FIALA KÁROLY
Híradótechnikai Vállalat

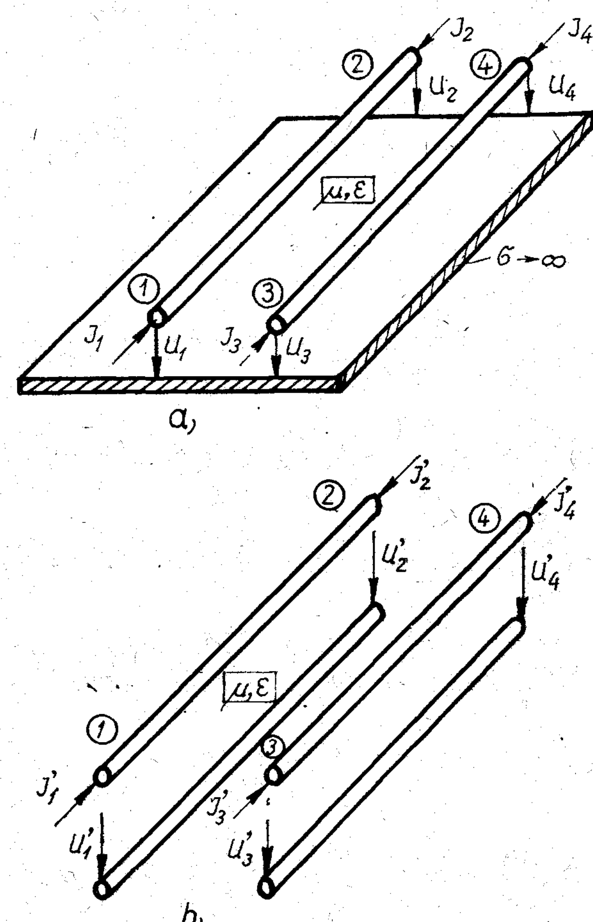
Vezetékes iránycsatolók tervezése

ETO 621.372.832.4

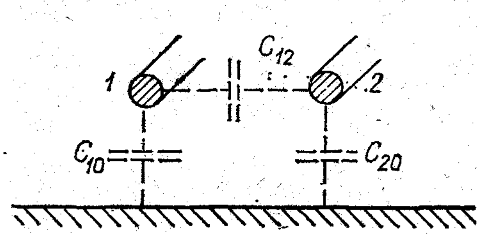
Az iránycsatolók reaktáns, lineáris négykapus szerkezetek. Tulajdonságaikat a mátrixalgebra módszerével írhatjuk le. Különösen előnyös az iránycsatolóknak szórási mátrixszal történő leírása. Iránycsatolót csatolt tápvonalszakaszokkal realizálhatunk (1*a*, 1*b* ábrák).

A két elrendezés elektromos szempontból ekvivalens. Ha a vezetékek méretei és a térközük a hullámhossz tört részei, valamint a csatolt vezetékek veszteségei elhanyagolhatóak, akkor TEM-erőtér alakul ki, s ilymódon a sztatikus kapacitások határozzák meg a terjedési viszonyokat (2. ábra).

Ha $C_{10}=C_{20}$, akkor szimmetrikus a szerkezet.



1. ábra
H 502-FK 1



H 502-FK 2
2. ábra

Állandó csatolási tényezőjű szimmetrikus irányesatoló analízise

Szimmetrikus szerkezetek $\bar{\bar{S}}$ szórási mátrixának meghatározása mátrixsajátértékek meghatározására vezethető vissza. Az s_i sajátértékekhez tartozó $\bar{a}_i$ sajátvektoros gerjesztésnél a szimmetriasíkokban elektromos fal (rövidzár), illetve mágneses fal (szakadás) elégíti ki a Maxwell-egyenletek megoldását. Az elektromos és a mágneses falak a négykapus szerkezetet négy darab egykapus szerkezetre osztják.

z_i: az egykapus szerkezet bemenő impedanciája,

s_i: az egykapus szerkezet bemeneti feszültségi reflexiós tényezője.

Az 1. táblázat tartalmazza a_i, s_i, z_i értékeket.

Az s_i sajátértékek ismeretében meghatározható az iránycsatoló szórási mátrixa [1].

$$\bar{\bar{S}}=\bar{\bar{U}}\bar{\bar{S}}_d\bar{\bar{U}}^*, \tag{1}$$

ahol

$\bar{\bar{S}}_d$ a sajátértékek diagonálmátrixa,

$\bar{\bar{U}}$ a sajátvektorokból képzett mátrix.

Az $\bar{\bar{S}}$ mátrix reciprok és szimmetrikus mátrix.

$$S_{ij}=S_{ji}, \tag{2}$$

$$S_{ii}=S_{jj}. \tag{3}$$

$$S=\frac{1}{4}\begin{bmatrix}1 & 1 & 1 & 1\\ 1 & -1 & 1 & -1\\ 1 & 1 & -1 & -1\\ 1 & -1 & -1 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}s_1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & s_2 & 0 & 0\\ 0 & 0 & s_3 & 0\\ 0 & 0 & 0 & s_4\end{bmatrix}\begin{bmatrix}1 & 1 & 1 & 1\\ 1 & -1 & 1 & -1\\ 1 & 1 & -1 & -1\\ 1 & -1 & -1 & 1\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14}\\ S_{12} & S_{11} & S_{14} & S_{13}\\ S_{13} & S_{14} & S_{11} & S_{12}\\ S_{14} & S_{13} & S_{12} & S_{11}\end{bmatrix}. \tag{4}$$

