

Hibridintegrált aktív transzformátorok és zajviszonyaik

ETO 621.3.010.776:621.372.57

A híradástechnikai transzformátorok igen széles körben felhasznált alkatrészek, melyek a jelenlegi egyéb alkatrészekhez képest mind gyártástechnológiai, mind felhasználói szempontból rosszul kezelhető és ezért kerülendő áramköri elemeknek számítanak. Az áramkörtervezők a transzformátor alkalmazásának elkerülésére törekszenek még akkor is, ha a választott megoldás nyilvánvalóan hátrányos tulajdonságokkal rendelkezik, és csak rosszul helyettesíti a transzformátoros megoldást. Az esetek túlnyomó többségében azonban semmiképpen sem kerülhető el a transzformátor alkalmazása, ugyanis transzformátoron kívül potenciális függetlenséget csak optoelektronikus csatolóval lehet biztosítani. Az optoelektronikai csatoló nemlinearitása és korlátozott dinamikatartománya miatt csak speciális esetekben használható, azonban kétségtelen, hogy a transzformátorhoz hasonlóan potenciális függetlenséget, valamint szimmetriát lehet biztosítani felhasználásával.

A híradástechnikai berendezések és műszerek bemeneti egységei, ritka esetektől eltekintve, transzformátort tartalmaznak. A transzformátor potenciálisan független és szimmetrikus bemenet biztosítására, továbbá illesztési feladat megoldására is felhasználható, de a jelenlegi áramköri megoldásokban nem az illesztés a bemeneti transzformátor fő feladata. A hagyományos bemeneti fokozat elvi rajza az 1. ábrán látható. Ebben a megoldásban a transzformátor biztosítja a bemenet potenciális és szimmetrikus leválasztását, de a kapcsolás több hátránnyal is rendelkezik, melyek a következők:

- a bemeneti impedanciát elsősorban a transzformátor paraméterei határozzák meg;
- a kapcsolás átviteli tényezője nemcsak a frekvenciától, hanem a meghajtó generátor impedanciájától is függ;
- a szimmetriát a tekercselés geometriája határozza meg;
- a relatív sáv szélesség kb. 3 dekád;
- a transzformátor lényegesen nagyobb, különösen a hangfrekvenciás tartományban, mint a korszerű egyéb áramköri elemek.

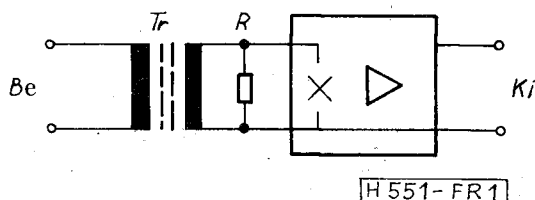
A kapcsolás egyetlen előnye, hogy egyszerű.

A 2. ábra egy korszerű és szellemes bemeneti fokozat elvi vázlatát mutatja be. Az 1 bemeneti erősítő és a 2 modulátor földfüggetlen táplálású, a tápfeszültséget az 5 DC-DC konverter biztosítja. A modulált és kis relatív sáv szélességű jelet a T_r transzformátor a 3 demodulátor bemenetére csatolja, majd a demodulálás után a kellő szintet és a kimeneti impedanciát a 4 erősítő biztosítja.

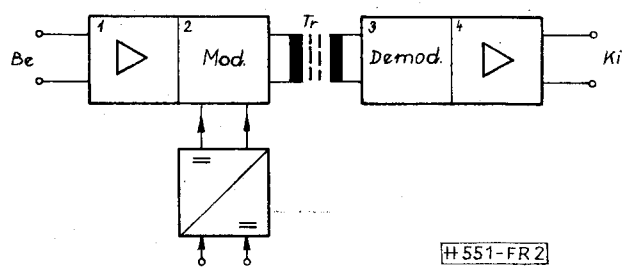
A modulátor és demodulátor különbözőképpen is megvalósítható, de szinkron modulátor és demodulátor alkalmazása esetén még egy harmadik transzformátorra is szükség van. A 2. ábrán látható megoldás áramkörileg bonyolult, és a következő lényeges tulajdonságokkal rendelkezik:

- a bemeneti impedancia széles határok között frekvenciafüggetlen;
- az átviteli tényező független a meghajtó generátor impedanciájától;
- a transzponálás eredményeképpen T_r relatív sáv szélessége kicsi, kis méretű vassal is realizálható;
- aránylag könnyű a bemeneti szimmetria biztosítása;
- szinkron moduláció és demoduláció esetén a kapcsolás három transzformátort tartalmaz;
- DC jel átvitelére is alkalmas.

