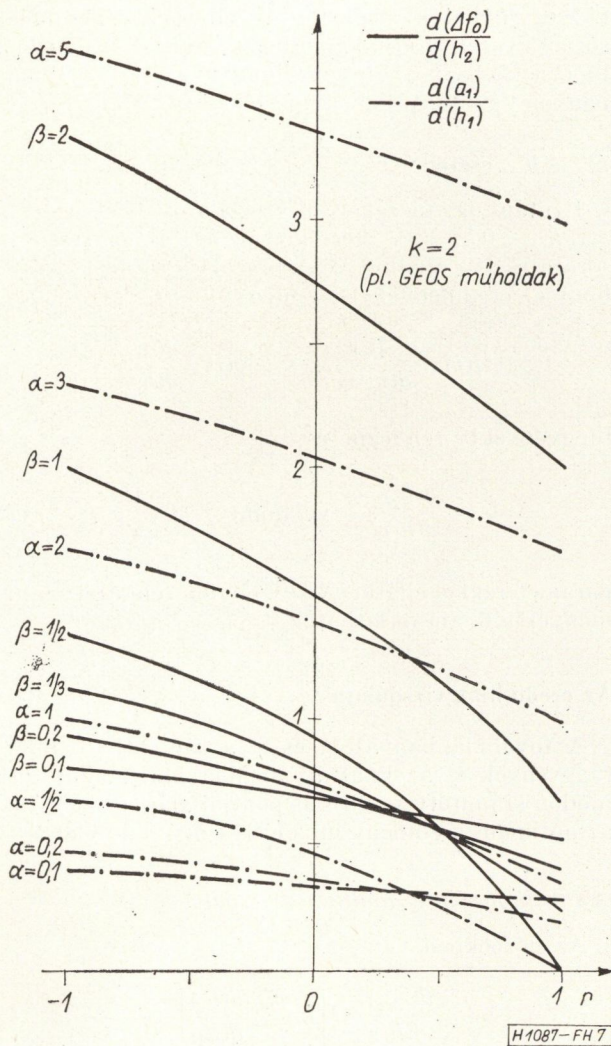
$$\Delta f_{0i} + \delta_{0i} = \frac{(\Delta f_{2i} + h_{2i}) - f_1/f_2 (\Delta f_{1i} + h_{1i})}{f_2/f_1 - f_1/f_2}$$

és

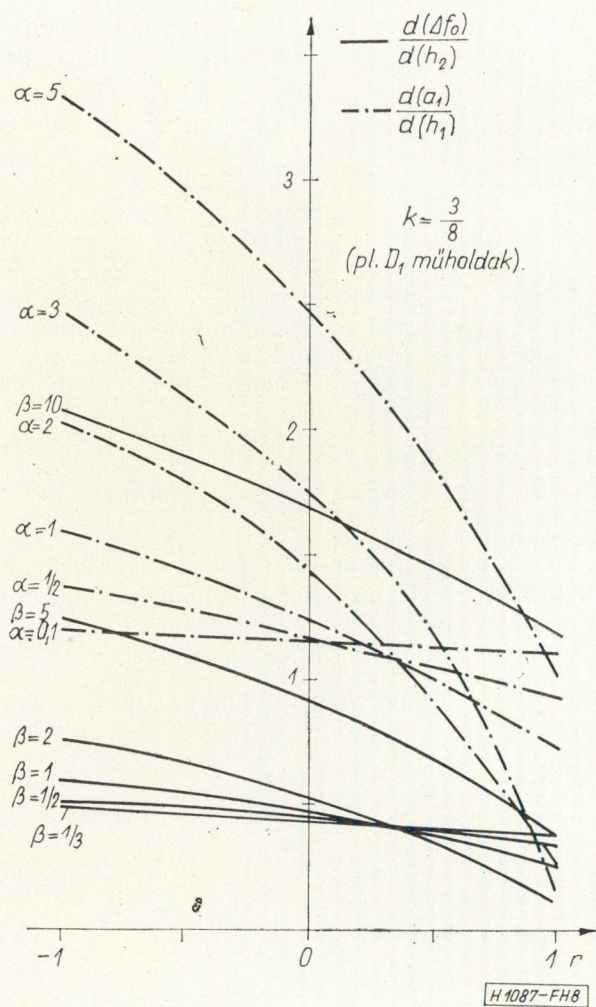
$$a_{1i} + \delta_{1i} = (\Delta f_{1i} + h_{1i}) - (\Delta f_{0i} + \delta_{0i}) \quad (9)$$

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

$$\begin{aligned} \delta_{0i} &= k \frac{h_{2i} - k h_{1i}}{1 - k^2} \\ \delta_{1i} &= \frac{h_{1i} - k h_{2i}}{1 - k^2} \end{aligned} \quad (10)$$



7. ábra



8. ábra

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

$$\begin{aligned} \sqrt{n} \cdot d(\Delta f_0) &= \sqrt{\sum_{i=1}^n \delta_{0i}^2} = \left| \frac{k}{1-k^2} \right| \sqrt{\sum_{i=1}^n (h_{2i} - kh_{1i})^2} \\ \sqrt{n} \cdot d(a_1) &= \sqrt{\sum_{i=1}^n \delta_{1i}^2} = \left| \frac{1}{1-k^2} \right| \sqrt{\sum_{i=1}^n (h_{1i} - kh_{2i})^2} \end{aligned} \quad (11)$$

A továbbiak kedvéért célszerű a négyzetreemelést elvégezni, azaz

$$\begin{aligned} \sqrt{n} \cdot d(\Delta f_0) &= \left| \frac{k}{1-k^2} \right| \sqrt{\sum_{i=1}^n (h_{2i}^2 + k^2 h_{1i}^2 - 2kh_{1i}h_{2i})} \\ \sqrt{n} \cdot d(a_1) &= \left| \frac{1}{1-k^2} \right| \sqrt{\sum_{i=1}^n (h_{1i}^2 + k^2 h_{2i}^2 - 2kh_{1i}h_{2i})} \end{aligned} \quad (12)$$

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

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

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

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

Ennek alapján megadható a két keresett hibafüggvény:

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

és

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

A (14) és (15) összefüggések teljes szimmetriája miatt a továbbiakban általában csak (15)-tel foglalkozunk. Azonban a kapott eredmények értelem-szerűen átvihetők a másokra is.

Ábrázolva a $g(r)$ görbét (14) és az $f(r)$ görbét (15) szerint, a 7. és 8. ábrán látható eredményekhez jutunk. A mérésre legtöbbször 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:

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

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 $r > k$,

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

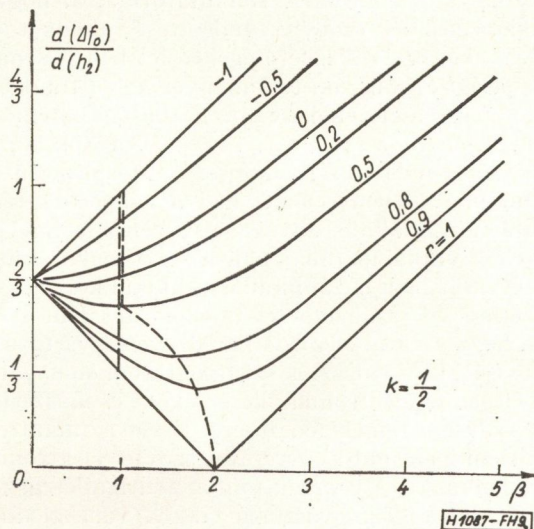
ahol $d(h)_{\min}$ a mérésben elérhető legkisebb hibát jelzi. Amikor $r \leq k$, akkor — tekintve, hogy $d(h)_{\min}$ -nál kisebb hiba biztosítása lehetetlen —

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

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 értékben tartani, s a kisebb frekvencián az optimális, az



9. ábra

előzőnél nagyobb hibát választani. Így nagy r -nél igen kicsi, $r \approx +1$ esetén közelítően nulla eredmény-hiba 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:

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

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

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

(18)-ből meghatározzuk az y minimális értékéhez tartozó

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

értéket, amely

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

Bevezetve az

$$F = \frac{a_{1M}}{\Delta f_{0M}} \cong \frac{a_{1r}}{\Delta f_{0r}} \quad (19)$$

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

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

A tényleges mérési hibaértékek kiválasztásánál α_{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 pontosabb ($\Delta f/f = 3 \sim 5 \cdot 10^{-9}$) mérőrendszer esetén is az igényelt igen pontos Doppler-eredmények

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

biztosíthatók.

Szám példa

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 hiba-korreláció $r = 0,8$. Végezzük a mérést navigációs vagy geodéziai célból.

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

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

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

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

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

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

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

- [1] 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. Tarsai: 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. Tarsai: 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 Astrodynamical 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. Drahoš, Cs. Ferencz, I. Ferencz, F. Horváth and Gy. Tarsai: Some Theoretical Contributions Concerning Doppler Geodetical Measurements. Space 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 kvázielektronikus telefonközpont vezérlő része feltétlenül számítógép jellegű berendezéssé válik, várhatóan rövidebb alkalmazási időtartammal. Ez a tendencia talán az egész telefonközpontokra is érvényesül idővel. Mások szerint a helyzet kiegyenlítődik, mert a félvezető technológia hatalmas beruházásai lassítani fogják az alkatrész fejlődést. Többben 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 szempon-

toknak, 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 együttműködés kiterjesztésére, előrehaladva a gazdasági integráció útján. Ennek szerves részét képezi a specializált kiállítások rendszeres rendezése. A Maspriborintorg 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 fedezésére. Ezért az alkatrész-ellátásban 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 hálózati függvényeire adott előírásokból meghatározhatóak:

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

Ezeknek a hálózati függvényekből való meghatározásával nem foglalkozunk, ezeknek számítását ismert-

nek 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 hálózati függvények 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 rézvesztési teljesítmény, valamint a vasvesztési teljesítmény és a transzformátorok mérete közötti kapcsolatot megvizsgálni, mivel ezek a mennyiségek nemlineáris és komplex impedanciával 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 rézvesztési teljesítmény,
- a vasvesztési teljesítmény,
- a melegedés,
- a rézvesztési állandó,
- a torzítás,
- a szórtási tényező,
- a szórt kapacitás.