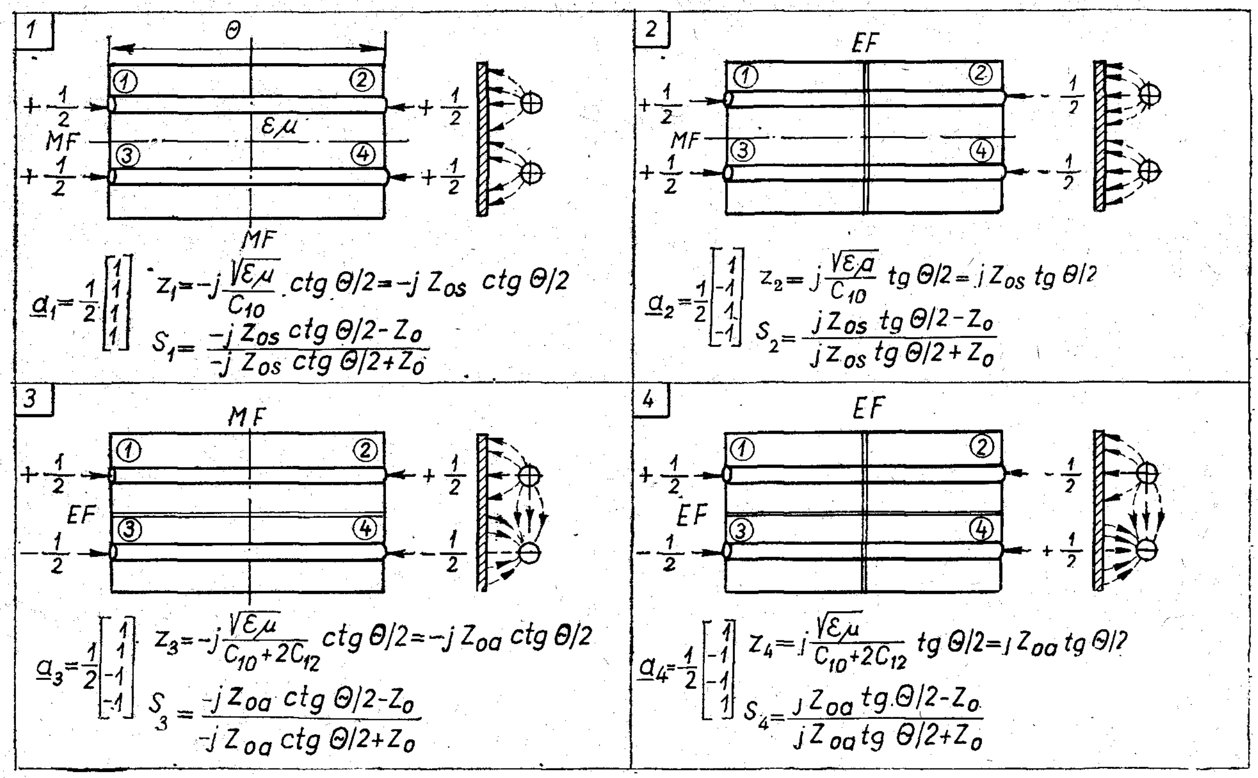
A mátrixok összeszorzását elvégezve kapjuk a következőket.

$$S_{11}=\frac{(s_1+s_2+s_3+s_4)}{4}, \tag{5}$$

$$S_{12}=\frac{(s_1-s_2+s_3-s_4)}{4}, \tag{6}$$

Beérkezett: 1977. I. 27.

1 Táblázat



H 502-FK 1T

$$S_{13}=\frac{(s_1+s_2-s_3-s_4)}{4}, \tag{7}$$

$$S_{14}=\frac{(s_1-s_2-s_3+s_4)}{4}. \tag{8}$$

Ideális iránycsatolónál nem jut teljesítmény a diagonálison fekvő kapura.

$$S_{14}=0 \tag{9}$$

Másrészt az ideális iránycsatoló illesztett átmenet.

$$S_{11}=0 \tag{10}$$

A két feltétel teljesül, ha a mátrixsajátértékekre fennáll az alábbi kötés.

$$s_1=-s_4 \tag{11}$$

$$s_2=-s_3 \tag{12}$$

Az ideális iráncsatoló szórási mátrixa:

$$S=\begin{bmatrix} 0 & \frac{s_1+s_3}{2} & \frac{s_1-s_3}{2} & 0 \\ \frac{s_1+s_3}{2} & 0 & 0 & \frac{s_1-s_3}{2} \\ \frac{s_1-s_3}{2} & 0 & 0 & \frac{s_1+s_3}{2} \\ 0 & \frac{s_1-s_3}{2} & \frac{s_1+s_3}{2} & 0 \end{bmatrix} \tag{13}$$

A mátrixsajátértékekre adott kötés alapján az alábbi összefüggés adódik:

$$Z_0=\sqrt{Z_{0s}\cdot Z_{0a}} \tag{14}$$

Z_{0s} a szimmetrikus módú hullámellenállás.

$$Z_{0s}=\frac{1}{v\cdot C_{10}}=\frac{\sqrt{\varepsilon\mu}}{C_{10}}. \tag{15}$$

Z_{0a} az aszimmetrikus módú hullámellenállás.

$$Z_{0a}=\frac{1}{v(C_{10}+2C_{12})}=\frac{\sqrt{\varepsilon\mu}}{C_{11}+C_{12}}. \tag{16}$$

Bevezetjük a k csatolási tényezőt.

$$k=\frac{C_{12}}{\sqrt{C_{11}C_{22}}} \tag{17}$$

Ha

$$C_{11}=C_{22} \qquad k=\frac{C_{12}}{C_{11}}=\frac{C_{12}}{C_{10}+C_{12}}, \tag{18}$$

$$Z_0=\frac{1}{v\cdot C_{11}\sqrt{1-k^2}}=\frac{\sqrt{\varepsilon\mu}}{C_{11}\sqrt{1-k^2}}, \tag{19}$$

$$C_{11}=C_{10}+C_{12}=\frac{\sqrt{\varepsilon\mu}}{Z_0\cdot\sqrt{1-k^2}}. \tag{20}$$

A csatolási tényező kifejezhető a szimmetrikus és az aszimmetrikus módú hullámellenállásokkal.