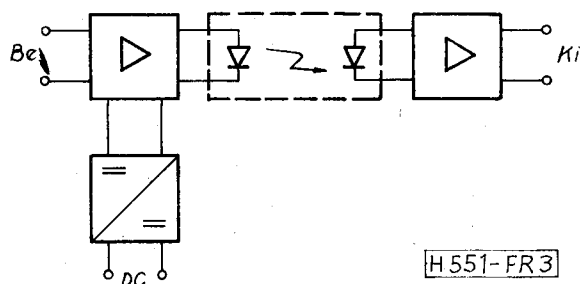
A 3. ábra egy további lehetséges bemeneti fokozatot mutat be, amely megoldás optoelektronikai csatolót tartalmaz.



1. ábra



2. ábra



3. ábra

Ez a megoldás is tartalmaz transzformátort, mely alapvetően meghatározza az átütési szilárdságot, és a 2. ábrán bemutatott kapcsolás tulajdonságaival rendelkezik a linearitás és a dinamikataromány kivételével, melyeket az optoelektronikai eszköz használata korlátoz.

Az eddigieket röviden összevetve megállapítható, hogy a 2. és 3. ábrán bemutatott megoldások hibrid-áramkörü technológiával realizálhatók. Ezen megoldásokban felhasznált transzformátorok miniatűr kivitelben készíthetők és így a hibridáramkörben elhelyezhetők.

A továbbiakban egy egyszerűbb és szintén hibrid-áramkörü formában realizálható megoldást részletesen ismertetünk. Ennek érdekében először vizsgáljuk meg az induktív transzformátor tulajdonságait. Induktív transzformátoron veszteségmentes transzformátort értünk, melynek helyettesítő képe a 4. ábrán látható.

Az induktív transzformátort leíró egyenletrendszer a 4. ábra és az [1] irodalom alapján a következő:

$$\begin{aligned} u_1 &= pL_{11}I_1 + pL_{12}I_2, \\ u_2 &= pL_{12}I_1 + pL_{22}I_2, \end{aligned} \quad (1)$$

ahol:

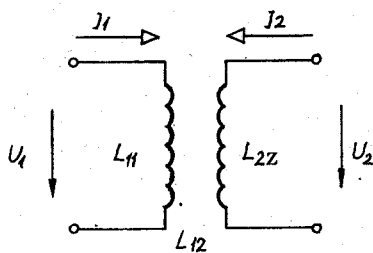
$$L_{12} = k\sqrt{L_{11}L_{22}},$$

L_{11} – primer induktivitás,
 L_{22} – szekunder induktivitás,
 L_{12} – kölcsönös induktivitás,
 k – csatolási tényező.

Ha $L_{11}=L_{22}=L$, azaz a transzformátor 1:1 áttételű, akkor a kifejezés tovább egyszerűsödik.

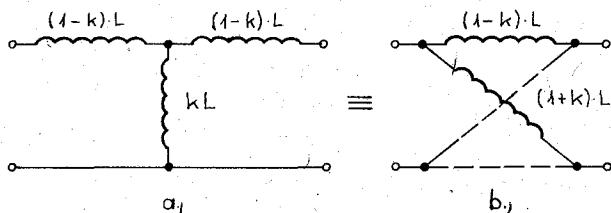
Az átviteli tulajdonságok vizsgálatához jobban használható az 5. ábra helyettesítő képe, amely potenciális függetlenségtől eltekintve, ekvivalens az 1:1 áttételű induktív transzformátorral. A 4. és 5. ábra helyettesítő képeinek ekvivalenciája a négy-pólus paraméterek felhasználásával bizonyítható.

Először vizsgáljuk az 1:1 áttételű induktív transzformátor átvitelét szimmetrikus és ohmos lezárások között (6. ábra).



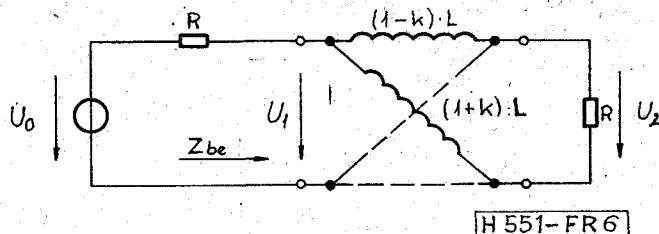
H 551-FR 4

4. ábra

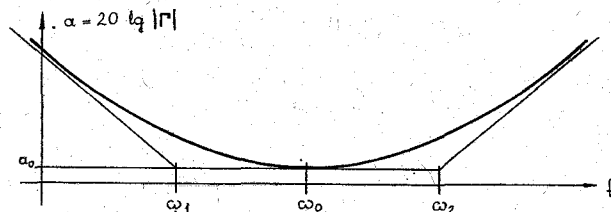


H 551-FR 5

5. ábra



6. ábra



H 551-FR 7

7. ábra

Az átviteli tényező a hidimpedanciákkal kifejezve a következő:

