

Veszteséges illesztő négyfázisok tervezése

ETO 621.372.51.001,2:681,3

A vezeték távközlésben a jelek átvitelére légvezetéseket, kábeleket használnak. E jelátvivő közegek elosztott paraméterű hálózatok, melyek végeiken koncentrált paraméterű áramkörökkel vannak lezárva. A vezeték elméletéből ismeretes, hogy a vezeték csillapítása egy adott frekvencián csak akkor lineáris függvénye a hosszúságnak, ha a vezeték hullámimpedanciájukkal vannak lezárva. Egyébként adott hosszúságú vezeték csillapítása különböző lezárások esetén különböző értékeket vesz fel.

Sokcsatornás átvitelnél mindig szükség van a kábel frekvenciafüggő csillapításának kiegyenlítésére. E célra szolgálnak a különböző típusú amplitúdókorrektorok. Az amplitúdókorrektorok méretezése rendszerint ohmos lezárások feltételezésével történik, amely természetesen nem valósul meg kábellel való lezárás esetén. Ez önmagában nem okoz problémát, ha a korrektor másik oldala ohmos lezárású, azonban a korrektor ohmos bemeneti impedanciája nem nyújtja a kábel hullámlezárását, ami azt vonja maga után, hogy azonos típusú kábelek különböző hosszúságuk esetén rendkívül nehezen egyenlíthetők ki. Ha biztosítjuk a kábelek hullámlezárását, akkor a kiegyenlítés nagymértékben egyszerűsödik, mert különböző hosszúságú vezeték esetén csupán a korrektor meredekségét kell változtatni.

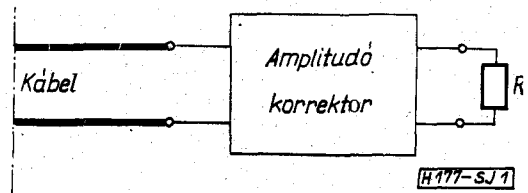
A következőkben olyan illesztő négyfázis tervezésével foglalkozunk, amely egyik oldalán (a kábeloldalon) jól közelíti a kábel hullámimpedanciáját a másik oldal (a korrektoroldal) ohmos lezárásának feltételezésével. A megoldás folyamán arra is törekszünk, hogy az illesztő négyfázis a korrektoroldalon lehetőleg ohmos bemeneti impedanciát közelítsen kábellel történő lezárás esetén.

Szeretném megjegyezni, hogy Youla 1964-ben megjelent cikkében [2] szélessávú illesztési problémát oldott meg LC négyfázissal, de nem hullámillesztési kritériummal. Mi az illesztési feladatot — tervezési diagramok megadásával — RLC négyfázissal oldjuk meg.

1. Illesztő négyfázis tervezése

1.1 A probléma megfogalmazása

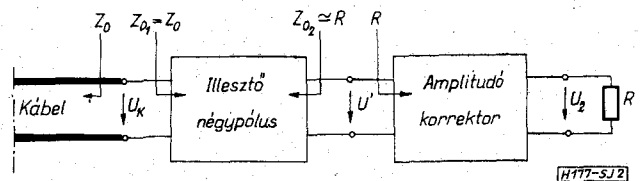
Az 1. ábrán felrajzoltuk egy igen egyszerű összeköttetés végződésének vázlatát. Mint a bevezetőben már említettük, ilyen kapcsolás mellett komoly problémaként jelentkezik az, hogy a kábel csillapításkarakterisztikája függ a lezárástól és a kábel hosszúságától. A korrektor bemeneti impedanciája ohmos, amely természetesen nem egyezik meg a kábel hullámimpedanciájával.



1. ábra

lámimpedanciájával. Abban az esetben, ha a korrektor elé egy olyan illesztő négyfázist kapcsolunk a 2. ábra szerint, amelynek bemeneti impedanciája megegyezik a kábel hullámimpedanciájával, akkor a kábel csillapítása lineáris függvénye lesz a hosszúságnak és így az amplitúdó korrektor méretezése és beállítása egyszerűvé válik.

A probléma ideális megoldásához jutnánk, ha sikerülne olyan négyfázist tervezni (3. ábra), amelynek primer oldali hullámimpedanciája megegyezik a kábel hullámimpedanciájával ($Z_{01} = Z_0$ kábel), szekunder oldali hullámimpedanciája viszont ohmos ($Z_{02} = R$). Ez azonban koncentrált paraméterű hálózattal elvileg nem valósítható meg, mivel a négyfázis szekunder

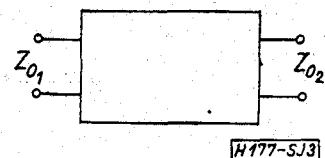


2. ábra

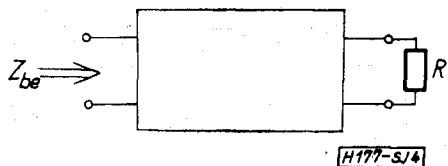
oldalát ellenállással lezárva a primer oldali bemeneti impedanciafüggvény mindig racionális tört függvény (két polinom hányadosa), viszont a kábel hullámimpedanciája transzcendens függvény. További problémát jelent az, hogy a kábel hullámimpedanciája széles sávban nem adható meg kezelhető formában matematikailag, mivel a vezeték kis frekvencián nagy veszteségűnek, nagy frekvencián pedig kis veszteségűnek tekinthető. Célszerűnek mutatkozik ezért a kábel hullámimpedanciáját mérésrel meghatározni.