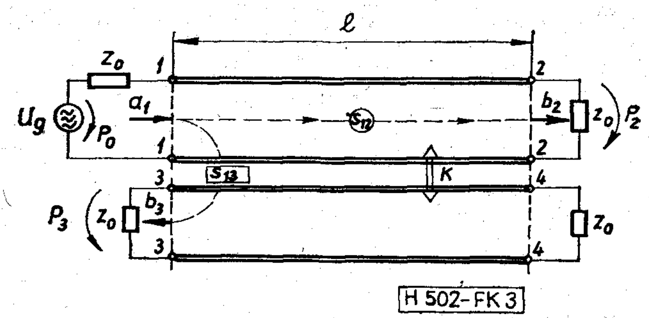
$$k=\frac{Z_{0s}-Z_{0a}}{Z_{0s}+Z_{0a}} \tag{21}$$

Illetve a hullámellenállások kifejezhetők a k tényezővel:

$$Z_{0s}=Z_0\sqrt{\frac{1+k}{1-k}},\tag{22}$$

$$Z_{0a}=Z_0\sqrt{\frac{1-k}{1+k}}.\tag{23}$$

A továbbiakban meghatározzuk az iránycsatoló különböző fontos jellemzőit. A 3. ábra ideális lezárások között működő ideális iránycsatolót mutat.



3. ábra

A csatolás meghatározása

$$C=10\lg\frac{P_0}{P_3}=10\lg\frac{|a_1|^2}{|b_3|^2}=10\lg\frac{1}{|S_{13}|^2}\tag{24}$$

$[c]=\mathrm{dB}$.

$$S_{13}=\frac{s_1-s_3}{2}=\frac{1}{2}\left(\frac{-jZ_{0s}\operatorname{ctg}\Theta/2-Z_0}{-jZ_{0s}\operatorname{ctg}\Theta/2+Z_0}-\frac{-jZ_{0a}\operatorname{ctg}\Theta/2-Z_0}{-jZ_{0a}\operatorname{ctg}\Theta/2+Z_0}\right).\tag{25}$$

A műveleteket elvégezve

$$S_{13}=\frac{jk\cdot\sin\Theta}{\sqrt{1-k^2}\cos\Theta+j\sin\Theta}.\tag{26}$$

A Richards-transzformáció:

$$\Omega=\operatorname{tg}\Theta=\operatorname{tg}\beta l,\tag{27}$$

$$S_{13}=j\Omega\frac{k}{\sqrt{1-k^2}+j\Omega}.\tag{28}$$

A 4. ábrán van feltüntetve a szórási mátrixelem abszolútérték frekvenciafüggése.
A csatolás:

$$C=10\lg\frac{1}{k^2}+10\lg\left(1+\frac{1-k^2}{\Omega^2}\right)=C_0+C(\Omega),\tag{29}$$

sávközépi frekvencián $l=\frac{\lambda_0}{4}$, $\Theta_0=\frac{\pi}{2}$, $\Omega_0\to\infty$,

$$C=C_0=-20\lg k.\tag{30}$$

Ha adva van C_0 meghatározható a k tényező.
Az 5. ábrán van feltüntetve, hogyan változik egy 10 dB csatolású iránycsatoló csatolási csillapítása a fekvencia függvényében.

A sávszélesség meghatározása

A sávszélességet a 3 dB-es pontok alapján határozzuk meg (6. ábra).