$$\Gamma = \frac{U_0}{2U_2} = \frac{(Z_I + R)(Z_{II} + R)}{(Z_{II} - Z_I)R} \quad (2)$$

ahol:

$$\begin{aligned} Z_I &= p(1-k)L, \\ Z_{II} &= p(1+k)L. \end{aligned}$$

A (2) összefüggés felhasználásával kapjuk, hogy

$$\Gamma = \frac{R \left[1 + \frac{p \cdot (1+k)L}{R} \right] \left[1 + \frac{p(1-k)L}{R} \right]}{2kpL} \quad (3)$$

Bode-diagramban ábrázolva a (3) összefüggés által adott átviteli tényezőt, a 7. ábrán látható eredményt kapjuk.

A 7. ábrán bevezetett jelölések a (3) összefüggés alapján:

$$\omega_1 = \frac{R}{(1+k) \cdot L}; \quad \omega_2 = \frac{R}{(1-k) \cdot L} \quad (4)$$

Az ω_1 és ω_2 frekvenciákat alsó, ill. felső törésponti frekvenciáknak nevezzük (3 dB-es pontok). Bevezetve továbbá, hogy a közepes frekvencia $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}$ és felhasználva, hogy a szórás értéke a csatolási tényezővel kifejezve írható:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} = \frac{R}{L} \frac{1}{\sqrt{\sigma}}; \quad (5)$$

a relatív sáv szélesség:

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{1+k}{1-k} \cong \frac{4}{\sigma}, \quad (6)$$

valamint az α_0 csillapítás a közepes frekvencián:

$$\alpha_0 = 20 \log |\Gamma(j\omega_0)| = 20 \log \sqrt{\frac{\sigma}{1-\sigma}} \quad (7)$$

Eddigi eredményeinkből jól látható, hogy az alsó törésponti frekvenciát a fő inuktivitásnak (L) a lezáró ellenálláshoz való aránya szabja meg, továbbá, hogy a relatív sávszélesség kizárólag a transzformátor geometriájától függ (megvalósítható érték kb. 3 Dekád). A 6. ábrán Z_{be} -vel jelölt, primer oldalról értelmezhető bemeneti impedancia minden frekvencián inuktív, ω_0 közepes frekvencián jó közelítéssel R értékű. A transzformátornak, mint négypólusnak a hullámellenállása:

$$Z = \sqrt{Z_I Z_{II}} = p\sqrt{\sigma L} \quad (8)$$

és a hullámellenállás abszolút értéke:

$$|Z| = \omega\sqrt{\sigma L}, \quad (9)$$

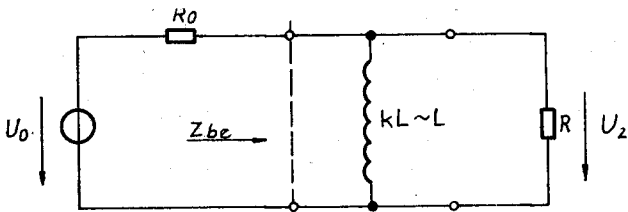
amely a közepes frekvencián (5) felhasználásával:

$$|Z| = R. \quad (10)$$

Átviteltechnikai alkalmazásokban általában potenciális leválasztás és földszimmetria biztosításán kívül a kis σ_0 alapcsillapítás megvalósítása is szükséges, ezért a transzformátort a 6. ábrának megfelelő lezárások között használják, és az (5) és (6) egyenletek alapján méretezik. A méretezés tovább egyszerűsíthető, ha bevezetjük a kisfrekvenciás és nagyfrekvenciás helyettesítő képeket (8. ábra és 9. ábra). Ezen helyettesítő képek további előnye, hogy segítségével az aszimmetrikus lezárások esetén is egyszerűen tárgyalhatók a transzformátor átviteli tulajdonságai. Sok esetben a Z_{be} impedanciának sokkal nagyobbak kell lennie, mint R_0 értéke, például átviteltechnikai műszerek bemeneti transzformátorainál, és ezekben az esetekben már nem a transzformátor illesztett lezárása a cél, hanem a nagy bemeneti impedancia és nagy szimmetriacsillapítás elérése, széles frekvenciatartományban.