A továbbiakban ezeket a kapcsolatokat leíró összefüggéseket ismertetjük.

A rézvesztési teljesítmény

A hatásfokkal kapcsolatban kifejtett gondolatnak megfelelően a rézvesztési teljesítményt abban a frekvenciatartományban határozzuk meg, melyben a rézvesztési 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 vasvesztési ellenállást is, mivel a vasvesztéssel külön fejezetben foglalkozunk és a rézvesztést csak kevésbé befolyásolja. Az eredeti és az egyszerűsített helyettesítő kapcsolat az 1. ábrán látható. Tetszőleges számú szekunder

tekercset tartalmazó transzformátor i -dik tekercsének a veszteségi teljesítménye:

$$P_{ri} = I_{ieff}^2 R_{ri} \quad (1)$$

A tekercs huzallellenállása:

$$R_{ri} = n_i^2 \frac{\rho_r l_k}{F_{ri} A_{ti}} \quad (2)$$

(Az alkalmazott jelölések értelmezését lásd a Függelékben.)

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

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

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

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

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-

nesmag indukciója amplitúdóját a mágnesezési görbe nemlinearitása azonban korlátozza; legnagyobb megengedhető értéke a felhasznált mágnesmag anyagra jellemző. Ezért, jöllehet a rézvesztési 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 szinuszalakú hullámformára vonatkozó megkötést — a továbbiakban a feszültségnek is az effektív értékével számolunk és a (4) egyenletet az (1)-be helyettesítve, az i -edik tekercs rézvesztési teljesítményére kapjuk:

$$P_{ri} = 2 \frac{U_{ieff}^2 I_{ieff}^2 \rho_r l_k}{\omega_m^2 B_1^2(\omega_m) A_m^2 F_{ri} A_{ti}} \quad (5)$$

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

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

Ennek felhasználásával az i -edik tekercs veszteségi teljesítménye

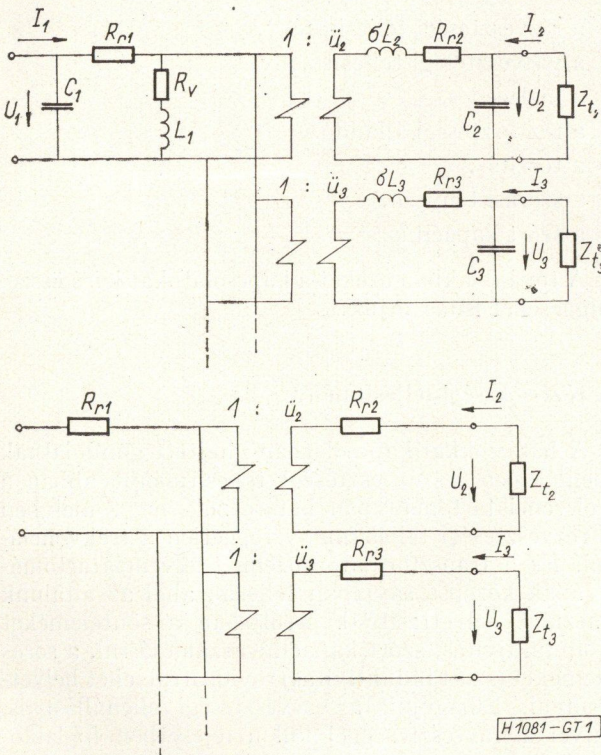
$$P_{ri} = 2 \frac{U_{ieff} I_{ieff} \sum_{i=1}^n (U_{ieff} I_{ieff}) \rho_r l_k}{\omega_m^2 B_1^2(\omega_m) A_m^2 F_r A_t} \quad (7)$$

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

$$P_r = \sum_{i=1}^n P_{ri} = 2 \frac{\left(\sum_{i=1}^n U_{ieff} I_{ieff} \right)^2}{\omega_m^2 B_1^2(\omega_m) A_m^2 F_r A_t} \frac{\rho_r l_k}{A_m^2 F_r A_t} \quad (8)$$

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

$$A_{tr} = \frac{\rho_r l_k}{F_r A_t A_m^2} \quad (9)$$



1. ábra. Több tekercses transzformátor általános és közép-frekvenciás helyettesítő kapcsolása

A transzformátor-állandóval a transzformátor réz-vesztési teljesítményét a következő formában írhatjuk fel:

$$P_r = 2 \frac{\left(\sum_{i=1}^n U_{ieff} I_{ieff} \right)^2}{\omega_m^2 B_1^2(\omega_m)} A_{tr}. \quad (10)$$

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 villamos-ságtani 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 transzformátor-nál 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 rézvesztési teljesítmény

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

alakban írható.

A vasvesztési teljesítmény

Terhelt transzformátorokban a vasvesztési teljesítmény kis mágneses térerősséggel (a Rayleigh-tartomány határain belül) működő transzformátorokban elhanyagolható. (Üresjárásban ezekben a transzformátorokban is összemérhető a vasvesztés a réz-vesztéssel.) A vasvesztési teljesítmény nagy mágneses térerősséggel működő transzformátoroknál egy nagyságrendben van a rézvesztési teljesítménnyel. Tekintve, hogy nagy mágnesezéskor a hiszterézisgörbe analitikus alakja egyszerű formában nem adható meg, a vesztési teljesítményt nem számítással, hanem mérésekkel szokás meghatározni. A mágneses anyagok tömegegységére eső vesztési teljesítményt vesztési számnak nevezik, melyből a vesztési teljesítmény a (12) összefüggéssel számítható:

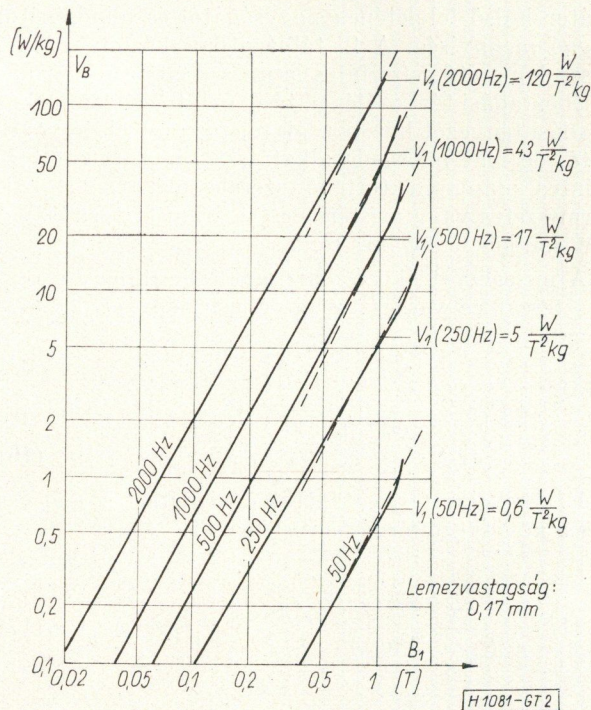
$$P_v = \gamma_v V_m V_B \quad (12)$$

A vesztési szám az indukciónak magasabb fokú hatványával arányos. Tekintve, hogy a rézvesztés az indukció második hatványától fordítottan függ, a két vesztés összegének az indukció függvényében helyi minimuma van. A helyi szélső értéknek a gyakorlat igényeit kielégítő pontossággal való meghatározásához a vesztési számot az alábbi közelítő összefüggéssel lehet kifejezni:

$$V_B \cong V_1 B_1^2, \quad (13)$$

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

$$P_v \cong \gamma_v V_m V_1 B_1^2. \quad (14)$$



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

A 2. ábrán bemutatjuk a vesztési szám mérési eredményeit Trafoferm 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 vesztési számot mintegy $\pm 10\%$ eltéréssel közelítettük meg, amely figyelembe véve a vesztési 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:

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

Megjegyezzük, hogy a transzformátor belső hőmérséklete a valóságban nem mindenhol azonos, hanem a külső felület közelében kisebb, a belső részen 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 kiserelt transzformátorral, üzemszerűen működtetett berendezésben a transzformátor helyén mérhető hőmérsékletet értjük. A transzformátor hőátadási tényezője a transzor-

mátor 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 melegező alkatrészről nem fűtött vízszintes alaplapra történő szereléssel 10–20%-kal, természetes vagy mesterséges légáram biztosításával 30%-kal lehet növelni.