$$w=2\cdot\frac{\Theta_b-\Theta_a}{\Theta_b+\Theta_a}\tag{31}$$

$$C(\Omega)=3\ \mathrm{dB}\tag{32}$$

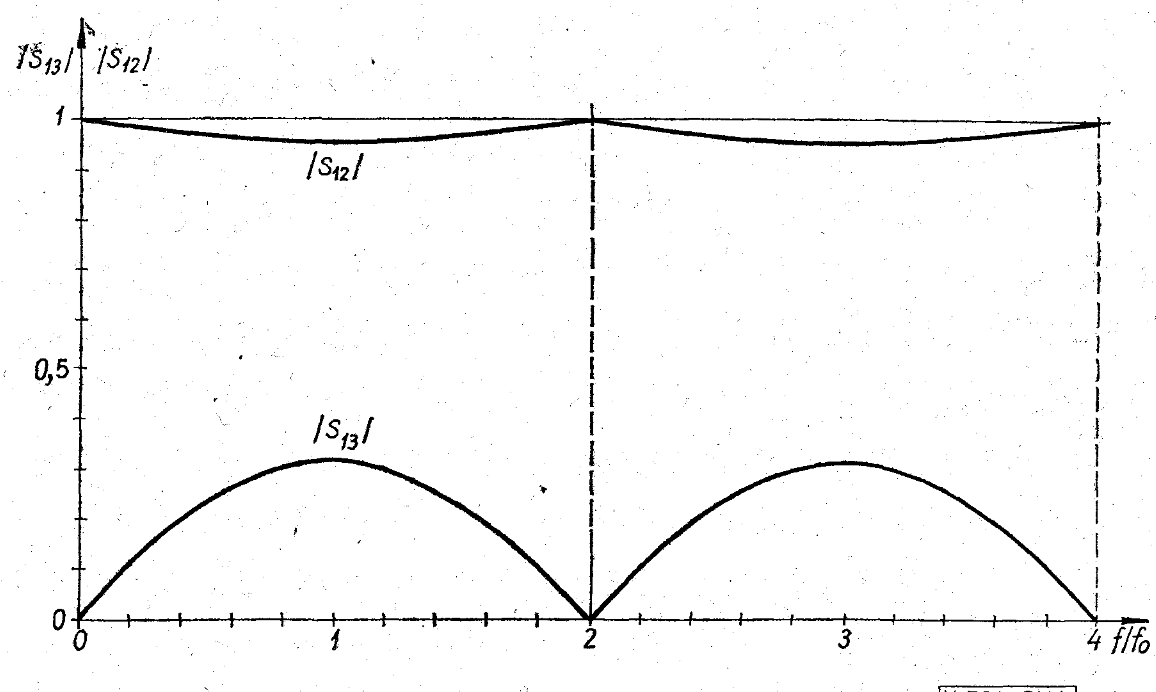
$$1+\frac{1-k^2}{\Omega^2}=2.\tag{33}$$

Az alsó sávhatár

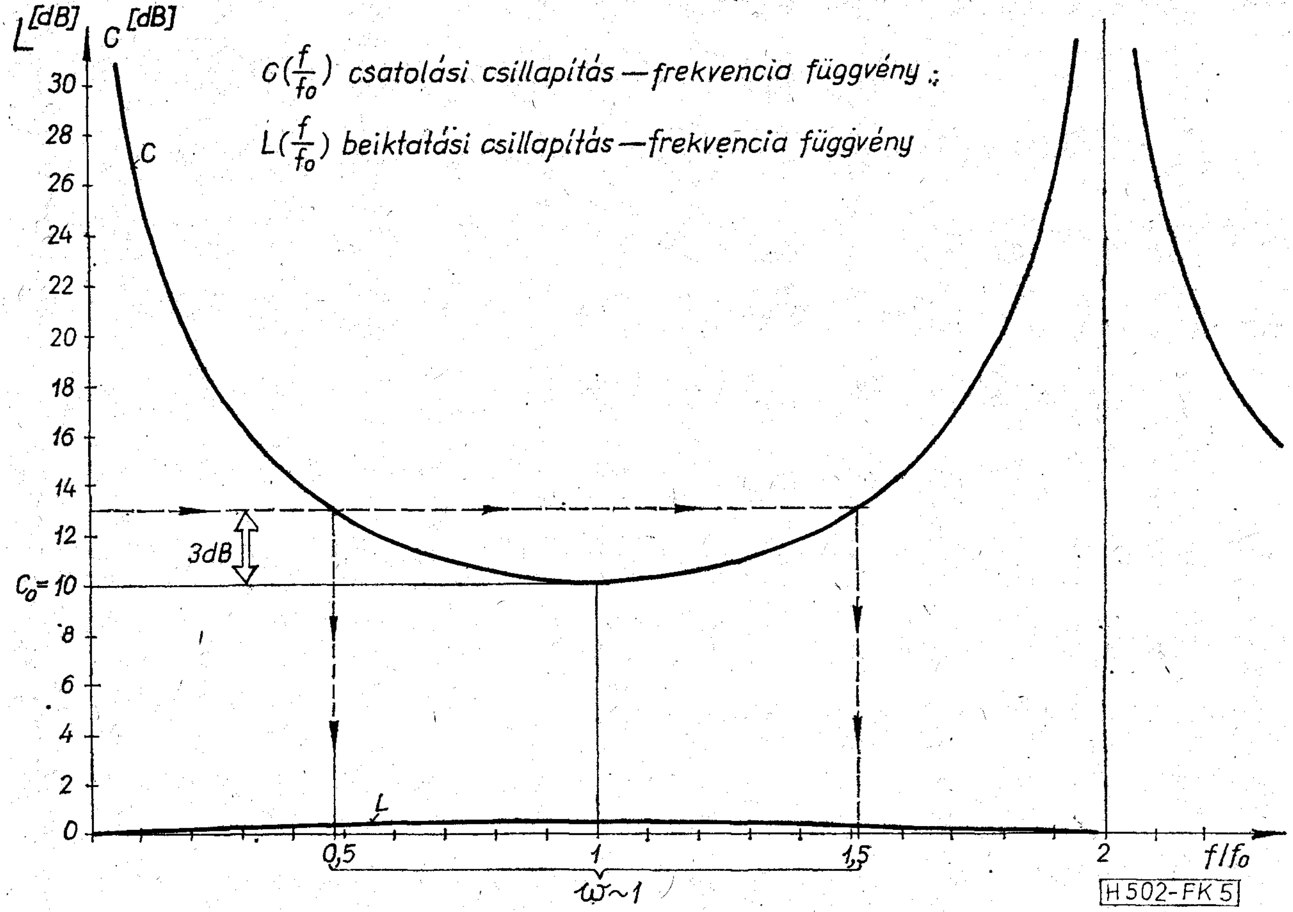
$$\Theta_a=\operatorname{arc\,tg}\left\{\sqrt{1-k^2}\right\}.\tag{34}$$