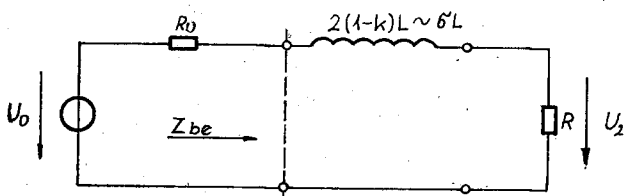
A 8. ábra kisfrekvenciás helyettesítő képe alapján

$$K(p) = \frac{U_0}{U_2} = \frac{R_0 \left[1 + p \frac{L(R_0 + R)}{R_0 R} \right]}{pL}. \quad (11)$$



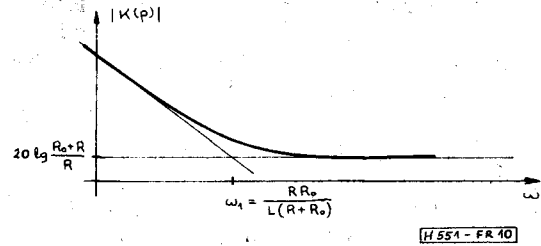
H 551-FR 8

8. ábra



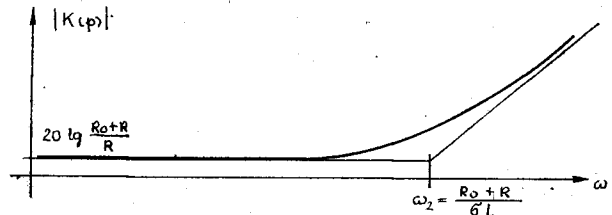
H 551-FR 9

9. ábra



H 551-FR 10

10. ábra



H 551-FR 11

11. ábra

A kisfrekvencián érvényes átviteli tényező Bode-diagramban ábrázolva a 10. ábrán látható. A bemeneti impedancia igen egyszerűen felírható:

$$Z_{be} = pL \times R = \frac{pLR}{pL + R}. \quad (12)$$

Teljesen hasonló módon a nagyfrekvencián érvényes átviteli tényező a 9. ábra alapján:

$$K(p) = \frac{U_0}{U_2} = \frac{R_0 + R}{R} \left[1 + p \frac{\sigma L}{R_0 + R} \right], \quad (13)$$

a bemeneti impedancia pedig

$$Z_{be} = R + p\sigma L. \quad (14)$$

A (13) átviteli tényező Bode-diagramját a 11. ábra mutatja.

A továbbiakban vizsgáljuk meg a transzformátor átviteli tulajdonságait extrém lezárások esetén, ugyanis, mint az eddigiekből jól látható, az átviteli tulajdonságok igen erősen függenek a lezárástól. Az extrém lezárás önmagában véve szokatlan, de célnünk éppen annak a ténynek bemutatása, hogy helyesen értelmezett, és természetesen gyakorlatilag is helyesen megvalósított extrém lezárás a transzformátor átviteli tulajdonságait nagyságrendekkel javítja, valamint olyan nagymértékű méretcsökkentést tesz lehetővé, hogy a transzformátor korszerű hibrid-integrált áramkörökbe beépíthetővé válik.

Extrém lezáráson szakadást vagy rövidzárát értünk. A szakadással lezárt transzformátorról könnyen belátható, hogy átviteli tulajdonságai a véges lezárásokkal lezárt esethez képest tovább romlanak. A romlás még nagyobb értékű, mint az eddigi helyettesítő képeinkből kitűnik, ugyanis az egyszerűség kedvéért a szórt kapacitásokat és azok hatását idáig nem vettük figyelembe.

Az extrém lezárás másik esete, nevezetesen a rövidzár, rendkívül előnyös tulajdonságokkal rendelkezik, ugyanis elősorban az L főinduktivitás hatását csökkenti. A transzformátor szekunder oldalon elhelyezett R lezárását a primer oldalra áttéve, és a sze-

kunder oldalt rövidre zárva a 12. ábrán látható elrendezéshez jutunk, melynek tulajdonságai az előzőekben ismertetett megoldásoktól szinte minden szempontból eltérnek.

A szekunder oldali rövidzárban folyó áram áramfeszültség-konverter segítségével hasznosítható. Kétségtelen, hogy a konverter alkalmazása miatt a 12. ábra szerinti elrendezés nem reciprok, ellentétben a transzformátorral, de megjegyezzük, hogy az 1., 2. és 3. ábrákon bemutatott megoldások is ugyanazzal a tulajdonsággal rendelkeznek, azaz szintén nem reciprok hálózatok. Tulajdonképpen a transzformátor reciprok tulajdonságát csak igen kevés esetben használják ki. (Például erősítetlen kéthuzalos összeköttetés.)