Ezek után határozzuk meg az illesztő négyfázissal szemben támasztott követelményeket (4. ábra):

1. A négyfázis Z_{be} bemeneti impedanciája approxi-



3. ábra



4. ábra

málja a kábel hullámimpedanciáját (Z_0). A közelítés jónak mondható, ha a reflexiócsillapítás

$$\alpha_r = \ln \left| \frac{Z_{be} + Z_0}{Z_{be} - Z_0} \right| \approx 2,3 \text{ N}$$

2. A négypólus nagyfrekvenciákon ne csillapítson, ugyanis a kábel csillapítása is nő növekvő frekvenciák esetén. Ebből következik, hogy

3. a négypólus csillapítás-karakterisztikája monoton csökkenő jellegű mutasson, mert a korrektor ekkor tervezhető egyszerűen.

4. A négypólus szekunder oldali bemeneti impedanciája a primer oldal kábellel való lezárása esetén közelítőleg ohmos legyen.

A 4. követelménynek a 2. ábra kapcsolásában nincsen jelentősége, mivel ha pl. kíváncsiak vagyunk az U_k/U_2 transzfer függvényre, akkor

$$K = \frac{U_k}{U_2} = \frac{U_k}{U'} \cdot \frac{U'}{U_2} = T \cdot \Gamma_{ok} \quad (1)$$

vagyis az illesztő négypólus feszültség átviteli függvényét (T) egyszerűen meg lehet szorozni a korrektor hullám átviteli tényezőjével (Γ_{ok}), mivel a szimmetrikus négypólus hullámátviteli tényezője

$$\Gamma_0 = \frac{U_b}{2U_2} \sqrt{\frac{Z_0}{Z_0}} = \frac{U_b}{2U_2} = \frac{U_1}{U_2} \quad (2)$$

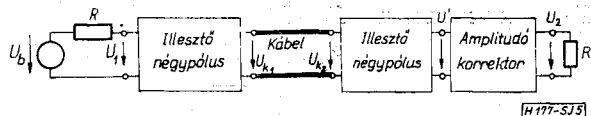
Vagy vegyük azt az elrendezést, amelynél a kábel elején és végén is használunk illesztő négypólust (5. ábra).

A teljes lánc átviteli tényezője

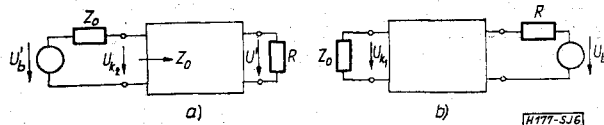
$$\Gamma = \frac{U_b}{2U_2} \sqrt{\frac{R}{R}} = \frac{U_b}{2U_2} \quad (3)$$

Itt $U_b/2$ helyébe nem írhatunk U_1 -et, mivel az illesztés jóságára itt nem tettünk előírást, csak a kábel és az illesztő négypólus között. Bővítsük az előző kifejezést és jelöljük a kábel hullámimpedanciáját Z_0 -val, amit egészen jól közelít az illesztő négypólusok bemeneti impedanciája

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{U_b}{2U_2} \cdot \frac{U_{k1}}{U_{k1}} \cdot \frac{U_{k2}}{U_{k2}} \cdot \frac{U'}{U'} \sqrt{\frac{Z_0 R'}{Z_0 R}} = \\ &= \frac{U_b}{2U_{k1}} \sqrt{\frac{Z_0}{R}} \cdot \frac{U_{k1}}{U_{k2}} \cdot \frac{U_{k2}}{U'} \sqrt{\frac{R}{Z_0}} \cdot \frac{U'}{U_2} = \\ &= \Gamma_1 \cdot \Gamma_{okábel} \cdot \Gamma_2 \cdot \Gamma_{okorr} \end{aligned} \quad (4)$$



5. ábra



6. ábra

Az első tényező (Γ_1) az illesztő négypólus komplex lezárásokra kiterjesztett átviteli tényezője R és Z_0 között, a második tényező ($\Gamma_{okábel}$) nem más, mint a kábel hullámátviteli tényezője, a harmadik faktor (Γ_2) az illesztő négypólus komplex lezárásokra kiterjesztett átviteli tényezője Z_0 és R között (itt felhasználtuk, hogy az illesztő négypólus bemeneti impedanciája jól követi a kábel hullámimpedanciáját), a negyedik faktor pedig ismét a korrektor hullámátviteli tényezője. Itt érdemes még felhasználni a Γ_1 és Γ_2 közötti összefüggést, ugyanis ezek a reciprocitásból következően egyenlők egymással. Ha még felhasználjuk az (1) kifejezés kapcsán bevezetett T feszültség-átviteli függvényt, akkor a 6a ábra szerint

$$\Gamma_2 = \frac{U_b'}{2U'} \sqrt{\frac{R}{Z_0}} = \frac{U_{k2}}{U'} \sqrt{\frac{R}{Z_0}} = T \sqrt{\frac{R}{Z_0}}, \quad (5)$$

a 6b ábra szerint pedig

$$\Gamma_1 = \frac{U_b}{2U_{k1}} \sqrt{\frac{Z_0}{R}} \quad (6)$$

A reciprocitás miatt $\Gamma_1 = \Gamma_2$, ami viszont azt eredményezi, hogy

$$\frac{U_b}{2U_{k1}} = T \frac{R}{Z_0} \quad (7)$$

Ha ezt felhasználjuk, akkor egy a (4) kifejezéssel ekvivalens, de jobban mérhető és könnyebben kezelhető összefüggést nyerünk:

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{U_b}{2U_2} \cdot \frac{U_{k1}}{U_{k1}} \cdot \frac{U_{k2}}{U_{k2}} \cdot \frac{U'}{U'} = \frac{U_b}{2U_{k1}} \cdot \frac{U_{k1}}{U_{k2}} \cdot \frac{U_{k2}}{U'} \cdot \frac{U'}{U_2} = \\ &= T \frac{R}{Z_0} \cdot \Gamma_{okábel} \cdot T \cdot \Gamma_{okorr} \end{aligned} \quad (8)$$

Csillapításban gondolkozva tehát az eredő csillapítás egyenlő a kábel és a korrektor hullámcsillapításának összegével, plusz az illesztő négypólus hullámimpedanciával korrigált kétszeres feszültségcsillapítása. Mivel T , R és Z_0 független a hosszúságtól, ezért e mennyiségek egy frekvencián konstans csillapítást jelentenek és a korrektort lényegileg az egyszerű hullámparaméteres módszerrel lehet méretezni a kábel hullámcsillapításából kiindulva.

Az 5. ábra kapcsán megemlítjük, hogy az illesztő négypólus közelítőleg ohmos bemeneti oldala a generátor illesztett lezárása szempontjából tekinthető előnyösnek.

1.2 Az illesztő négypólus kapcsolásának megválasztása

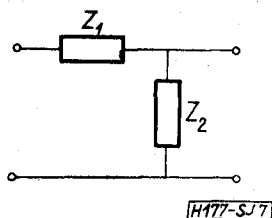
Az előző pontban láttuk, hogy a kitűzött feladat ideálisan nem oldható meg koncentrált paraméterű hálózattal. Ezek után közelítő megoldást keresünk hullámparaméteres eszközökkel.

Ismeretes, hogy a legegyszerűbb — hullámparaméterekkel rendelkező — négy-pólus az L -tag (7. ábra). A probléma megoldását ilyen kapcsolásban keressük, mivel egyszerűsége törekszünk. Az is jól ismert, hogy a kábel hullámimpedanciája ohmos és kapacitív komponenset tartalmaz, s mindkettő monoton csökken a frekvencia függvényében (8. ábra). Ebből rögtön következik, hogy a keresett négy-pólus nem lehet tisztán reaktáns, mivel a reaktáns négy-pólusok hullámimpedanciája olyan, hogy tiszta valós és tiszta képzetes részek követik egymást a frekvencia függvényében. Ha mindezekhez hozzávesszük az előző pontban meghatározott 2–3. követelményeket, akkor arra a következtetésre jutunk, hogy RLC elemekből álló felülatéresztő jellegű L -taggal valósítsuk meg a kapcsolást. Néhány ilyen kapcsolat látható a 9. ábrán.

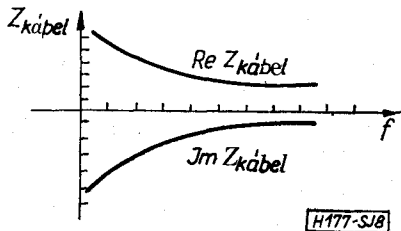
A 9a ábrán látható kapcsolat csillapítása a keresztirányú inductivitás miatt kis frekvencián igen nagy. A 9b ábra kapcsolatában, ha azt akarjuk, hogy a szekunder oldalról nézve a kisfrekvenciás és a nagyfrekvenciás hullámimpedancia megegyezzen, akkor a primer oldalon nem tudjuk jól megközelíteni a kábel hullámimpedanciáját. A 9c kapcsolat szekunder oldali hullámimpedanciája nagy frekvenciákon tart a ∞ -hez. A 9d ábra kapcsolatánál az említett problémák nem merülnek fel, így ezt a kapcsolást választjuk.

1.3 Az illesztő négy-pólus analízise

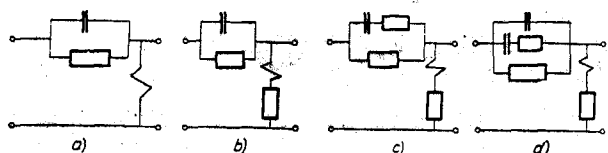
Az illesztő négy-pólus kapcsolatát az 1.2 pontban tárgyaltak alapján vegyük fel a 10a ábra szerint. Számoljunk relatív értékekkel oly módon, hogy ellenállás egységnek a lezáró ellenállást, inductivitás egységnek pedig az L_2 inductivitást választjuk. Mivel