A felső sávhatár

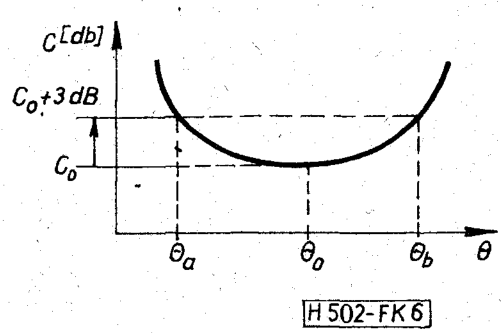
$$\Theta_b=\pi-\Theta_a.\tag{35}$$



4. ábra



5. ábra



6. ábra

A relatív sávszélesség

$$w=\frac{2}{\pi}(\pi-2\,\mathrm{arc\,tg}\,\{\sqrt{1-k^2}\}), \tag{36}$$

ha $k^2 \ll 1$, $w \to 1$ és

$$\frac{\Theta_b}{\Theta_a}=\frac{2+w}{2-w}=3.$$

Beiktatási csillapítás meghatározása

$$L=10\lg\frac{P_0}{P_2}=10\lg\frac{|a_1|^2}{|b_2|^2}=10\lg\frac{1}{|S_{12}|^2}, \tag{37}$$

$$S_{12}=\frac{s_1+s_3}{2}=\frac{1}{2}\left[\frac{-jZ_{0s}\,\mathrm{ctg}\,\Theta/2-Z_0}{-jZ_{0s}\,\mathrm{ctg}\,\Theta/2+Z_0}+\right.$$

$$\left.+\frac{-jZ_{0a}\,\mathrm{ctg}\,\Theta/2-Z_0}{-jZ_{0a}\,\mathrm{ctg}\,\Theta/2+Z_0}\right]. \tag{38}$$

Elvégezve a műveleteket kapjuk a következőt:

$$S_{12}=\frac{\sqrt{1-k^2}}{\sqrt{1-k^2}\cos\Theta+j\sin\Theta}. \tag{39}$$

Bevezetve $\Omega=\mathrm{tg}\,\Theta$ jelölést;

$$S_{12}=\sqrt{1+\Omega^2}\,\frac{\sqrt{1-k^2}}{\sqrt{1-k^2}+j\Omega}. \tag{40}$$

A beiktatási csillapítás

$$L=10\lg\frac{1}{1-k^2}+10\lg\left(1-\frac{k^2}{1+\Omega^2}\right)=L_0-L(\Omega). \tag{41}$$

Ha $l=\frac{\lambda_0}{4}$, $\Theta_0=\frac{\pi}{2}$, $\Omega_0\to\infty$,

$$L=L_0=10\lg\frac{1}{1-k^2}=L_{\max}. \tag{42}$$

A maximális beiktatási csillapítás sávközépen van, ahol a csatolási csillapítás minimális. Sávközéptől eltérő frekvencián a beiktatási csillapítás $L\left(\Omega=\mathrm{tg}\,\frac{\pi}{2}\,\frac{f}{f_0}\right)$ értékkel kisebb.

$$L(\Omega)=-10\lg\left(1-\frac{k^2}{1+\Omega^2}\right). \qquad (43)$$

A beiktatási csillapítás zérushelyei:

$$l=\mathrm{n}\frac{\lambda}{2},\ \Theta=n\pi,\ (n=0,\ 1,\ 2\ldots). \qquad (44)$$

A 7. ábrán van feltüntetve a sávközi frekvenciához tartozó L_0—C_0 beiktatási csillapítás-csatolási csillapítás függvény. A fali csatlakozóaljzatokban csatoló elemként egyszerű ellenállást is felhasználnak igénytelenebb esetekben. A 7. ábrán összehasonlításképpen fel van tüntetve az ellenállásos kicsatolásnak a kicsatolási csillapítás-átmenő csillapítás függvénykapcsolata.

Iránycsatoló méretezés

A továbbiakban a tervezés szempontjából vizsgáljuk a csatolt tápvonalszakaszokból felépülő iránycsatolót. A tervezés során adott a frekvenciatartomány, a sávközépi csatolás (C_0) és a hullámellenállás (Z_0), ezekhez az értékekhez kell meghatározni a geometriai elrendezést (18) és (30) alapján.

$$\frac{C_{10}}{C_{12}}=\frac{1-\mathrm{num}\log\left(-\frac{C_0}{20}\right)}{\mathrm{num}\log\left(-\frac{C_0}{20}\right)}. \qquad (45)$$

Ugyanakkor a (20) összefüggés alapján

$$C_{10}+C_{12}=\frac{\sqrt{\varepsilon\mu}}{Z_0\sqrt{1-\mathrm{num}\log\left\{-\frac{C_0}{10}\right\}}}. \qquad (46)$$

A (45) és (46) összefüggés alapján meghatározható C_{10} és C_{12}. A kapacitások kifejezéseiben vannak a geometriai méretek (8a és 8b ábra).