A melegeedést okozó disszipált teljesítmény a rézvesztési és vasvesztési teljesítménynek az összege:

$$P_d = P_r + P_v = 2 \frac{\left(\sum_{i=1}^n U_{ieff} I_{ieff} \right)^2}{\omega_m^2 B_1^2(\omega_m)} A_{tr} + \gamma_v V_m V_1 B_1^2(\omega_m) \quad (16)$$

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

$$\Delta T = 2 \frac{\left(\sum_{i=1}^n U_{ieff} I_{ieff} \right)^2}{\omega_m^2 B_1^2(\omega_m)} \frac{A_{tr}}{k_T} + \gamma_v V_1 B_1^2(\omega_m) \frac{V_m}{k_T} \quad (17)$$

A rézvesztési állandó

A primer tekercs rézvesztési állandója a primer tekercs huzallellenállásának és induktivitásának hányadosából számítható:

$$K_1 = \frac{R_{r1}}{L_1} \quad (18)$$

A huzallellenállást

$$R_{r1} = n_1^2 \frac{\rho_r l_k}{F_{r1} A_{r1}}$$

kifejezéssel, az induktivitást

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

összefüggéssel behelyettesítve, a rézvesztési állandó a következő alakban írható:

$$K_1 = \frac{\rho_r l_k l_m}{\mu \mu_0 A_m F_{r1} A_{r1}} \cdot$$

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

$$\mu K_1 = \frac{\rho_r l_k l_m}{\mu_0 A_m F_{r1} A_{r1}} \quad (19)$$

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:

$$k_{3\bar{u}} = \frac{3}{5} h H_1 \quad (20)$$

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:

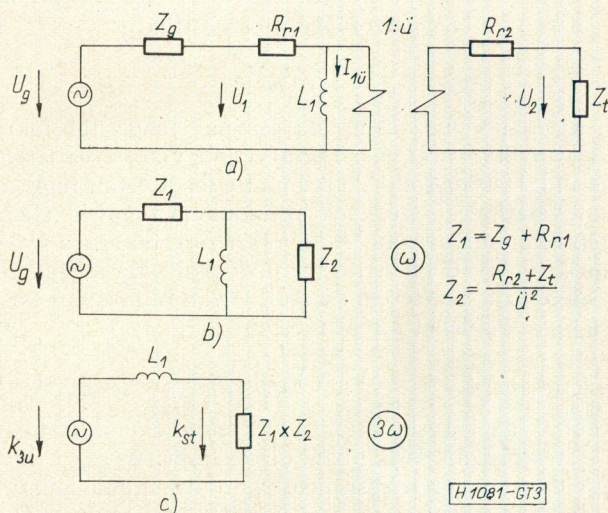
$$H_1 = \frac{n_1 I_{1\bar{u}}}{l_m}; \quad I_{1\bar{u}} \cong \frac{U_1}{j\omega L_1}; \quad n_1 = \sqrt{\frac{L_1 l_m}{\mu \mu_0 A_m}}$$

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

$$k_{3\bar{u}} = \frac{3}{5} \frac{h U_1}{\omega \sqrt{\mu \mu_0 L_1 V_m}} \quad (21)$$

Transzformátoroknál az így számított torzítás a főinduktivitáshoz tartozik és akkor mérhető, ha a főinduktivitást a harmadik harmonikus frekvenciáján szakadás zárja le. Véges impedanciájú zárásk között működő transzformátornál a 3. ábrán láthatjuk ω alaphérfrekvencián (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 , σL_0) elhagytuk a kapcsolásokból. Az utóbbiból közvetlenül belátható, hogy véges impedanciájú zárással működő transzformátornál a terhelt torzítás a következő összefüggéssel határozható meg az üresjárási torzításból:

$$k_{3t} = k_{3\bar{u}} \frac{Z_1 \times Z_2}{(Z_1 \times Z_2) + j3\omega L} \quad (22)$$



3. ábra. Helyettesítő kapcsolások a torzítás számításához

A szórás tényező

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

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

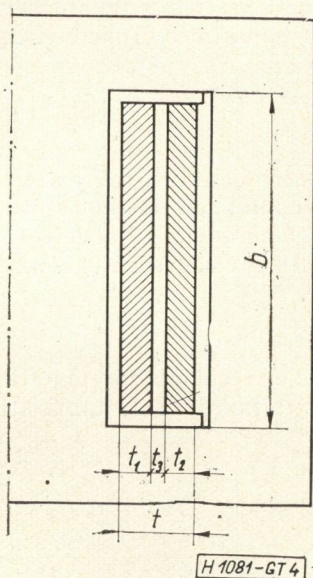
Tájékozódó számításoknál a szigetelés vastagságát a tekercsek magassága összegének harmada mellett elhanyagolhatjuk, így a következő közelítést kapjuk:

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

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

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

Megjegyezzük, hogy a szórt induktivitás, illetve a szórás tényező a primer és szekunder tekercs több rétegre való osztásával és az egyes rétegeknek változó



4. ábra. Egyszerű réteges tekercselésű transzformátor metszete

kozó sorrendben történő tekercselésével jelentősen csökkenthető. A (25) egyenlet alapján könnyű belátni, hogy a szórás 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 szabványokban 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:

$$C_1 = 3 \epsilon_1 \epsilon_0 \frac{l_k b}{t \left(1 - 2 \sqrt{\frac{F_r}{\pi}} \right)} \quad (26)$$

Megjegyezzük azonban, hogy az eddig felsorolt transzformátor-jellemzők közül a szórt kapacitás számítása a legbizonytalanabb, mivel a nevezőben levő különbségben szereplő F_r rézköltési 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 hálózathoz 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

- $U_{2\text{ eff}}$ — a lineáris terhelés feszültségének effektív értéke
 $I_{2\text{ eff}}$ — 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

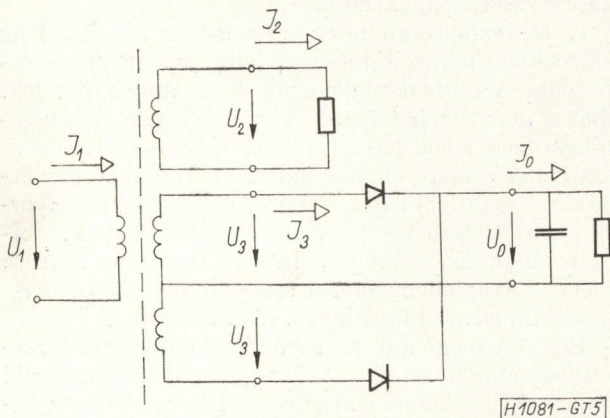
(A két utóbbi a vasmag anyagára jellemző.)

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.
2. 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 $\frac{\sqrt{V_1}}{2} \sum_{i=1}^n U_{i\text{ eff}} I_{i\text{ eff}}$ -vel:

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

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

Kétszer logaritmikus koordináta-rendszerben ábrá-

zolva ezeket az egyenleteket a $\frac{\sum_{i=1}^n U_{i\text{ eff}} I_{i\text{ eff}}}{2B_1^2 \sqrt{V_1}}$ függvé-

nyében jellegzetes V alakú görbéket kapunk. A 6. ábrán a szabványos méretű EI magok görbéit látjuk. (A görbék szerkesztésénél a rézkötési tényezőt 0,25-re, a vaskötési 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 veszteségi 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	k_U	k_I	k_P
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.

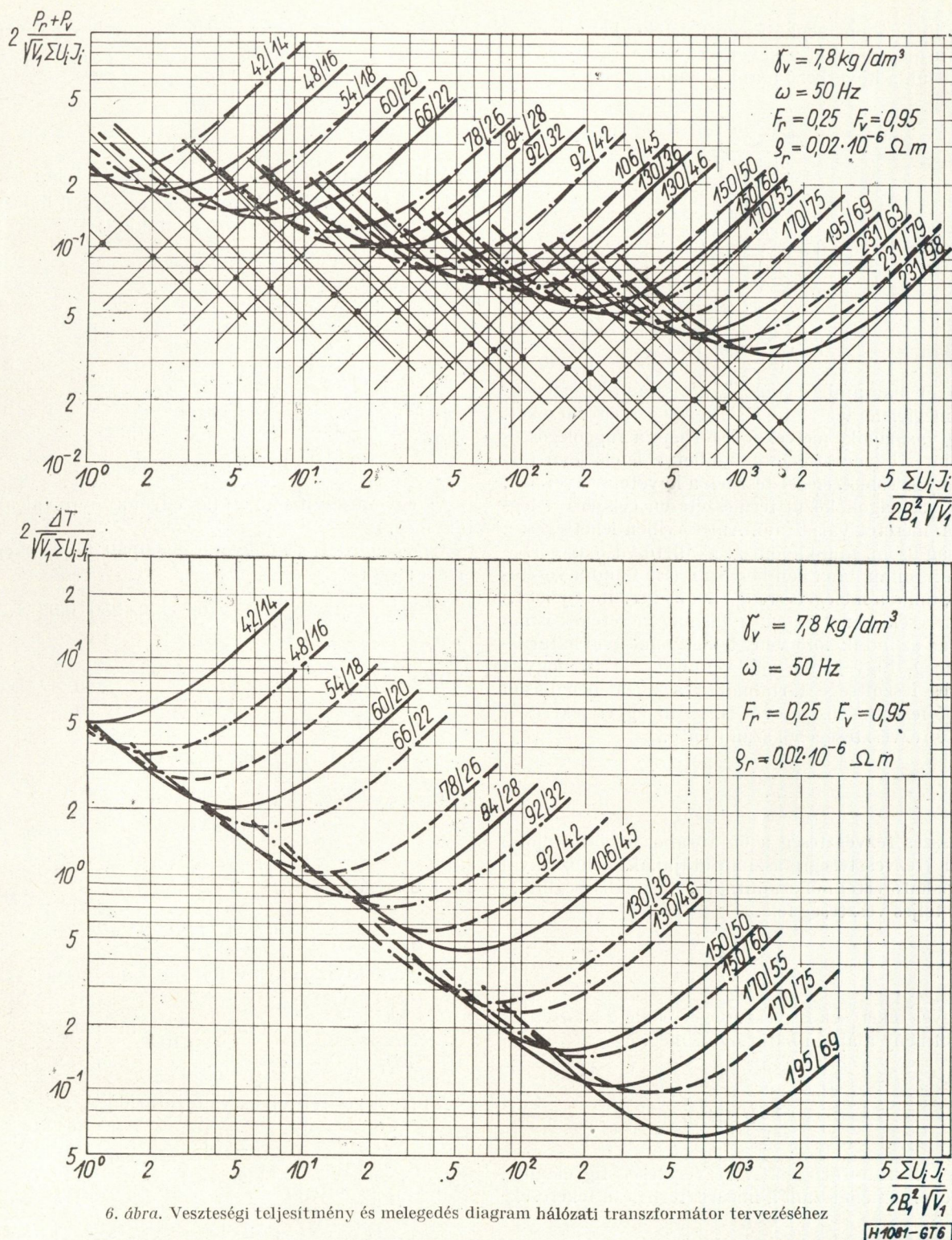
Az egyenirányító tekercsére vonatkozóan

$$U_{3\text{ eff}} = k_u U_0$$

$$I_{3\text{ eff}} = k_i I_0$$

és

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



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.