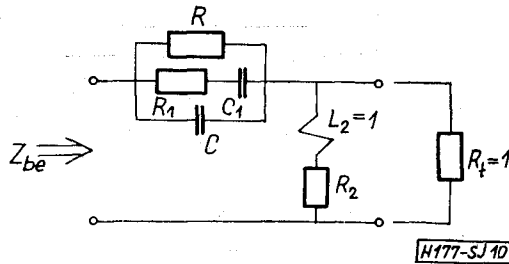
7. ábra



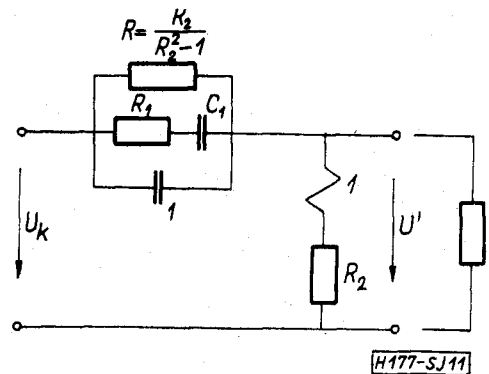
8. ábra



9. ábra



10a ábra



10b. ábra

mindkét oldalon tökéletes illesztést elvileg nem lehet megvalósítani, ezért a kapcsolási paramétereket úgy választjuk meg, hogy a négy-pólus szekunder oldali hullámimpedanciája kis- és nagyfrekvenciákon egységnyi legyen (ezzel igyekszünk megközelíteni a jó illesztést az ohmos oldalon), a primer oldali bemeneti impedanciát pedig úgy közelítjük — a szekunder oldal egységnyi lezárásának feltételezése mellett —, hogy a kábel és a bemeneti impedancia között a reflexiós csillapítás nagyobb legyen 2,3 N-nél.

Írjuk fel a szekunder oldali hullámimpedanciát:

$$Z_{02} = \sqrt{Z_{2i} Z_{2r}} = Z_2 \sqrt{\frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}} \quad (9)$$

ahol $Z_1 = R \times \left(R_1 + \frac{1}{pC_1} \right) \times \frac{1}{pC}$

$$Z_2 = p + R_2$$

Végtelen frekvencián $Z_1 \rightarrow \frac{1}{pC}$
 $Z_2 \rightarrow p$

$$\text{így } Z_{02}|_{p \rightarrow \infty} = p \sqrt{\frac{\frac{1}{pC}}{p + \frac{1}{pC}}} = \frac{p}{\sqrt{1 + p^2 C}}$$

Ha azt kívánjuk, hogy e kifejezés egységnyi legyen, akkor szükséges, hogy

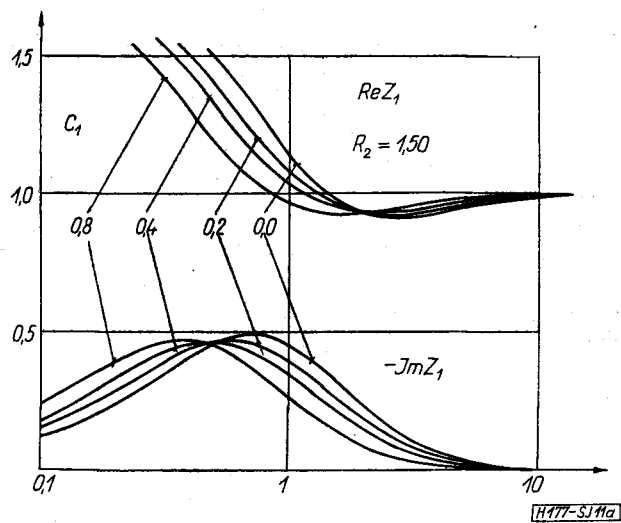
$$C = 1 \quad (10)$$

legyen.

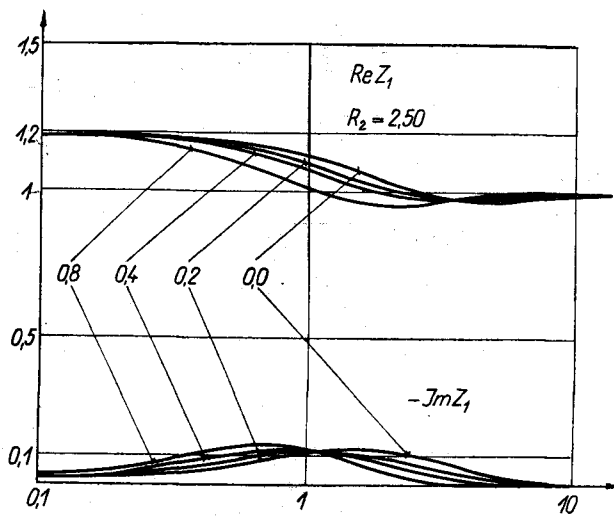
Zérus frekvencián $Z_1 \rightarrow R$

$$Z_2 \rightarrow R_2$$

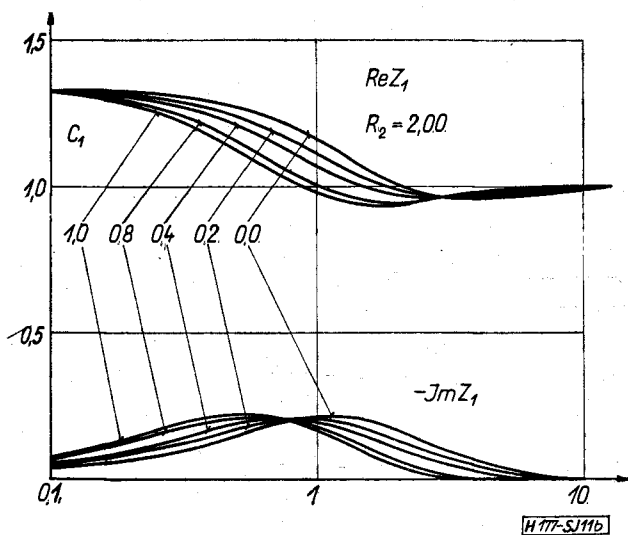
$$\text{így } Z_{02}|_{p \rightarrow 0} = R_2 \sqrt{\frac{R}{R + R_2}}$$