A hosszegységre eső kapacitások [2] alapján:

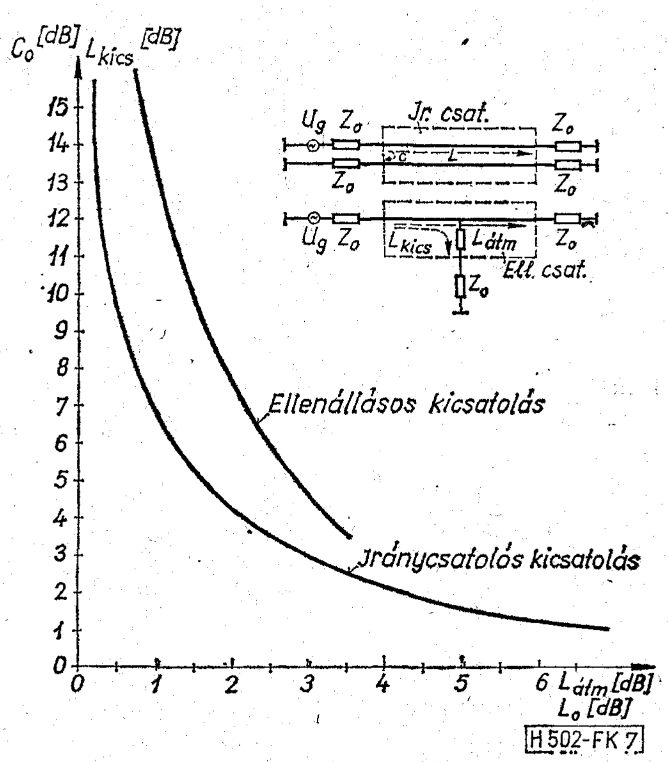
$$C_{10}=2\pi\varepsilon\frac{\ln\frac{2h_2}{r_2}-\ln\frac{b}{d}}{\ln\frac{2h_1}{r_1}\ln\frac{2h_2}{r_2}-\ln^2\frac{b}{d}}, \qquad (47)$$

$$C_{20}=2\pi\varepsilon\frac{\ln\frac{2h_1}{r_1}-\ln\frac{b}{d}}{\ln\frac{2h_1}{r_1}\ln\frac{2h_2}{r_2}-\ln^2\frac{b}{d}}, \qquad (48)$$

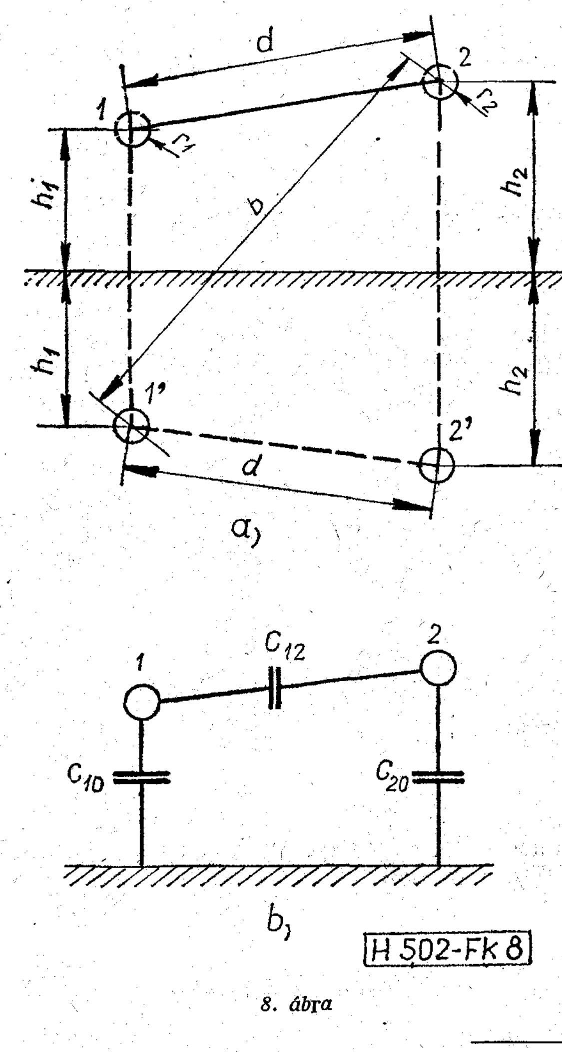
$$C_{12}=2\pi e\frac{\ln\frac{b}{d}}{\ln\frac{2h_1}{r_1}\ln\frac{2h_2}{r_2}-\ln^2\frac{b}{d}}. \qquad (49)$$

Abban az esetben, ha szimmetrikus a csatolt vezetékrendszer (9. ábra);

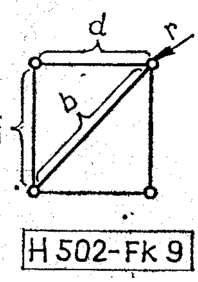
$$r_1=r_2=r,$$
$$h_1=h_2=h.$$



7. ábra



8. ábra



9. ábra

Ekkor a kapacitások kifejezései

$$C_{10}=C_{20}=\frac{2\pi\varepsilon}{\ln\left(\frac{2h}{r}\frac{b}{d}\right)}, \tag{50}$$

$$C_{12}=2\pi\varepsilon\frac{\ln\frac{b}{d}}{\ln\left\{\frac{2h}{r}\frac{b}{d}\right\}\ln\left\{\frac{2h}{r}\frac{d}{b}\right\}}, \tag{51}$$

$$C_{11}=C_{10}+C_{12}=2\pi\varepsilon\frac{\ln\frac{2h}{r}}{\ln\left(\frac{2h}{r}\frac{b}{d}\right)\ln\left(\frac{2h}{r}\frac{d}{b}\right)}. \tag{52}$$

A k tényező:

$$k=\frac{C_{12}}{C_{11}}=\frac{\ln\frac{b}{d}}{\ln\frac{2h}{r}}. \tag{53}$$

A továbbiakban bevezetjük a következő paramétereket:

$$A=\frac{2h}{\mathrm{r}},\quad B=\frac{b}{d},\quad C=\frac{d}{\mathrm{r}}.$$

A hosszegységre eső kapacitások az új paraméterekkel:

$$C_{10}=\frac{2\pi\varepsilon}{\ln(A\cdot B)}, \tag{54}$$

$$C_{12}=\frac{2\pi\varepsilon\cdot\ln B}{\ln(AB)\ln\left(\frac{A}{B}\right)}, \tag{55}$$

$$C_{11}=\frac{2\pi\varepsilon\ln A}{\ln(AB)\ln\left(\frac{A}{B}\right)}. \tag{56}$$