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:

$$\frac{\sum_{i=1}^n U_{i \text{ eff}} I_{i \text{ eff}}}{2B_{1M}^2 \sqrt{V_1}} \cdot \frac{2P_d}{\sqrt{V_1} \sum_{i=1}^n U_{i \text{ eff}} I_{i \text{ eff}}} \cdot \frac{2\Delta T_M}{\sqrt{V_1} \sum_{i=1}^n U_{i \text{ eff}} I_{i \text{ eff}}}$$

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, elegendő 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 rézvesztéséből számítható.

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

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

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

Az egyes tekercsek rézvesztését 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 rézvesztés figyelembevételével a menetszám a lineáris terhelésű tekercsekénél:

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

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

A huzalellenállások a következőképpen adódnak:

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

A huzalátmérő pedig a közepes menethossz ismeretében

$$d_i = 2 \sqrt{\frac{n_i l_k q_r}{\pi R_{ri}}} \quad (28)$$

Példák

A tervezés menetét két példán mutatjuk be:

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

$$\begin{aligned} U_{1 \text{ eff}} &= 220 \text{ V} \\ U_{2 \text{ eff}} &= 6,3 \text{ V} \\ I_{2 \text{ eff}} &= 3,2 \text{ A} \\ U_0 &= 250 \text{ V} \\ I_0 &= 0,08 \text{ A} \\ \eta_{\min} &= 0,85 \\ \Delta T_M &= 45 \text{ }^\circ\text{C} \\ V_1 &= 2 \text{ W/kgT}^2 \\ B_{1M} &= 1 \text{ T} \\ d_v &= 0,5 \text{ mm } (F_v = 0,95) \end{aligned}$$

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:

$$U_{2 \text{ eff}} I_{2 \text{ eff}} = 6,3 \cdot 3,2 = 20,2 \text{ VA}$$

$$U_{3 \text{ eff}} I_{3 \text{ eff}} = 2k_u k_i U_0 I_0 = 2 \cdot 0,9 \cdot 1,2 \cdot 2 \cdot 250 \cdot 0,08 = 43,2 \text{ VA}$$

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

Ezek összege:

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

A diagramok vízszintes változója számszerűen:

$$\frac{\sum_{i=1}^3 U_{i \text{ eff}} I_{i \text{ eff}}}{2B_{1M}^2 \sqrt{V_1}} = \frac{115,4}{2 \cdot 1^2 \cdot \sqrt{2}} = 40,8 \frac{\text{m}^2}{\text{s}} \sqrt{\frac{\text{kgV}}{\text{V}}}$$

A függőleges tengelyek változói pedig:

$$\frac{2P_{dM}}{\sqrt{V_1} \sum_{i=1}^3 U_{i \text{ eff}} I_{i \text{ eff}}} = \frac{2 \cdot 7,8}{\sqrt{2} \cdot 115,4} = 0,096 \frac{\text{s}}{\text{m}^2} \sqrt{\frac{\text{kgV}}{\text{A}}}$$

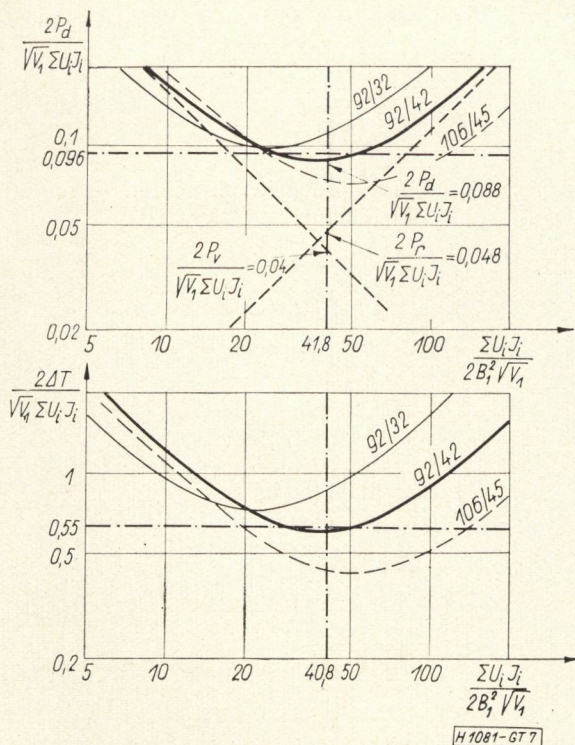
$$\frac{2\Delta T_M}{\sqrt{V_1} \sum_{i=1}^3 U_{i \text{ eff}} I_{i \text{ eff}}} = \frac{2 \cdot 45}{\sqrt{2} \cdot 115,4} = 0,55 \frac{\text{s} \cdot \text{C}^\circ}{\text{m}^2} \sqrt{\frac{\text{kg}}{\text{VA}^3}}$$

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 következők:

$$A_m = F_v A_g = 0,95 \cdot 1,26 \cdot 10^{-3} = 1,195 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$$

$$V_m = F_v V_g = 0,95 \cdot 0,225 \cdot 10^{-3} = 0,205 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3$$

$$l_k = 0,1943 \text{ m}$$



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

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

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

$$P_r = \frac{0,048}{0,088} 7,15 = 3,9 \text{ W}$$

$$P_e = \frac{0,04}{0,088} 7,15 = 3,25 \text{ W}$$

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

$$P_{r1} = 3,9 \frac{51,3}{114,8} = 1,73 \text{ W}$$

$$P_{r2} = 3,9 \frac{20,2}{114,8} = 0,69 \text{ W}$$

$$P_{r3} = 3,9 \frac{43,2}{114,8} = 1,48 \text{ W}$$

Relatív rézvesztések számértéke:

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

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

$$n_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot 220(1 - 0,031)}{6,28 \cdot 50 \cdot 1 \cdot 1,95 \cdot 10^{-3}} = 803 \text{ menet}$$

$$R_{r1} = 1,73 \left(\frac{220}{51,3} \right)^2 = 29,5 \Omega$$

$$d_1 = 2 \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-8} \cdot 0,194 \cdot 803}{29,5 \cdot 3,14}} = 0,368 \text{ mm}$$

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

$$n_2 = \frac{\sqrt{2} \cdot 6,3 \cdot (1 + 0,031)}{6,28 \cdot 50 \cdot 1,195 \cdot 10^{-3}} = 25 \text{ menet}$$

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

$$d_2 = 2 \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-8} \cdot 0,194 \cdot 25}{0,061 \cdot 3,14}} = 1,4 \text{ mm}$$

$$2n_3 = \frac{2 \cdot 225}{6,28 \cdot 50 \cdot 1,195 \cdot 10^{-3}} = 2 \cdot 848 \text{ menet}$$

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

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

Ennek megfelelő szabványos átmérő 0,25 mm.

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

$$U_{1 \text{ eff}} = 220 \text{ V}$$

$$U_{2 \text{ eff}} = 6 \text{ V}$$

$$P_2 = 20 \text{ W}$$

$$\eta_{\min} = 0,8$$

$$\Delta T_M = 40 \text{ C}^\circ$$

$$V_1 = 2 \text{ W/kgT}^2$$

$$B_{1M} = 1 \text{ T}$$

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:

$$\frac{\sum_{i=1}^2 U_{i \text{ eff}} I_{i \text{ eff}}}{2B_1^2 \sqrt{V_1}} = \frac{45}{2 \cdot 1^2 \cdot \sqrt{2}} = 16 \frac{\text{m}^2}{\text{s}} \sqrt{\frac{\text{A kg}}{\text{V}}}$$

$$\frac{2P_{dM}}{\sqrt{V_1} \sum_{i=1}^2 U_{i \text{ eff}} I_{i \text{ eff}}} = \frac{2 \cdot 5}{1,4 \cdot 45} = 0,158 \frac{\text{s}}{\text{m}^2} \sqrt{\frac{\text{V kg}}{\text{A}}}$$

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

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

$$A_m = 0,676 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$$

$$V_m = 92,8 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3$$

$$A_{lr} = 55 \text{ Ω/m}^4$$

$$k_T = 0,11 \text{ W/C}^\circ$$

$$l_k = 0,145 \text{ m}$$

A (10) egyenlet felhasználásával a rézvesztés:

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

A vasvesztés a (14) egyenlet alapján

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

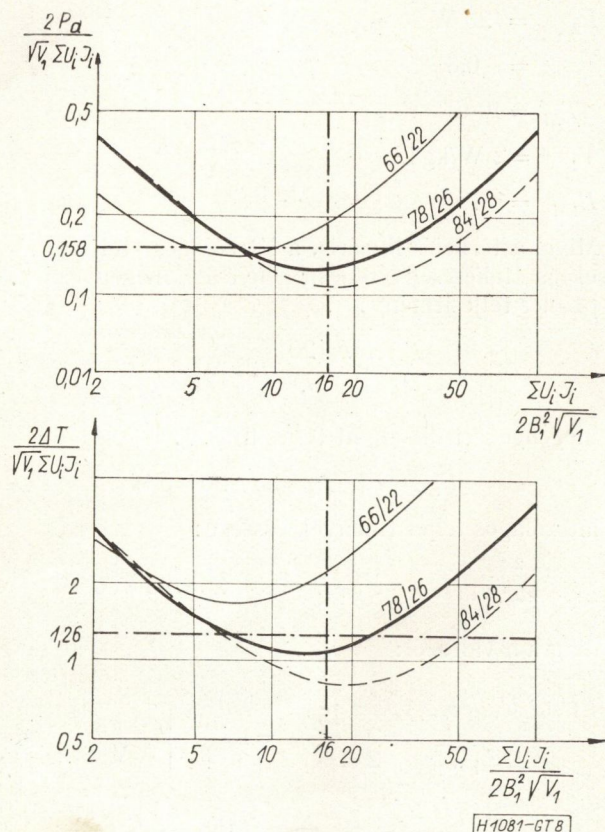
A transzformátor disszipált teljesítménye e kettő összege:

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

Mivel ez kisebb, mint amit előzőleg feltételeztünk, ezért az elérhető határfok nagyobb lesz, mint 80%.