11a ábra



11c ábra



11b ábra

Ha ismét azt kívánjuk, hogy e kifejezés egységnyi legyen, akkor szükséges, hogy

$$R = \frac{R_2}{R_2^2 - 1} \quad (11)$$

legyen. Eddigi eredményeinket felhasználva a megtervezendő négy-pólusunk kapcsolása a 10b ábrán látható. Ezen ábra alapján, ha bevezetjük a $\tau_1 = R_1 C_1$ időállandót, akkor

$$Z_1 = \frac{R(1 + p\tau_1)}{1 + p\tau_1 + pR(1 + C_1) \left(1 + p \frac{\tau_1}{1 + C_1}\right)}$$

$$Z_2 = p + R_2$$

és a szekunder oldali hullámimpedancia

$$Z_{02} = (p + R_2) \sqrt{\frac{R(1 + p\tau_1)}{(p + R_2)\{1 + p[\tau_1 + R(1 + C_1)] + p^2 R \tau_1\} + R(1 + p\tau_1)}}$$

Mivel egyszerű, könnyen kezelhető kifejezésre törekszünk, ezért legyen

$$\tau_1 = \frac{1}{R_2} \quad (12)$$

Ha ezt behelyettesítjük a hullámimpedancia kifejezésébe, akkor a

$$Z_{02} = \frac{1 + \frac{p}{R_2}}{\sqrt{1 + 2\zeta \frac{p}{R_2} + \frac{p^2}{R_2^2}}} \quad (13)$$

képletre jutunk, ahol

$$\zeta = \frac{R_2^2(2 + C_1) - 1}{2R_2^2}$$

A Bode-diagramok felhasználásával a (13) összefüggés rendkívül könnyen kiértékelhető és a szekunder oldali reflexió tényező egyszerűen megbecsülhető.

Az eddigieket összegezve megállapítható, hogy felvett kapcsolásunk 6 eleméből két szabad paraméter maradt, nevezetesen R_2 és C_1 . E szabad paraméterek felhasználásával határozzuk meg a primer oldali bemeneti impedanciát, amit az egyszerű méretezés céljából görbesereggel is megadunk (11a, b, c ábra).

A 11. ábra kapcsolásának primer oldali bemeneti impedanciája a szekunder oldal egységnyi lezárása mellett:

$$\begin{aligned} Z_{1be} &= Z_1 + \frac{Z_2}{1 + Z_2} \\ &= \frac{R(1 + p\tau_1)}{1 + p\tau_1 + pR(1 + C_1) \left(1 + p \frac{\tau_1}{1 + C_1}\right)} + \frac{p + R_2}{1 + R_2 + p} \end{aligned}$$

Felhasználva a (11)–(12) összefüggéseket összevonás és rendezés után a

$$Z_{1be} = \frac{R_2^2}{R_2^2 - 1} \frac{1 + \frac{p}{R_2}}{1 + \frac{p}{1 + R_2}} \frac{1 + 2\zeta_3 \frac{p}{\omega_3} + \left(\frac{p}{\omega_3}\right)^2}{1 + 2\zeta_4 \frac{p}{\omega_4} + \left(\frac{p}{\omega_4}\right)^2} \quad (14)$$

kifejezést kapjuk, ahol

$$\begin{aligned} \omega_3 &= \sqrt{R_2(R_2 + 1)} \\ \zeta_3 &= \frac{R_2^2(2 + C_1) + R_2 - 1}{2R_2\sqrt{R_2(R_2 + 1)}} \\ \omega_4 &= \sqrt{R_2^2 - 1} \\ \zeta_4 &= \frac{R_2^2(2 + C_1) - 1}{2R_2\sqrt{R_2^2 - 1}} \end{aligned}$$

A Bode-diagramok felhasználásával a (14) kifejezés is egyszerűen értékelhető. A másodfokú tényezők a legtöbb esetben két valós tényezőre esnek szét, de a gyökök ebben az esetben a

$$p_i = \omega_i [-\zeta_i \pm \sqrt{\zeta_i^2 - 1}] \quad (15)$$

alapján meghatározhatók.

Ha az illesztő négy-pólus beépítésre kerül egy összeköttetésbe, akkor figyelembe kell venni az általa okozott csillapítást is. Az 1.1 pontban leírtak szerint a csillapítás kifejezésében mindig fellép a T feszültségátviteli függvény (10b ábra):

$$\begin{aligned} T = \frac{U_k}{U'} &= \frac{Z_{1be}}{1 \times Z_2} = \frac{Z_{1be}}{1 \times (p + R_2)} = \frac{Z_{1be}}{\frac{R_2}{1 + R_2} \frac{1 + \frac{p}{R_2}}{1 + \frac{p}{1 + R_2}}} = \\ &= \frac{R_2}{R_2 - 1} \frac{1 + 2\zeta_3 \frac{p}{\omega_3} + \left(\frac{p}{\omega_3}\right)^2}{1 + 2\zeta_4 \frac{p}{\omega_4} + \left(\frac{p}{\omega_4}\right)^2} \quad (16) \end{aligned}$$

Mint látható, az előzők felhasználásával itt is könnyen kezelhető összefüggésre jutottunk.