A 12. ábra elrendezése a transzformátor induktív helyettesítő képével nem tárgyalható, ugyanis az extrém lezárás mellett már nem hanyagolható el a tekercsek ohmos ellenállása. A rézvesztéséget képviselő r ellenállásokkal kiegészített helyettesítő kép a 13. ábrán látható, mely további tárgyalásunk alapja, és a hagyományos lezárások között üzemelő transzformátorral jól összehasonlítható, mind átviteli tulajdonságok, mind bemeneti impedancia szempontjából. A 13. ábra kisfrekvenciás helyettesítő képe alapján írható, hogy

$$K(p) = \frac{U_0}{U_2} = \frac{r(R_0 + R + r)}{R} \cdot \frac{1 + pL \frac{R_0 + R + 2r}{r(R_0 + R + r)}}{pL} \quad (15)$$

a bemeneti impedancia pedig

$$Z_{be} = R + r + pL \times r. \quad (16)$$

Figyelembe véve, hogy $r \ll R_0 \leq R$, (15) és (16) egyszerűbben is írható:

$$K(p) = \frac{U_0}{U_2} = \frac{r(R_0 + R)}{R} \frac{1 + p \frac{L}{r}}{pL}, \quad (17)$$

$$Z_{be} = R. \quad (18)$$

A (17) átviteli függvény Bode-alakját a 13. ábra mutatja.

A 12. ábrán látható kapcsolás nagyfrekvenciás helyettesítő képét a főinduktivitás elhagyásával, és a szórt inductivitások figyelembevételével kapjuk (14. ábra).

Az ábra alapján írható:

$$K(p) = \frac{U_0}{U_2} = \frac{R_0 + R + 2r}{R} \left[1 + \frac{p\sigma L}{R_0 + R + 2r} \right], \quad (19)$$

valamint

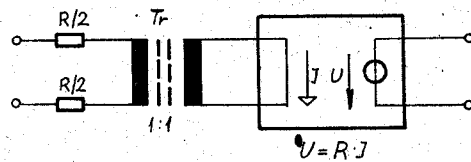
$$Z_{be} = R + 2r + p\sigma L. \quad (20)$$

Ismét felhasználva, hogy $r \ll R_0 \leq R$ kapjuk:

$$K(p) = \frac{U_0}{U_2} = \frac{R_0 + R}{R} \left[1 + \frac{p\sigma L}{R_0 + R} \right], \quad (21)$$

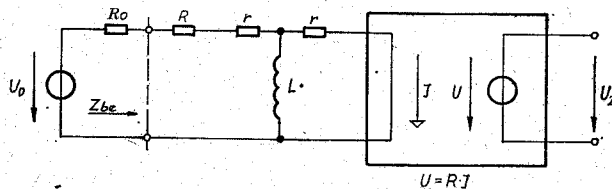
$$Z_{be} = R + p\sigma L. \quad (22)$$

Eredményünk azonos a (13) és (14) eredményekkel, azaz a felső törésponti frekvencia a rövidre zárt

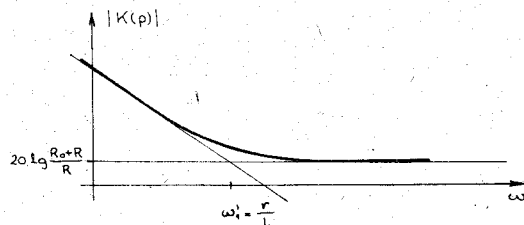


H 551-FR 12

12. ábra

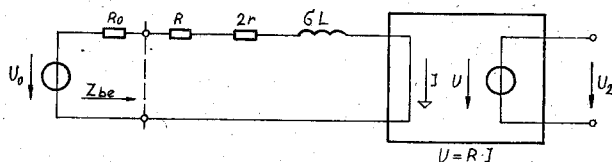


H 551-FR 13



H 551-FR 13a

13. ábra



H 551-FR 14

14. ábra

transzformátor esetében megegyezik a véges ellenállással lezárt transzformátor felső törésponti frekvenciájával. Az elmondottak a nagyfrekvencián értelmezhető bemeneti impedanciára is érvényesek.

[A (21) átviteli tényező Bode-diagramja a (13)-mal megegyezik és a 11. ábrán látható.]