A melegedés:

$$\Delta T = \frac{P_d}{k_T} = 33,5 \text{ C}^\circ < \Delta T_M$$



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

Az egyes tekercsek relatív rézvesztései 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 rézvesztési teljesítmények pedig, figyelembe véve a kisebb disszipációt:

$$P_{r1} = \beta_1 U_{1 \text{ eff}} I_{1 \text{ eff}} = 0,0455 \cdot 23,56 = 1,1 \text{ W}$$

$$P_{r2} = P_r - P_{r1} = 2,06 - 1,1 = 0,96 \text{ W}$$

Ezek ismeretében a tekercs adatai:

$$n_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot (1 - 0,0455)}{6,28 \cdot 50 \cdot 1 \cdot 0,676 \cdot 10^{-3}} = 1400 \text{ menet}$$

$$n_2 = \frac{\sqrt{2} \cdot 6(1 + 0,0455)}{6,28 \cdot 50 \cdot 1 \cdot 0,676 \cdot 10^{-3}} = 42 \text{ menet}$$

$$R_{r1} = 1,1 \left(\frac{220}{23,56} \right)^2 = 100 \text{ Ω}$$

$$R_{r2} = 0,96 \left(\frac{6}{20} \right)^2 = 0,082 \text{ Ω}$$

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 tekercsen 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 per-

meabilitását jelentősen csökkentheti, ezért jó minőségű, szigorúbb előírásoknak megfelelő erősítőkhöz az utolsó fokozatban ellenütemű kapcsolást használnak vagy együtemű kapcsolás esetén a kimenő transzformátort az egyenáramú körrel leválasztják. Az alábbiakban következő megfontolások 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_l = 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 értékének felső határfrekvencián megengedett eltérése a névleges bemenő impedanciától

η = a transzformátor hatásfoka

Szélessávú transzformátorok hatásfokát a frekvenciatartomány közepén szokás értelmezni. Tekintve, hogy a rézvesztési teljesítmény és a vasvesztési teljesítmény a frekvenciatartomány alsó határán azonos nagyságrendű és a vasvesztési teljesítmény a frekvencia növekedtével csökken, így a hatásfoknak a frekvenciatartomány közepén megadott értékét gyakorlatilag a rézvesztési 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 hálózathatárfrekvenciának (pl. feszültségátvitelnek) az ingadozása is előírás lehet. A hálózati függvényekre azonos frekvenciatartományban adott azonos tűrés-előírás, a bemenő impedancia ingadozására jelenti a legszigorúbb kötöttséget. Amennyiben a frekvenciatartományok vagy az ingadozások különbözőek az egyes hálózathatárfrekvenciákra, úgy külön kell vizsgálni valamennyi előírást.

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

R_{r1}, R_{r2} — a primer és szekunder oldali huzalellenállások

$\ddot{u}$ — a transzformátor menetszám-áttétele

L_1 — a transzformátor primer oldali főinduktivitása

σL_1 — 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:

Vasvesztési teljesítmény. Az előzőekben már említettük, hogy a frekvenciatartomány közepén ez több nagyságrenddel kisebb a rézvesztési teljesítménynél, az alsó határfrekvencia közelében viszont a főinduktivitásnak a hatásfok csökkentő szerepe lényegesen nagyobb a vasvesztési 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) összefüggésből 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 rézvesztési állandója és a rézvesztési teljesítmény határozza meg.

A primer tekercs rézvesztési 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 rézvesztési állandója a primer tekercs rézvesztési állandójának a fele. Ha figyelembe kívánjuk venni azt is, hogy a táblázatban feltüntetett rézvesztési állandókat 0,25 rézkitöltési tényezővel határozták meg, és a rézkitöltési tényező várható értékét ennél pontosabban tudjuk megbecsülni, a transzformátor vasmagjának rézvesztési állandójára a következő összefüggést kapjuk:

$$K_{1tr} = \frac{1}{2 \cdot 0,25} F_r K_1 = 2 F_r \frac{R_{r1}}{L_1}$$

Más részről a vasmag méretét a transzformátor rézvesztési teljesítményén keresztül, a transzformátorállandó határozza meg. A (11) egyenlet kis ártrendezésével 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 rézvesztési tényező (F_r) értékét 0,3–0,4-re, a szórési 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 rézvesztési 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 rézvesztési állandó (K_1) 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:

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

A szekunder tekercs menetszámát mindegyik esetben a menetszám áttétellel számíthatjuk:

$$n_2 = \ddot{u} n_1$$

A tekercsek huzalátmérőit a huzallellenállásokból 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:

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

illetve indexcserével a szekunder tekercs huzalátmérője:

$$d_2 = 2 \sqrt{\frac{n_2 l_k \varrho_r}{\pi R_{r2}}}$$

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 rézvesztési állandót határozza meg. Alig van befolyása a méretekre a réz- és vasvesztéseknek, valamint a melegeedésnek. A szórési tényezőtől a mag anyagának a permeabilitása számítható.

A tervezés menetét konkrét szám példával illusztráljuk.

Tervezendő a következő bemenő transzformátor.

Generátor impedancia	R_g	200 ohm
Bemenő impedancia	$ Z_{1be} $	$= 600 \pm 100$ ohm
Terhelő impedancia	R_t	$= 100$ kohm
Üzemi határfrekvenciák	ω_a	$= 30$ Hz
	ω_f	$= 15$ kHz
Maximális bemenőfeszültség	U_{1M}	$= 0,1$ V
Torzítás	$k_{3t} <$	$< 1\%$
Hatásfok	η	$> 80\%$

Feltételezve, hogy a P_v vasvesztési teljesítmény elhanyagolható a P_r rézvesztési teljesítmény mellett, a transzformátor helyettesítő kapcsolásának elemeire a következő (9. ábra) előírás adódik:

$$R_{r1} + \frac{R_{r2}}{\ddot{u}^2} = 120 \text{ ohm}$$

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

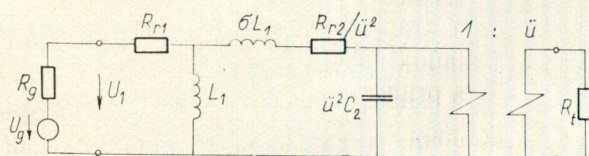
$$\sigma L_1 \leq 7 \text{ mH}$$

$$C_2' \leq 13 \text{ nF}$$

A helyettesítő kapcsolat nem tartalmazza a vasvesztési 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 szórési tényezője:

$$\sigma = \frac{[\sigma L_1]}{L_1} = \frac{7 \cdot 10^{-3}}{6,37} = 1,1 \cdot 10^{-3}$$



9. ábra. Kistranszformátor helyettesítő kapcsolása

Méret	V_m	μK_1	A_{tr}	$\sigma\mu$	C_1/ε	k_T
	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	3,62	20	70
EI 66/22	56,3	4,9	126	3,61	22	80
EI 78/26	92,8	3,5	55	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	146	2,4	25	3,95	29,5	150
EI 92/42	205	2,05	14,6	3,2	33,5	
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	1230	0,76	0,62	5,45	62,5	640
EI 195/69	1515	0,47	0,44	5,05	67	
EI 195/84	1840	0,395	0,305	4,28	69	
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	

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

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 10^4 értékű.)

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

$$R_{r1} = 60 \text{ ohm}$$

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 pri-

mer 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 10^4 , 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 üresjárás torzítás:

$$k_{3\bar{u}} = k_{3f} \frac{(Z_1 \times Z_2) + j3\omega L}{Z_1 \times Z_2}$$

Mivel a torzítás az alsó határfrekvencián a legnagyobb és akkor

$$Z_1 = R_g + R_{r1} = 260 \text{ ohm}$$

$$Z_2 = R_{r2}/\bar{u}^2 + R_t/\bar{u}^2 = 5400 \text{ ohm}$$

$$|k_{3\bar{u}}|=0,01 \quad \frac{\sqrt{(260 \times 540)^2 + (3 \cdot 2\pi 30 \cdot 6,37)^2}}{260 \times 540} = 0,206$$

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

$$V_m = \frac{9}{25} \frac{h^2 U_1^2}{\omega_d^2 \mu \mu_0 L k_{3\bar{u}}^2} = \frac{9 \cdot 36 \cdot 10^{-4} \cdot 10^{-2}}{25 \cdot 4\pi^2 9 \cdot 10^2 \cdot 10^4 \cdot 1,256 \cdot 10^{-6} \cdot 6,37 \cdot 0,04} = 116 \text{ mm}^3$$

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 torzitással magasabb szintű jelet is fel tud dolgozni. EI 30/10 magon a primer

tekercs adatai:

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

$$d_1 = 2 \sqrt{\frac{n_1 l_k}{\pi R_{r1}}} = 2 \sqrt{\frac{4,61 \cdot 0,0175 \cdot 10^{-6} \cdot 55,7 \cdot 10^{-3}}{\pi 60}} = 0,1 \text{ mm}$$

A primer tekercs keresztmetszete

$$A_{t1} = (1,3 d_1)^2 n_1 = (1,3 \cdot 0,1)^2 \cdot 461 = 7,8 \text{ mm}^2$$

A transzformátor áttétele:

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

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):

$$A_{t2} = (1,4 d_2)^2 n_2 = (1,4 \cdot 0,04)^2 \cdot 6450 = 20,2 \text{ mm}^2$$

A két tekercs együttes helyfoglalása:

$$A_{t1} + A_{t2} = 7,8 \text{ mm}^2 + 20,2 \text{ mm}^2 = 28 \text{ mm}^2$$

A mag ablakfelülete

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

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

A szekunder tekercs ellenállása a primer oldalra számítva:

$$R_{r2}/\ddot{u}^2 = 4 \frac{n_2 l_k}{\ddot{u}^2 \cdot d_2^2 \pi} = 4 \frac{6450 \cdot 1,75 \cdot 10^{-8} \cdot 55,7 \cdot 10^{-3}}{14^2 \cdot 0,04^2 \cdot 10^{-6} \pi} = 25,6 \text{ ohm}$$

Az előírányozottnál 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

Összetétel	Külföldi név	Hazai név	μ_5	μ_M	H_c	B_s	V	h/μ_s^2	γ	ϱ
			—	—	A/m	T	W/kg	10^{-8} m/A	kg/dm^3	$\mu\Omega \text{m}$
~3% Si, Fe	Trafoperm N1	—	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	—	2	4,8	10^6
Ferrit	T 35	—	5 000	—	10	0,38	—	1,5	4,8	$4 \cdot 10^5$
Ferrit	T 38	—	10 000	—	4	0,38	—	1	4,9	$2 \cdot 10^5$

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 rézvesztesség figyelembevételével):

$$\eta = \frac{\frac{R_t}{\ddot{u}^2}}{R_{r1} + \frac{R_{l2} + R_t}{\ddot{u}^2}} = \frac{\frac{100}{14^2}}{0,06 + 0,0256 + \frac{100}{14^2}} = 0,857,$$

szintén jobb az előírtnál.

A főinduktivitással párhuzamosan kapcsolódó vasvesztességi ellenállás 0,1 mm lemezzavastagságnál az alsó határfrekvencián:

$$R_{pv} = 256 \text{ kohm}$$

Ez valóban elhanyagolható a 600 ohm bemenő impedanciával párhuzamosan.

A melegedést triviális volta miatt nem ellenőrizzük.

Függelék

Az alkalmazott jelölések a következők:

A_m — mágneses keresztmetszet

A_r — huzalkeresztmetszet

A_t — tekercselési keresztmetszet

A_{tr} — transzformátorállandó

b — tekercselési hossz

F_r — rézkitöltési tényező

F_σ — vaskitöltési tényező

h — hiszterézis állandó

k_T — hőátadási tényező

k_3 — torzított feszültség harmadik harmonikusának relatív értéke

K_1 — rézvesztességi állandó

l_k — közepes menethossz

l_m — közepes mágneses erővonalhossz

n — menetszám

t — tekercselési magasság

T — hőmérséklet

$\ddot{u}$ — transzformátor áttétel

V_B — B amplitúdójú indukcióján mérhető vasvesztességi szám

V_m — mágnesmag térfogata

β — relatív rézvesztesség

γ — sűrűség

η — hatásfok

ϱ — fajlagos ellenállás

ω — (kör)frekvencia

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 Szeptelana Egyesülés a Szovjetunió legrégebbi vállalatai közé tartozik. 5 üzemből, 5 kísérleti üzemből és szerkesztői irodából, valamint 2 fiókállalattól áll. Elektroncsöveket és félvezetőeszközöket gyárt. A termelés, a nyereség és a munkatermelékenység gyors növekedési üteme, a gyártás-szervezés, az adminisztráció és a tervezés területén folytatott érdekes kísérletek a nyilvánosság figyelmét a Szeptelanára 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 számítógéppont irányítja. A vezetés operatív jellegét évről évre jelentős mértékben növelik. (Izvestijaja, 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 szóvivője nemrégiben bejelentette, hogy a színes TV-termelést a tengerentúli — elsősorban amerikai — dumping és a belföldi piacon észlelhető kedvezőtlen piaci helyzet következtében 20%-kal csökkent. 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.

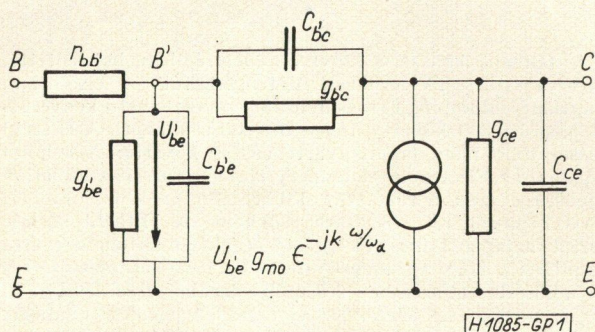
Tanszékünk tevékeny módon hozzájárul a számítógépes módszerek bevezetéséhez és elterjesztéséhez, elsősorban az aktív eszközökkel kapcsolatban. Mind a fizikai működésre, mind az áramköri alkalmazásra vonatkozóan készülnek számítógépprogramok. E munka során egy sor többé-kevésbé általános rendeltetésű 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 Giacchetto-féle hibrid- π 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 frekvenciasávban jól írja le a tranzisztor működését. Az ábra szerinti helyettesítő képhez tartozó Y paraméterek a következők:

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

Beérkezett: 1971. II. 20.



1. ábra. Tranzisztor hibrid- π helyettesítő képe

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

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

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

Az ALGOL nyelven írt eljárás feje a következő:
PROCEDURE YPAR (HIPI, F, Y11, Y12, Y21, Y22);

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:

$r_{bb'}$; $g_{b'e}$; $C_{b'e}$; $g_{b'e}$; $C_{b'e}$; 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 adatszalatot 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 adatszalatban adhatók meg.

Egy adatlap, amelyről az adatszalat 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

«G-B-E-SIEMENS» 78/–5

«C-B-E-FARAD» 82/–11

«G-B-C-SIEMENS» 1/–6

«C-B-C-FARAD» 105/–13

«G-C-E-SIEMENS» 8/–5

«C-C-E-FARAD» 2/–12

«G-M-O-SIEMENS» 78/–3

«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»

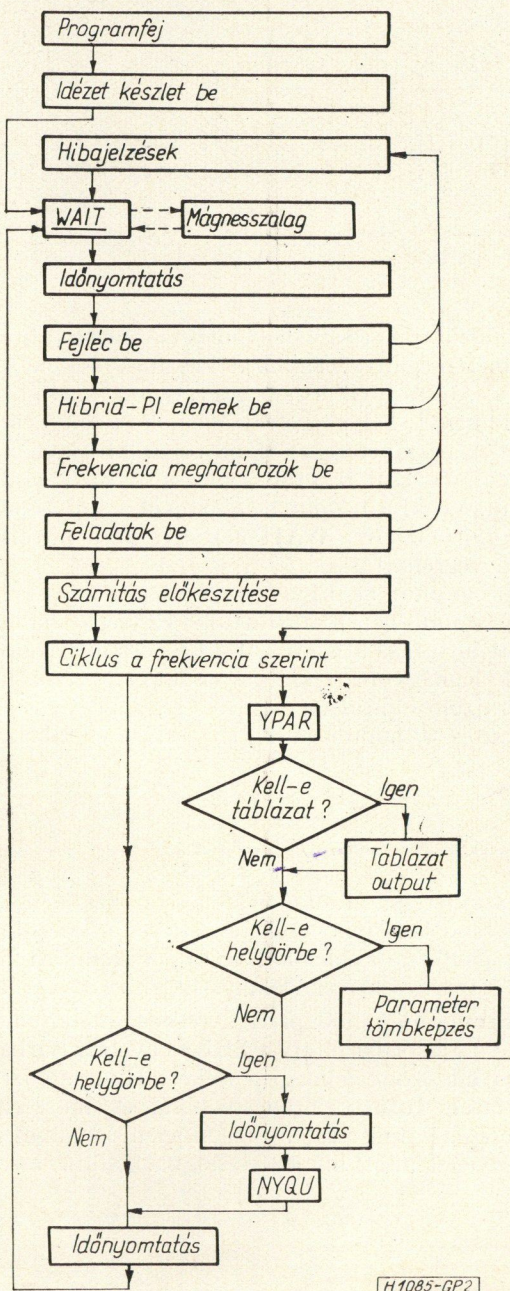
«Y22-TÁBLÁZAT»

«FELADATOK-VÉGE»

A program bőségesen el van látva hibajelzésekkel, amelyek a hiba eredetére vonatkozó információt is