1.4 Az illesztő négy-pólus méretezése

Az 1.3 pontban meghatároztuk a Z_{1be} bemeneti impedancia (14) kifejezését, valamint a T feszültségátviteli függvény (16) kifejezését az R_2 és a C_1 paraméterek függvényeként. Ezen összefüggéseket néhány diszkrét érték mellett ($R_2 = 1,5; 2; 2,5$ és $C_1 = 0; 0,2; 0,4; 0,8$) számítógéppel ki is számítottuk és görbesereggel ábráztuk. Az eredménylapon minden $R_2 - C_1$ értékpárhoz kiírtuk az $R_2, C_1, \zeta_3, \zeta_4, Z_0$ (a bemeneti impedancia értéke zérus frekvencián), valamint az A_0 (a feszültségátviteli függvény értéke zérus frekvencián) mennyiségeket. Ezek után táblázatosan szerepel a frekvencia függvényében a bemeneti impedancia abszolút értéke és fázisa (fokban), valamint a reális és képzetes része. Az utolsó két oszlopban szerepel a feszültségátviteli függvény abszolút érté-

kének természetes alapú logaritmus, azaz a csillapítás néperben és a feszültségátviteli függvény árkusza, azaz a forgatás fokban.

E dolgozattal csak a leglényegesebb diagramokat közöljük a 11a, b és c ábrákon.

A méretezés ezek után a következőképpen történik. Az illesztendő kábel hullámimpedanciájának valós és képzetes részét olyan pauzpapíron ábrázoljuk, amelynek léptéke megegyezik a diagramok léptékével. A követelmény-görbét fedésbe hozzuk a diagram egyik összetartozó ReZ_1 és ImZ_1 görbéjével és leolvassuk az R_2 és C_1 paramétereket. Ezek felhasználásával az illesztő négy-pólus még ismeretlen elemeinek értéke az analízis alapján:

$$R = \frac{R_2}{R_2^2 - 1}$$

$$R_1 = \frac{1}{R_2 C_1}$$

Ezzel az illesztő négy-pólus elemeinek relatív értékei már ismertek. Dimenziós értékekre úgy térhetünk át, hogy a relatív értékeket megszorozzuk az egységekkel. Az ellenállás-egység (R_e) a kábel nagyfrekvenciás hullámimpedanciájának valós része, a frekvencia-egység (f_e) pedig az a frekvencia, amely a követelmény-görbén fedésbehozás esetén megegyezik a görbesereg 1 frekvenciájával. Ezen egységek segítségével

$$L_e = \frac{R_e}{2\pi f_e}$$

$$C_e = \frac{1}{2\pi f_e R_e}$$

Ha nem találunk olyan összetartozó $R_2 - C_1$ értékpárt, amely mellett a reflexiós csillapítás $a_r \geq 2,3$ N, akkor meghatározhatjuk a bemeneti impedancia zérusait és pólusait a (14) és (15) kifejezésekből és egyszerűen kicsit megváltoztatva valamelyik szingularitást az illesztő négy-pólus megtervezhető. Ezt fogja illusztrálni második példánk.

1.5 Példák illesztő négy-pólus tervezésére

A következőkben bemutatunk két példát, amelyeken keresztül illusztrálni kívánjuk az előzőkben elmondottakat.

Az első példában az illesztő négy-pólus közvetlenül méretezhető a megadott diagramok segítségével, míg a második példában az egyik szingularitás csekély megváltoztatásával lehet elérni a kívánt 2,3 N-es reflexiós csillapításnál nem kisebb értéket.

Első példa

Legyen adott egy 1,34 mm \varnothing Al. 28 nF/km kábel hullámimpedanciája az 1. táblázat szerint. Ha ezeket az értékeket diagramban ábrázoljuk a megadott görbesereg léptékben, akkor a diagram jó fedésbehozható az $R_2 = 2,5; C_1 = 0,2$ paraméterekkel jellemzett

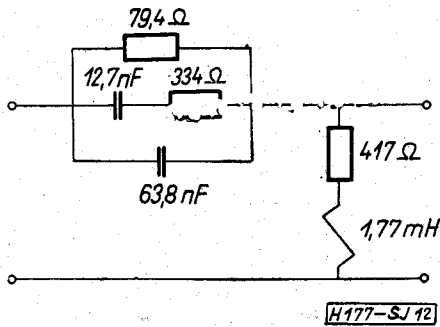
1. táblázat

f (kHz)	12	20	30	60	90	120	180	240
ReZ ₀ [Ω]	185	179	176	172	170	169	168	167
-ImZ ₀ [Ω]	53	34	26	14	10	8,5	7,5	7

görbével. Rögtön leolvasható a frekvenciaegység is $f_e = 15$ kHz, vagyis $\omega_e = 94,2$ kr/s. Mivel az ellenállás-egység a hullámimpedancia valós részének nagyfrekvenciás értéke, ezért

$$L_e = \frac{R_e}{\omega_e} = \frac{167}{94,2} \cdot 10^{-3} = 1,77 \text{ mH}$$

$$C_e = \frac{1}{R_e \omega_e} = \frac{10^{-6}}{0,167 \cdot 94,2} = 63,8 \text{ nF}$$