Az egyszerű összehasonlíthatóság kedvéért térjünk vissza a véges és aszimmetrikus módon lezárt transzformátor esetéhez, és írjuk fel a 10. és 11. ábrák alapján a relatív sávzélességet, melynek értéke

$$b_1 = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{(R_0 + R)^2}{\sigma R_0 R} \Big|_{R_0=R} = \frac{4}{\sigma}. \quad (23)$$

A (23) összefüggés véges és szimmetrikus lezárások esetén is érvényes, ugyanis figyelembe véve, hogy $R = R_0$, a relatív sávzélességre a (6) összefüggést kapjuk vissza [3]. A rövidre zárt transzformátor relatív sávzélessége a 10. és 11. ábra alapján

$$b_2 = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{R_0 + R}{\sigma r} \Big|_{R_0=R} = \frac{2R}{\sigma r}. \quad (24)$$

A két relatív sávzélesség viszonyára írható, hogy

$$\frac{b_2}{b_1} = \frac{R_0 R}{r(R_0 + R)} \Big|_{R_0=R} = \frac{R}{2r}. \quad (25)$$

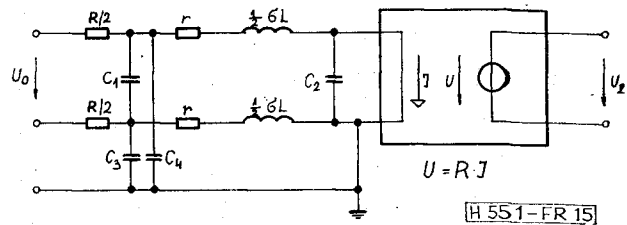
Tekintettel arra, hogy r két-három nagyságrenddel is kisebb lehet, mint R értéke, a 12. ábrán látható megoldással 5–6 dekád relatív sávzélesség is megvalósítható. A megoldás további előnyei is jól láthatók eddigi eredményeinkből. A rövidre zárt transzformátor alsó törésponti frekvenciája nem függ a meghajtó generátor belső ellenállásától és a bemeneti impedancia még az alsó töréspont környezetében is jó közelítéssel tisztán ohmos és R értékű. A kapcsolásnak ezt az előnyös tulajdonságát jól lehet hasznosítani hangfrekvenciás futásiidő-mérő műszer bemeneti fokozatainál, ugyanis a műszer mérési pontosságát a meghajtó generátor impedanciájától függő futásiidő-változás korlátozza. Ennek a hibának elkerülése érdekében a [4] irodalomban ismertetett műszer a 2. ábrán látható megoldást alkalmazza. A hagyományos 1. ábrának megfelelő megoldást alkalmazó műszereknél az elérhető futási idő mérési pontosság kb. egy nagyságrenddel rosszabb.

A véges lezárással szemben a rövidre zárt transzformátor alkalmazásának további előnye, hogy a szórt kapacitások hatását is csökkenti.

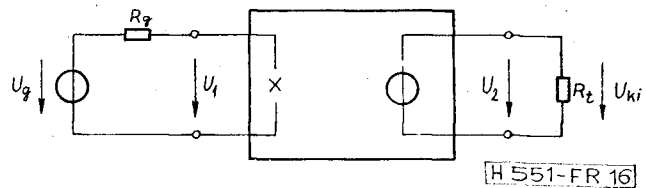
A 15. ábra a szórt kapacitásokkal kiegészített földszimmetrikus kapcsolás helyettesítő képét mutatja. A szórt kapacitások csak nagyfrekvencián befolyásolják az átviteli függvényt és a szimmetriacsillapítást, ezért a 16. ábra a transzformátor nagyfrekvenciás helyettesítő képét tartalmazza.

Feltételezve, hogy a transzformátor a primer és a szekunder tekercse között árnyékolást tartalmaz, a C_3 és C_4 kapacitás a primer tekercsárnyékolás, ill. föld közötti szórt kapacitását helyettesíti. Az így kialakított koncentrált paramétereket tartalmazó helyettesítő kép természetesen csak kvalitatív tárgyalásmódot tesz lehetővé, de véleményünk szerint egy bonyolultabb helyettesítő kép sem szolgált volna gyakorlatilag jól használható eredményeket. A paraméterek elsősorban a geometriától függenek és csak közelítő összefüggésekkel határozhatók meg. A 15. ábra alapján megállapítható, hogy a rövidzárt transzformátor szekunder tekercsének C_2 kapacitása gyakorlatilag nem befolyásolja a frekvenciamenetet, továbbá, hogy a primer tekercs C_1 kapacitása is csak kismértékben változtatja meg a rövidzártban folyó áramot. A szimmetriacsillapítást meghatározó C_3 és C_4 kapacitás csak a rövidre zárt transzformátor primer oldali impedanciájával párhuzamosan kapcsolódva érezteti a hatását, mely sokkal kisebb, mint a véges értékkel lezárt transzformátor esetében. A szimmetriacsillapítást tovább növeli, hogy a kapacitások nem közvetlenül a bemenetet teszik aszimmetrikussá, hanem a két gyakorlatilag egyforma $R/2$ értékű ellenállás után okoznak aszimmetriát. Ezen hatások eredményeképpen a szimmetriacsillapítás több mint egy nagyságrenddel nagyobb, mint a hagyományos bemeneti fokozatokkal elérhető szimmetriacsillapítás.