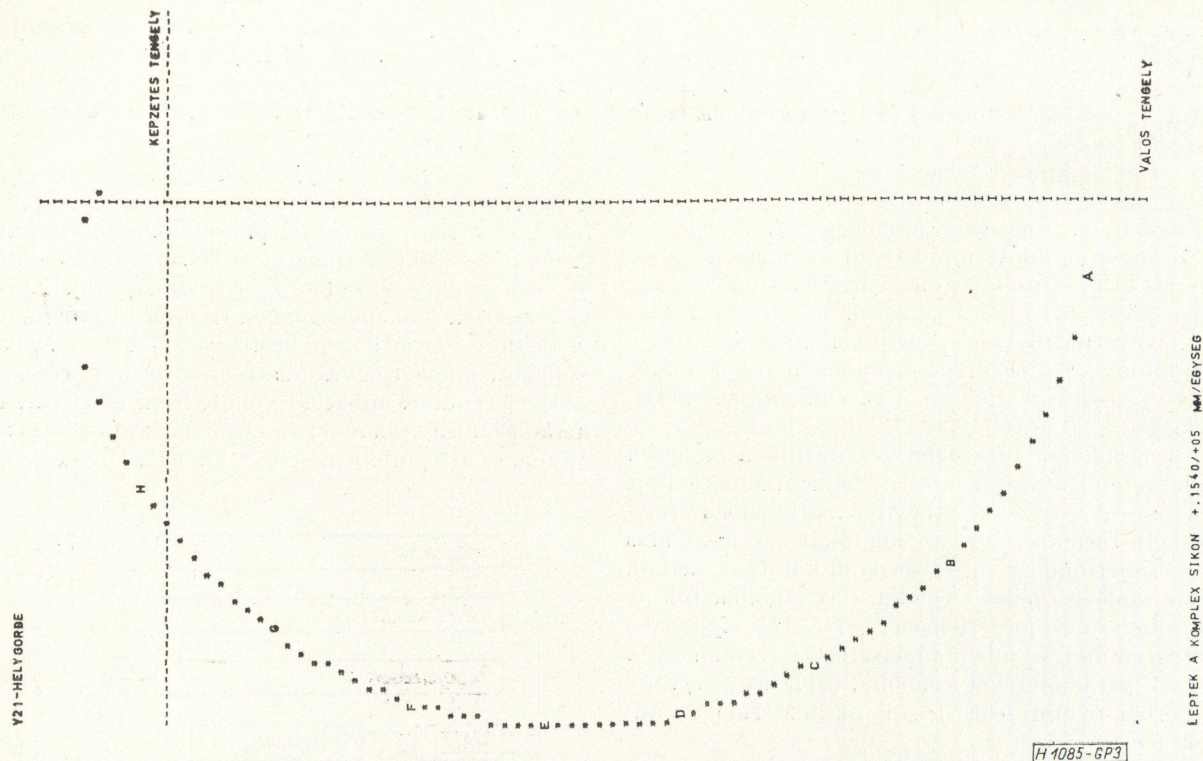
nyomtatnak. Hibás adatszalat esetén a program biztosítja, hogy a következő hallgató feladatára minden fennakadás nélkül át lehessen térni — ez igen lényeges tulajdonság a hallgatói feladatok sorozat-futtatása esetén.

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 bevétele a „szótár”ba egy külön „szótárszalag”-ról. Ebben az állapotban mágnesszalagon tároljuk a programot. A futtatás során a gép beolvassa a hallgatói adatszalatot, 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-



H 1085-GP2

2. ábra. A program vázlatos felépítése



3. ábra. Transzisztor y_{21} paraméter helygörbéje szélesnyomtatón ábrázolva

séges feladtból (négy helygörbe és négy táblázat) egy sincs megadva. Táblázat készítése esetén a gép minden 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.

I R O D A L O M

- [1] Dr. Székely V. – Dr. Tarnay K.: Nyquist-diagram szerkesztés és konform leképezés 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 híradástechnikai és műszeripari árucseré 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.

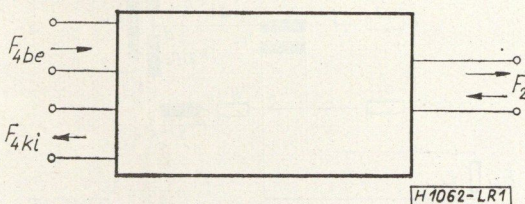
A kiállításon a nagyszámú korszerű aktív és passzív elektronikai alkatrészen felül, alkalmunk volt megtekinteni a hordozható rádió és tv vevőkészülékek nagy választékát. Ezen felül igen jó benyomást keltett a 24"-os, supersarkos, 110° eltérítésű képcsővel készült, többnormás ELEKTRON elnevezésű fekete-fehér tv vevőkészülék és nem utolsósorban a RUBIN 205, amely már ugyancsak 24"-os, supersarkos, 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 vonalutánszat pontos beállítását 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).



1. ábra

Hídelrendezés, amelynek impedanciái függetlenek a kéthuzalos áramkör impedanciáitól

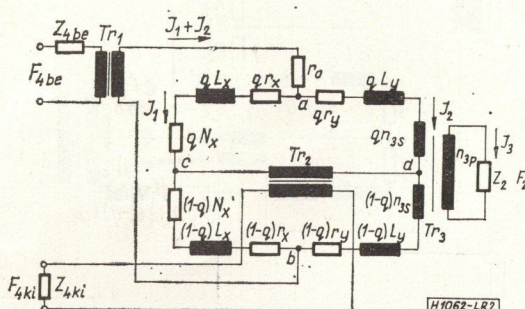
A 2. ábra olyan hídelrendezést mutat, amelynek négyhuzalos átviteli tulajdonságai széles sávban függetlenek a kéthuzalos végződést lezáró Z_2 impedanciától. Nem folyik áram a híd $c-d$ ágában Z_2 értékétől függetlenül, ha az ellenállások és az induktivitások az ábrán megadott értékűek. Megjegyezzük még,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

A hídelrendezés négy 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.



2. ábra

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

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

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

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

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:

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

Hasonlóan:

$$Z_{d-b} = (1-q)(r_y + j\omega L_y + j\omega k n_{3s}^2)$$

ahol k a transzformátor anyagának permeabilitására jellemző állandó.

A 2. ábrán látható hídelrendezés az r_0 ellenállással, valamint a Tr1 és Tr2 illesztő transzformátorokkal 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:

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

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

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

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

$$N_v = \frac{U_0^2}{4Z_{4be}} \quad (5)$$

Z_2 által felvett teljesítmény:

$$N_2 = U_{a-b}^2 \cdot \frac{Z_2 \left(\frac{n_{3s}}{n_{3p}} \right)^2}{\left| r_y + j\omega L_y + Z_2 \cdot \left(\frac{n_{3s}}{n_{3p}} \right)^2 \right|^2} \quad (6)$$

A (6) képletben U_{a-b} a hid $a-b$ 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 hid veszteségére (α) a következő kifejezést kapjuk:

$$N_v = e^{2\alpha} \cdot N_2,$$

így:

$$\alpha = \frac{1}{2} \ln \frac{N_v}{N_2} \quad (8)$$

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

$$\frac{N_v}{N_2} = 4 \cdot \frac{Z_{4be} \left(\frac{n_{1s}}{n_{1p}} \right)^2}{Z_2 \left(\frac{n_{3s}}{n_{3p}} \right)^2}$$

Feltételezve, hogy

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

a hid 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 kapesok felé elektromosan kiegyenlített

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

A négyhuzalos bemeneti oldal most mint 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:

$$\gamma_1 = r_0 + Z_{4be} \left(\frac{n_{1s}}{n_{1p}} \right)^2,$$

$$\gamma_2 = q(r_x + N_x + j\omega L_x),$$

$$\gamma_3 = (1-q)(r_x + N_x + j\omega L_x),$$

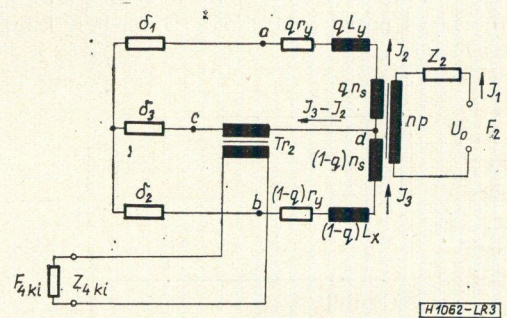
ekkor a csillag-impedanciák a következők lesznek:

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

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

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

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



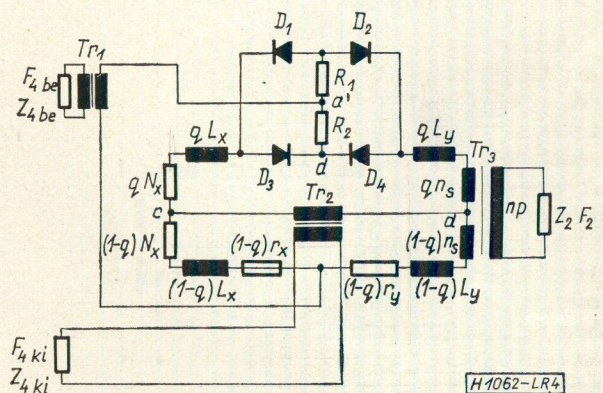
3. ábra

Átviteli 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 hid $c-d$ 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.



4. ábra

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 $q r_x$ -nek, a D_3 és D_4 dióda ellenállása $q r_y$ -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 teljesítményvesztést 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:

$$i_2 - i_3 = U_0 \frac{n_{3s}}{n_{3p}} \frac{1}{Z_2 \left(\frac{n_{3s}}{n_{3p}} \right)^2 + R^*} \cdot \frac{q\varepsilon_2 - (1-q)(R + \varepsilon_1)}{(1-q)^2(R + \varepsilon_1) + q^2\varepsilon_2 + q(1-q)(r_y + j\omega L_y) + \varepsilon_3 + Z_{4ki} \left(\frac{n_{2s}}{n_{2p}} \right)^2}. \quad (10)$$

$$R^* = \frac{[R + q(r_y + j\omega L_y) + \varepsilon_1] + [(1-q)(r_y + j\omega L_y) + \varepsilon_2] + [R + r_y + j\omega L_y + \varepsilon_1 + \varepsilon_2]}{(1-q)^2(R + \varepsilon_1) + q^2\varepsilon_2 + q(1-q)(r_y + j\omega L_y) + \varepsilon_3 + Z_{4ki} \left(\frac{n_{2s}}{n_{2p}} \right)^2} \left[\varepsilon_3 + Z_{4ki} \left(\frac{n_{2s}}{n_{2p}} \right)^2 \right]. \quad (11)$$

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:

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

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 veszteséget 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 híd feszültség csökken, és a hibrid vesztesége nagyobb lesz. 600 Ω -os vonalak esetén R -nek egy jól

$$\varepsilon_1 = \frac{Z_{4be} \left(\frac{n_{1s}}{n_{1p}} \right)^2 (\gamma_2 + R)}{Z_{4be} \left(\frac{n_{1s}}{n_{1p}} \right)^2 + R + \gamma_2 + \gamma_3},$$

$$\varepsilon_2 = \frac{Z_{4be} \left(\frac{n_{1s}}{n_{1p}} \right)^2 \gamma_3}{Z_{4be} \left(\frac{n_{1s}}{n_{1p}} \right)^2 + R + \gamma_2 + \gamma_3},$$

$$\varepsilon_3 = \frac{\gamma_3(\gamma_2 + R)}{Z_{4be} \left(\frac{n_{1s}}{n_{1p}} \right)^2 + R + \gamma_2 + \gamma_3}.$$

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 ághban a terhelés a következő:

$$R = q(r_y + j\omega L_y + j\omega k q n_{3s}^2).$$

A 3. ábrán jelölt áramokra a következő kifejezéseket kapjuk:

$$i_1 = \frac{U_0}{Z_2 + R^* \left(\frac{n_{3p}}{n_{3s}} \right)^2}, \quad (9)$$

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.