12. ábra

A még ismeretlen kapcsolási paraméterek a (11) és (12) kifejezések alapján számíthatók

$$R = \frac{R_2}{R_2^2 - 1} = \frac{2,5}{6,25 - 1} = 0,476 \text{ és beszorozva az egységgel}$$

$$R = 79,4 \text{ ohm}$$

$$R_1 = \frac{\tau_1}{C_1} = \frac{1}{R_2 C_1} = \frac{1}{2,5 \cdot 0,2} = 2 \text{ és beszorozva az egységgel}$$

$$R_1 = 334 \text{ ohm}$$

Az illesztő négypólus kapcsolása a 10b ábra alapján a 12. ábrán látható.

Számításainkat méréssel is ellenőriztük. Eredményeink szerint a kábeloldali reflexió csillapítás nagyobb, mint 3 N (a megengedett 2,3 N helyett), a berendezés felé pedig 4N-nél nem kisebb.

Második példa

Egy 0,9-es DM kábel hullámimpedanciája adott a 2. táblázatban. Ha ezeket az értékeket ábrázoljuk a megadott görbeseregnek megfelelő léptékben ($R_e = 123$ ohm) és igyekszünk fedésbe hozni valame-

2. táblázat

f [kHz]	6	12	24	36	60	108
ReZ ₀ [Ω]	164	144	130	123	123	123
-ImZ ₀ [Ω]	96	61,5	33,3	24,1	13,6	7,7

lyikkel, akkor nem találunk olyan görbét, amellyel ez megtehető 2,3 N-es reflexió csillapításnál nem kisebb értékkel. A görbék közül a követelményekhez legközelebb az $R_2 = 1,5$; $C_1 = 0,4$ paraméterekkel rendelkező áll.

Keressük meg (14) alapján a bemeneti impedancia gyökeit, ha $R_2 = 1,5$ és $C_1 = 0,4$

$$\omega_1 = -R_2 = -1,5$$

$$\omega_2 = -(1 + R_2) = -2,5$$

$$\omega_3 = \sqrt{R_2(R_2 + 1)} = 1,94$$

$$\omega_4 = \sqrt{R_2^2 - 1} = 1,12$$

valamint

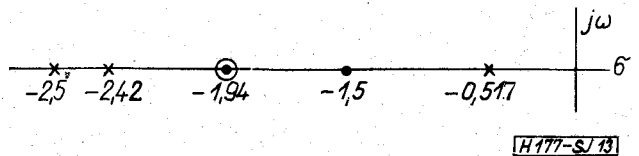
$$\zeta_3 = 1,016$$

$$\zeta_4 = 1,312$$

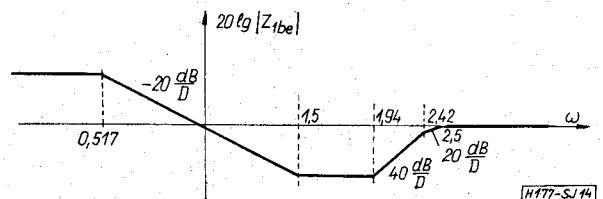
A (15) kifejezés szerint, ha a $\zeta_3 = 1$ közelítéssel élünk, akkor kettős gyököt kapunk a $-1,94$ -es helyen és ha kiszámítjuk az $\omega_4 = 1,12$ és $\zeta_4 = 1,312$ adatokkal definiált két gyököt a (15) segítségével, akkor a

$$p_i = 1,12[-1,312 \pm \sqrt{1,312^2 - 1}] = \begin{cases} -0,517 \\ -2,42 \end{cases}$$

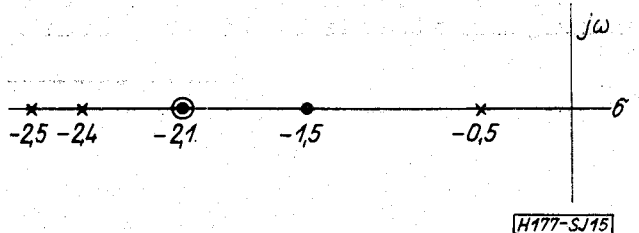
értéket kapjuk. E szingularitásokat ábrázolva a $p = \sigma + j\omega$ síkon, a 13. ábrához jutunk. Ha ezen póluszus elrendezéshez felrajzoljuk a Bode-féle törtvonalas karakterisztikát, akkor a 14. ábrát kapjuk. Ismerve a Bode-diagramok tulajdonságait, valamint a követelménygörbe eltérését az $R_2 = 1,5$; $C_1 = 0,4$ paraméterekkel rendelkező görbétől, rögtön következik, hogy a Z_{1be} bemeneti impedancia jobban fogja közelíteni a megadott hullámimpedanciát, ha a $-1,94$ -es pontban fekvő szingularitásokat nagyobb értékűre választjuk. (Más megoldás is választható, pl. a $-2,5$ -