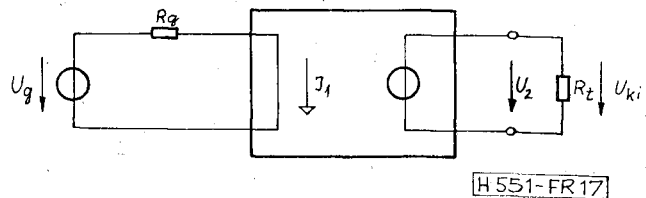
A transzformátort tartalmazó bemeneti fokozatok zajviszonyainak vizsgálatát az 1. és 12. ábra szerinti elrendezések zajtulajdonságainak összehasonlítása alapján célszerű elvégezni. Először a 16. ábra alapján írjuk fel a feszültség–feszültségkonverter zajtényezőjét. Az erősítő zajtényezőjét az erősítóből kivethető zajteljesítmény és a zajmentesnek feltétele-



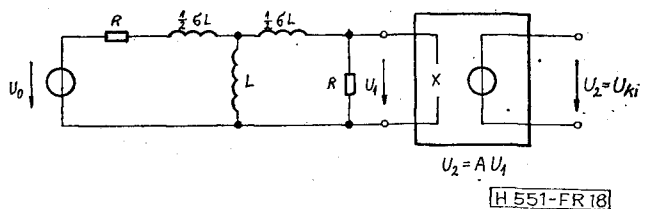
15. ábra



16. ábra



17. ábra



18. ábra

zett, de egyébként azonos tulajdonságú idealizált erősítóből kivethető zajteljesítmény hányadosaként definiáljuk. E definíció alapján írható:

$$F = \frac{P_g G_0 + P_N}{P_g G_0} \quad (26)$$

ahol P_g a vezérlő generátor belső ellenállásából kivethető termikus zajteljesítmény, P_N az erősítóből származó kivethető zajteljesítmény és G_0 az erősítő teljesítmény erősítése. Így a (26) egyenlettel definiált zajtényező a 16. ábra feszültség–feszültségkonverterére

$$F = \frac{U_{zki}^2}{4kTR_g A \Delta f}, \quad (27)$$

ahol $A = \frac{U_2}{U_1} = \text{const.}$

A továbbiakban tételezzük fel, hogy R_g tisztán ohmos és F értéke R_g értékétől függetlenül konstans. Ezen feltételezések csak durva közelítést tesznek lehetővé, de egyszerű, jól áttekinthető és a mért értékekkel megegyező eredményre vezetnek.

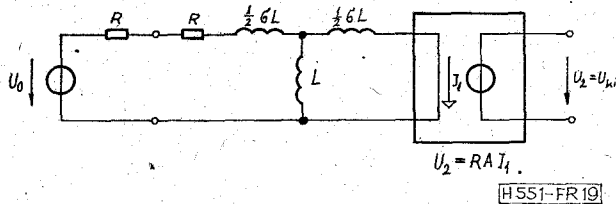
Az előzőekkel azonos feltételek mellett a 17. ábra áramfeszültség konverterének zajtényezője

$$F = \frac{R_g U_{Zki}^2}{4kTR^2 A^2 \Delta f}, \quad (28)$$

ahol célszerűségi okokból

$$U_2 = I_1 RA.$$

Az összehasonlítási alapot szolgáló 1. ábrának megfelelő elrendezés helyettesítő képét a 18. ábra mu-



19. ábra

tatja. Könnyen belátható, hogy közepes frekvenciákon a kimeneti jel értéke

$$U_{ki} = \frac{U_0}{2} A \quad (29)$$

és a kimeneti zaj értéke (27) felhasználásával, valamint figyelembe véve, hogy jelen esetben jó közelítéssel $R_g = \frac{R}{2}$, írható

$$U_{Zki}^2 = 2kTRFA^2 \Delta f. \quad (30)$$

A 12. ábra rövidre zárt transzformátorának zaj szempontból érvényes közelítő helyettesítő képe a 19. ábrán látható.

Közepes frekvenciákon a kimeneti jel értéke

$$U_{ki} = \frac{U_0}{2R} \cdot RA = \frac{U_0}{2} A, \quad (31)$$

azaz (29) értékével megegyezik. A kimeneti zaj értéke pedig (28) felhasználásával, valamint kihasználva, hogy közepes frekvenciákon $R_g = 2R$ közelítés használható, írhatjuk:

$$U_{Zki} = 2kTRFA^2 \Delta f. \quad (32)$$

Eredményünk (30) alatti eredménnyel azonos, tehát feltételezve, hogy a feszültség—feszültség és az áram—feszültségkonverterek zajtényezője megegyezik, a kimeneti zajfeszültségek is megegyeznek, azaz a rövidre zárt transzformátor közepes frekvenciákon zaj szempontból ekvivalens a véges értékkel lezárt transzformátorral. Részletes zajanalízissel bizonyítható, hogy ez az állítás nemcsak a közepes frekvencia környezetében, hanem a teljes átviteli sávban is érvényes.