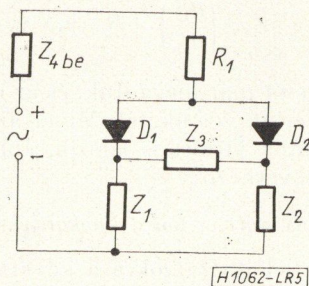
R_1 és R_2 megválasztásakor figyelembe kell venni, hogy egyrészt értékük kisebb legyen, mint a diódák záróirányú ellenállása, másrészt a Z_2 -től Z_{4ki} -ig terjedő átviteli úton Z_3 minél nagyobb teljesítményt fogyasszon, így szükséges, hogy $R > Z$ legyen.

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.

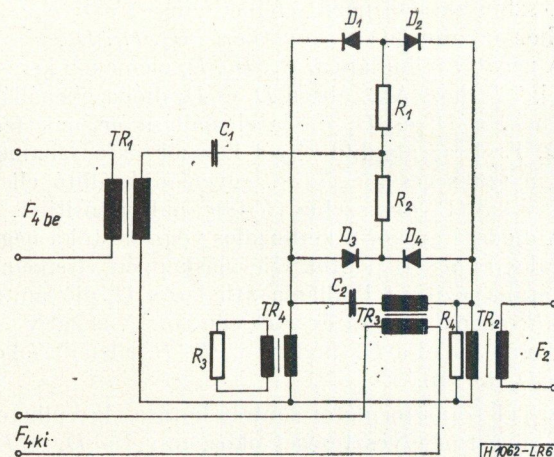
A transzformátor áttételét úgy választottuk meg, hogy a hídba betranszformált feszültség a diódák biztonságos működése érdekében minél nagyobb legyen.



5. ábra

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



6. ábra

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 tartalmaznak.

1. táblázat

A kéthuzalos oldal (F_2) reflexiós csillapítása

f (Hz)	300	600	900	1200	1500	2000	2500	3000	3400
a (Np)	2,35	2,58	2,68	2,70	2,71	2,71	2,69	2,67	2,65

2. táblázat

A négyhuzalos kimenet (F_{4ki}) 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	2,56

3. 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 kapcsolár 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)	0,92	0,86	0,84	0,82	0,81	0,80	0,80	0,80	0,80

5. táblázat

A négyhuzalos bemenet és a kéthuzalos kapcsolár 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	0,90	0,89	0,89	0,89	0,89

6. táblázat

A kéthuzalos kapcsolár 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 kapcsolár 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	0,95	0,95	0,95

8. táblázat

Négyhuzalos csillapítás.

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

f (Hz)	300	600	900	1200	1500	2000	2500	3000	3400
a (Np)	3,02	3,68	4,32	5,03	5,73	6,00	5,92	5,60	5,26

9. táblázat

Négyhuzalos csillapítás.

Adási szint $-2 N_p$ ($R_b = 600$ ohm),
 F_{4ki} 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.

10. táblázat

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

f (Hz)	300	600	900	1200	1500	2000	2500	3000	3400
a (Np)	7,74	8,68	8,82	9,00	8,95	8,82	8,69	8,55	8,42

Négyhuzalos csillapítás.

11. táblázat

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

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

IRODALOM

- [1] Informationsheft des Instituts für Post und Fernmelde-
wesen. 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.:

Meggjegyzések a mesterséges holdak kétfrekvenciás 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 elégíteniük.

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 vasvesztéségi teljesítménye, melegeése, rézvesztéségi állandója, torzitása és szórt kapacitása a vasmag méretével, a szórési tényező pedig a mag anyagának permeabilitásával van közvetlen kapcsolatban. Ezért a felsorolt adatokat a transzformátor műszaki előírásából kidolgozva, a technológiai tényezők és anyagállandók szórásával meghatározott biztonsággal számítható a transzformátor magmérete. Az eljárást a három bemutatott példán kívül igen sokféle típusú, felhasználási területű transzformátor tervezésénél használták és eredményessége szembeszökően jobb volt az irodalomban eddig ismert eljárásoknál.

Обобщения

ДК 621.396.962.23:629.783

Д-р Ференц Ч. — Хеллер М.:

Замечания к анализу ошибок измерений методом Доплера двумя частотами спутников

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

В исследованиях спутников применяемых кривые Доплера результаты непосредственных измерений преобразуются 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.

Zusammenfassungen

DK 621.396.962.23:629.783

Dr. Ferencz, Cs. – Heller, M.:

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

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 7

In den Forschungen, welche die Doppler-Kurven der Satelliten benutzen, 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.

DK 621.314.21.001.2

Гранат Й.—Такач Ф.:

Расчет трансформаторов со стальными и ферритовыми сердечниками

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

Авторы показывают, что мощности потерь в меди обмоток и стали трансформаторов, их нагревы, коэффициент потерь меди, искажения и паразитные ёмкости непосредственно связаны с размерами сердечников, а коэффициент паразитной индуктивности с магнитной проницаемостью материалов сердечников. Поэтому, разработав 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 известные из литературы до сих пор.

DK 621.382.3.012:681.3

Д-р Гертнер, П.:

Определение кривой мест Y-параметров транзисторов с помощью ЭВМ

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

Описывается ALGOL субрутин разработанный на кафедре электронных ламп и полупроводниковых приборов Будапештского Технического Университета для исчисления Y-параметров транзисторов на основе эквивалентной схемы гибрида п-и в целях образования. Использование этого и других субрутин была составлена программа по исчислению и представлению в форме кривых мест Y-параметров. Эта программа используется в образовании студентов электричества для представления применимости методов ЭВМ.

DK 621.395.51

Лоркс А.—Рац Г.:

Электронная гибридная схема

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

Статья показывает гибридную схему, с управлением тока речи, самым характерным свойством которого является, что, при экстремальной нагрузке двухпроводной стороны, затухание обратного поворота остаётся достаточно высоко, чтобы препятствовало самовозбуждению на четырехпроводной стороне. Подробно излагается теоретический и практический расчёт гибридной схемы. Наконец даны результаты измерений схемы осуществленной на заводе BHG 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 Satellites

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 7

In researches using the Doppler curves of satellites the direct results are transformed before application. The paper examines by which conditions the errors of the data utilized in research can be minimized. At the solution of this task of optimization those characteristics are determined which have to be satisfied by the measurement 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) № 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 permeability 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 determined 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 those known hitherto in the literature.

DK 621.314.21.001.2

Granát, J. — Takács, F.:

Dimensionierung der Transformatoren mit Eisen- und Ferritkernen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 7

Die Verfasser beweisen, dass die Kupfer- und Eisenverlustleistung, Erwärmung, Kupferverlustkonstante, Verzerrung und Streukapazität 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 Materialkonstanten bestimmten Sicherheit ausgerechnet werden. Das Verfahren wurde nebst den drei illustrierten 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 veröffentlicht wurden.

DK 621.382.3.012:681.3

Dr. Gärtner, P.:

Bestimmung der Ortskurven der Y-Parametern der Transistoren mit Rechenmaschine

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 7

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

DK 621.395.51

Lorx, Á. — Rác, Gy.:

Elektronischer Hybridstromkreis

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 7

In dem Artikel wird solchein mit Sprechströmen gesteuerter Hybrid-Stromkreis erörtert, dessen wichtigste charakteristische Eigenschaft ist, dass im Falle vom extremen Abschluss der Zweierartseite die Umkehrdämpfung hoch genug bleibt, um die Selbstschwingung auf der Vierdrartseite zu vermeiden. Die theoretische Berechnung und die Bemessung des Hybridstromkreises wird eingehend auseinandergesetzt. Zuletzt werden die ausführlichen Messangaben der Stromkreise, die die Verfasser in der Fabrik der BHG hergestellt 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 avec deux fréquences en cas des satellites

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 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 utilisées en cours de recherches. Pour résoudre cette tâche d'optimisation 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

Granát, J. — Takács, F.:

Calcul des transformateurs à noyaux de fer et de ferrite

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 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 directement avec les dimensions du noyau; le coefficient de dispersion avec la perméabilité de la matière du noyau. En conséquence les dimensions du noyau du transformateur peuvent être calculés avec une sûreté déterminée par les tolérances des constantes de la matière et des conditions techniques, en élaborant les données énumérées de la spécification technique du transformateur. La méthode a été utilisée, en dehors des trois exemples présentés, pour le calcul des transformateurs de différents types et domaines d'application. Son efficacité a été considérablement plus haute que celle-ci des autres méthodes décrites dans la littérature.

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) N° 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 Y-parameters of transistors from the elements of the Giacchetto'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) N° 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) N° 7

L'article expose une subroutine ALGOL préparée par la Chaire des lampes électroniques et semiconducteurs de l'Université Technique de Budapest pour les renseignements 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, Á. — Rácz, G.:

Circuit électronique différentiel

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) N° 7

L'article présente un circuit différentiel 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 côté à deux fils — pour empêcher autooscillation au côté 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.