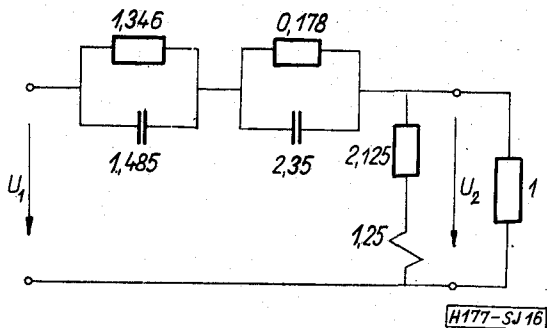
13. ábra



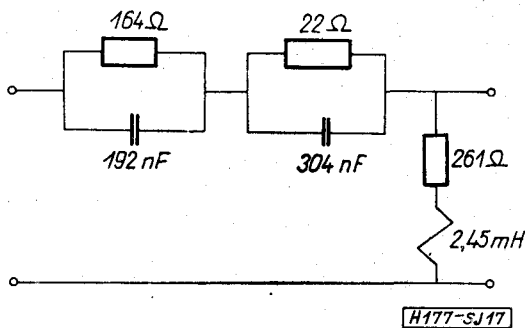
14. ábra



15. ábra



16. ábra



17. ábra

es pontban levő pólus értéke csökkenthető.) Az egyszerűbb számítás érdekében a megadott szingularitásokat még kerekítsük is. Ezek alapján az új póluszérus elrendezés legyen a 15. ábra szerinti. Az így megadott póluszérus elrendezés a következő impedanciafüggvényt definiálja:

$$Z_{1be} = \frac{(p+1,5)(p+2,1)^2}{(p+0,5)(p+2,4)(p+2,5)}$$

Ez a függvény már teljesíti a megadott követelményeket. Realizálva az impedanciát a 16. ábra kapcsolására jutunk. A relatív értékekről úgy térhetünk át dimenziós értékekre, hogy az ellenállás egysége ($R_e = 123 \text{ ohm}$) mellé felvesszük a frekvenciaegységet. A 16. ábra kapcsolásának analíziséből következik, hogy $f_e = 10 \text{ kHz}$ és így

$$L_e = \frac{R_e}{2\pi f_e} = 1,96 \text{ mH}$$

$$C_e = \frac{L_e}{R_e^2} = 129 \text{ nF}$$

Ezen egységekkel a megépítendő kapcsolás a 17. ábrán látható.

Tervezett kapcsolásunkat mérésrel ellenőriztük és eredményeinket a 3. táblázatban adtuk meg. Látható,

f [kHz]	6	12	24	36	60	108
a_{rk} [N]	2,9	3,1	3	3,1	3,75	4,2
a_{rb} [N]	1,8	1,85	2	2,2	2,6	3,2
$\ln \left \frac{U_1}{U_2} \right $	0,81	0,46	0,18	0,09	0,035	0,015

hogy a kábel oldali a_{rk} reflexiós csillapítás minimuma 2,9 N, ami több mint fél néperrel jobb a követelménynél. A berendezés oldal felől a reflexiós csillapítás az előző példához képest lecsökkent, de erre nem tettünk előírást. Egyébként a csökkenés oka az, hogy a szingularitás megváltoztatásánál csupán a kábel oldali impedanciát tartottuk szem előtt. Más szingularitások változtatásánál más reflexiós csillapítás értékeket kapunk a berendezés oldalon is. Ha egyéb szempontból a berendezés oldalon is szükség van a jobb illesztésre, akkor több szingularitás változtatást kell végigszámolni és az optimumot kell kiválasztani.

Erdemes a kapott eredményt összehasonlítani a régebben használt illesztő négy-pólussal, amely egyszerű párhuzamos RC kapcsolás volt. E kapcsolás 6 kHz-esn $a_{rk} = 2,63 \text{ N}$ és $a_{rb} = 0,4 \text{ N}$ reflexiós csillapításokat ad, 12 kHz-en pedig $a_{rk} = 2,7 \text{ N}$ -t és $a_{rb} = 0,3 \text{ N}$ -t. Látható, hogy a méretezett kapcsolásunk a berendezés oldalon még így is több, mint 1 N-rel, jobb, bár ezt az oldalt figyelembe sem vettük a módosításnál.

2. Köszönetnyilvánítás

Végezetül szeretném megköszönni *Farkas Vilmosnak*, a Posta Kísérleti Intézet osztályvezetőjének a többszöri hasznos konzultációt, valamint a mérések lebonyolítását. Ezenkívül köszönetemet fejezem ki *dr. Géher Károly* docensnek, a műszaki tudományok kandidátusának a kézirat gondos átnézéséért, valamint hasznos megjegyzéseierért.

3. Összefoglalás

A tanulmányban olyan illesztő négy-pólus tervezését dolgoztuk ki, amely ellenállást illeszt — előírt reflexiós csillapítás mellett — adott kábel frekvenciától függő hullámimpedanciájához. A feladatot RLC elemekből álló L-taggal oldottuk meg.

IRODALOM

- [1] *Géher K.*: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1968.
- [2] *Youla, D. C.*: A new theory of broad-band matching. IEEE Trans. CT-11, 1. 30–50, 1964.