IRODALOM

- [1] Dr. Géher Károly: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1968.
- [2] Gordos Géza: Példatár a lineáris hálózatokhoz. Tankönyvkiadó, Budapest, 1965.
- [3] Dr. Izsák Miklós: Vezetékes távközlő berendezések. Tankönyvkiadó, Budapest, 1966.
- [4] Goenning, Frank: Fortschritte in der Technik der Gruppenlaufzeitmessung, NTZ 1965. Vol. 18. 503—510.
- [5] Herpy Miklós: Analóg integrált áramkörök. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973.
- [6] Dr. Ambrózy András: Elektronikus zajok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1972.

abszorpciója, amelyhez hasonló hatást fejtenek ki a szálban a buborékok (zárványok is). A sugárzási veszteségek elég alacsony szinten tarthatók és az átvitt hullám hosszának negyedik hatványával arányosan csökkennek. A saját veszteségek meghatározására olyan képletet vezet le, amelyben a hullámhossz az egyetlen változó. Ez az egyenlet lehetővé teszi a veszteségek meghatározását a $0,19...1,2 \mu\text{m}$ -es hullámhosszúságú tartományban. A vörös és az infravörös közeli tartományban ezek az értékek mintegy 20%-kal alacsonyabbak az eddig számított értékeknél. A GaAlAs-lézernél (hullámhossza $0,85 \mu\text{m}$) és az Nd-lézernél (hullámhossza $1,06 \mu\text{m}$) a tiszta kvarcüveg csillapítása $1,90$, ill. $0,90$ dB/km. A képlet (az állandók megfelelő megváltoztatásával) dotált kvarcüveg csillapításának meghatározására is alkalmas. (*Nachrichtentechnische Zeitschrift, 1977. jún. [395]*)

*

Épületek belső terének biztosításában egyre nagyobb szerepet játszanak az infravörös érzékelők. Ha az infravörös detektor által ellenőrzött tartományban tipikus hőváltozás lép fel (pl. ember mozog) a berendezés azonnal vészjelzést ad. A napsugárzás, a természetes hőmérséklet-változás, a légmozgások és a zajok nem hatnak a detektorra. A PID 6 detektor után Zettler (NSZK) megjelentette a nagyobb teljesítményű PID 15-öt, amely 196 m^2 terület ellenőrzésére alkalmas. A földtől $2...3$ m-re elhelyezett 115 mm átmérőjű és 170 mm hosszú berendezés-

ben 12 infravörös detektor van. A kiértékelő elektronikát a földtől 50 mm -re helyezték el. A PID 15-ös elektronikára 5 dB PID 5 A független detektor kapcsolható. A berendezés $9...14 \text{ V}$ -ról üzemeltethető, nyugalmi áramfelvétele $1-1 \text{ mA}$. Az infravörös belsőtérbiztosító-berendezés más berendezésekkel kombináltan is használható. (*Funkschau, 1977. máj. 20. [396]*)

*

A nyugatnémet autópályán baleset vagy műszaki hiba esetén a segítség sokkal gyorsabban a helyszínre érkezik majd ezután. Az évente mintegy $700\,000$ alkalommal használt 7000 telefonállomást a közlekedési miniszter utasítására automatikus azonosítórendszerrel látják el. Ez az egyes központok személyzetének lehetővé teszi, hogy pontosan meghatározzák a hívó helyét. Az új, többfrekvenciás kódolású eljárással (MFC) dolgozó rendszer mintapéldánya Köln mellett kísérletként üzemel. Az átvitel 4 vezetékes, így a hatósugarat 65 km -re lehetett meghosszabbítani. A központba beérkező, csak arra az egy állomásra jellemző MFC-jel biztosítja, hogy a diszpécser kezelőpultján a km -t és az autópálya oldaljelzését a diódás display kimutassa, valamint, hogy (ez még csak terv) az autópálya méretarányos térképén a hívó állomás helyét villogó lámpácska jelezze. Ez a rendszer az A95-ös autópályán (München—Garmisch) üzemelő rendszer továbbfejlesztése. A minisztérium a következő 3 évben akarja az új rendszert bevezetni. (*Technische Rundschau, 1977, máj. [397]*)