A k tényező:

$$k=\frac{\ln B}{\ln A}. \tag{57}$$

Ha ismert az A és B paraméter, ismert a geometria. Az (57) kifejezésből

$$B=A^k,$$

$$C_{10}=\frac{2\pi\varepsilon}{\ln(A\cdot B)}=\frac{2\pi\varepsilon}{\ln A^{k+1}}, \tag{58}$$

$$A=\exp\left(\frac{1}{k+1}\frac{2\pi\varepsilon}{C_{10}}\right)=\frac{2h}{r}, \tag{59}$$

$$B=\exp\left(\frac{k}{k+1}\frac{2\pi\varepsilon}{C_{10}}\right)=\frac{b}{d}, \tag{60}$$

$$C=\frac{A}{\sqrt{B^2-1}}=\frac{d}{\mathrm{r}}. \tag{61}$$

A huzalátmérőt megválasztva, a csatolt vezetékek magassága a fémfelület felett a következő:

$$h=\frac{A\cdot\mathrm{r}}{2}=\frac{A\Phi}{4}.$$

A csatolt vezetékek egymástól való távolsága:

$$d=C\cdot\mathrm{r}=\frac{C\cdot\Phi}{2}.$$

Tervezési példa

Tervezzük meg a

$$C_0=10\text{ dB},\quad Z_0=75\Omega,\quad f_0=600\text{ MHz}$$

paraméterekkel adott iránycsatoló geometriai elrendezését:

a) légdielektrikumra,

b) polisztirol dielektrikumra.

a) tervezés légdielektrikumra

A csatolt vezetékek hossza:

$$l=\frac{\lambda_0}{4}=12{,}5\text{ cm}.$$

A kapacitásokra vonatkozó összefüggésekbe helyettesítve:

$$\frac{C_{10}}{C_{12}}=2{,}16,$$

$$C_{10}+C_{12}=0{,}47\text{ pF/cm}.$$

A két összefüggés alapján

$$C_{12}=0{,}148\text{ pF/cm},$$
$$C_{10}=0{,}320\text{ pF/cm}.$$

A továbbiakban felhasználva az (59), (60), (61) összefüggéseket, közvetlenül meghatározhatjuk a szimmetrikus geometriai elrendezés paramétereit.

$$A=3{,}75,$$
$$B=1{,}52,$$
$$C=3{,}29.$$

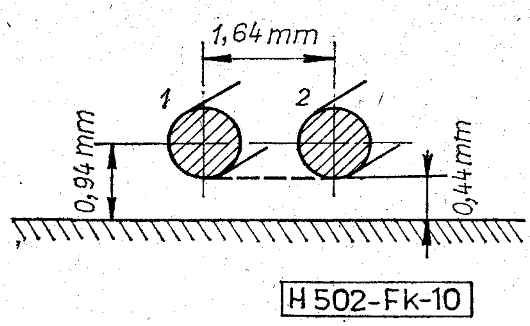
A huzalátmérőt 1 mm-re választva

$$h=0{,}94\text{ mm},$$
$$d=1{,}64\text{ mm}.$$

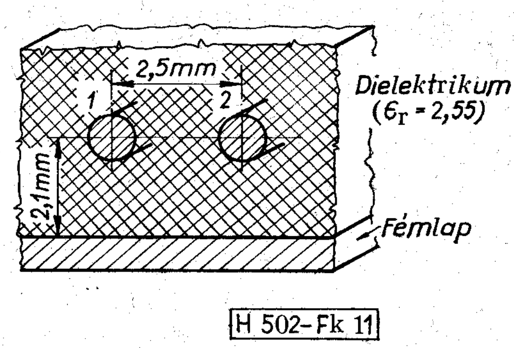
A csatolt vezetékelrendezést a 10. ábra mutatja.

b) tervezés polisztirol dielektrikumra

A dielektrikumban mért hullámhossz polisztirol esetén $\varepsilon_r=2{,}55$, $\lambda_1=\frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}}$.



10. ábra



11. ábra

A csatolt vezeték hossza:

$$l_1 = 7{,}83 \text{ cm}.$$

A kapacitásokra vonatkozó összefüggések:

$$(C_{10}+C_{12})_d = \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{c \cdot Z_0 \sqrt{1-k^2}} = \sqrt{\varepsilon_r} \cdot (C_{10}+C_{12}) =$$

$$= 0{,}75 \text{ pF/cm}$$

$$\left(\frac{C_{10}}{C_{12}}\right)_d = \frac{C_{10}}{C_{12}} = \frac{1-k}{k} = 2{,}16,$$

$$(C_{10})_d = \sqrt{\varepsilon_r} \cdot C_{10} = 0{,}512 \text{ pF/cm},$$

$$(C_{12})_d = \sqrt{\varepsilon_r} \cdot C_{12} = 0{,}238 \text{ pF/cm}.$$

A geometriai adatok meghatározása:

$$\mathrm{A_d} = A^{\sqrt{\varepsilon_r}} = 8{,}3,$$

$$\mathrm{B_d} = B^{\sqrt{\varepsilon_r}} = 1{,}95,$$

$$\mathrm{C_d} = 4{,}96.$$

$\varnothing = 1$ mm huzalvastagság esetén:

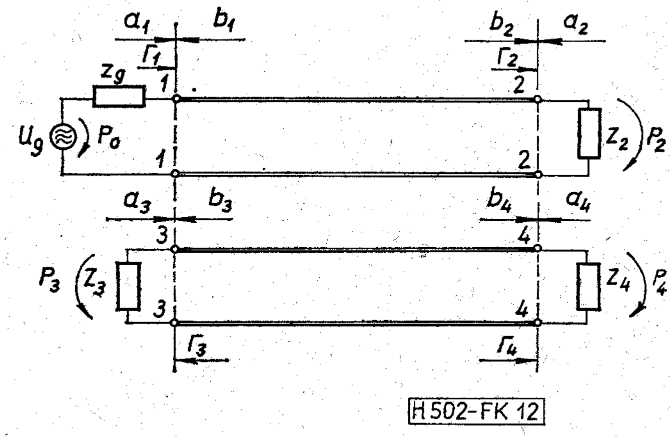
$$h_d = 2{,}07 \text{ mm} \sim 2{,}1 \text{ mm},$$

$$d_d \cong 2{,}5 \text{ mm}.$$

A csatolt vezetékelrendezést a 11. ábra mutatja.

Illesztetlen elzárások között működő ideális iránycsatoló

Abban az esetben, ha nem a hullámellenállásokkal zárjuk le az iráncsatoló kapuit, reflexiók jönnek létre, s ennek következtében megváltoznak az egyes kapukra jutó teljesítmények. Reflexiómentes lezárásoknál a diagonálison fekvő kapura nem jut teljesítmény, illesztetlen lezárásoknál viszont a reflexiókból



12. ábra

adódóan meghatározott záróirányú teljesítmény-átvitel lesz. Megváltozik a csatolás és a beiktatási csillapítás értéke is. A továbbiakban ezeket a hatásokat vizsgáljuk a szórási mátrixos leírási móddal. A 12. ábra illesztetlen, nem ideális lezárások között működő ideális iránycsatolót mutat.

A reflexiós karakterisztika

$$\bar{b} = \bar{\bar{S}} \bar{a}, \tag{62}$$

az ideális iránycsatolónál:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}, \tag{63}$$

$$\bar{a} = \bar{\bar{S}}^{-1} \cdot \bar{b}. \tag{64}$$

Az $\bar{\bar{S}}$ mátrix invertálását elvégezve kapjuk:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{S_{12}}{S_{12}^2 - S_{13}^2} & -\frac{S_{13}}{S_{12}^2 - S_{13}^2} & 0 \\ \frac{S_{12}}{S_{12}^2 - S_{13}^2} & 0 & 0 & -\frac{S_{13}}{S_{12}^2 - S_{13}^2} \\ -\frac{S_{13}}{S_{12}^2 - S_{13}^2} & 0 & 0 & \frac{S_{12}}{S_{12}^2 - S_{13}^2} \\ 0 & -\frac{S_{13}}{S_{12}^2 - S_{13}^2} & \frac{S_{12}}{S_{12}^2 - S_{13}^2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \tag{65}$$

A lezárásokra vonatkozó összefüggések:

$$a_2 = \Gamma_2 \cdot b_2, \tag{66}$$
$$a_3 = \Gamma_3 \cdot b_3, \tag{67}$$
$$a_4 = \Gamma_4 \cdot b_4. \tag{68}$$

Ezeket felhasználva kapjuk

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{S_{12}}{S_{12}^2 - S_{13}^2} & -\frac{S_{13}}{S_{12}^2 - S_{13}^2} & 0 \\ \frac{S_{12}}{S_{12}^2 - S_{13}^2} & -\Gamma_2 & 0 & -\frac{S_{13}}{S_{12}^2 - S_{13}^2} \\ -\frac{S_{13}}{S_{12}^2 - S_{13}^2} & 0 & -\Gamma_3 & \frac{S_{12}}{S_{12}^2 - S_{13}^2} \\ 0 & -\frac{S_{13}}{S_{12}^2 - S_{13}^2} & \frac{S_{12}}{S_{12}^2 - S_{13}^2} & -\Gamma_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix}. \tag{69}$$

Az iránycsatoló bemeneti feszültségi reflexiótényezőjének a meghatározása illesztetlen lezárásoknál.

A Cramer-szabályt felhasználva

$$b_1 = \frac{D_1}{D}. \tag{70}$$

A D és D_1 kifejtését elvégezve meghatározható Γ_1

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\Gamma_2 S_{12}^2 + \Gamma_3 S_{13}^2 - \Gamma_2 \Gamma_3 \Gamma_4 (S_{12}^2 - S_{13}^2)^2}{1 - \Gamma_4 (S_{12}^2 \Gamma_3 + S_{13}^2 \Gamma_2)}. \tag{71}$$

A beiktatási csillapítás meghatározása

$$L = 10 \lg \frac{P_0}{P_2} = 10 \lg \left\{ \frac{|a_1|^2}{|b_2|^2} \cdot \frac{1}{1 - |\Gamma_2|^2} \right\}, \tag{72}$$

a Cramer-szabály alapján.

$$b_2 = \frac{D_2}{D}. \tag{73}$$

A determinánsokat kifejtve megkapjuk b_2-t.

$$b_2 = a_1 \cdot S_{12} \cdot \frac{1 - \Gamma_3 \Gamma_4 \cdot (S_{12}^2 - S_{13}^2)}{1 - \Gamma_4 (S_{12}^2 \Gamma_3 + S_{13}^2 \Gamma_2)}. \tag{74}$$

Ennek alapján felírhatjuk a beiktatási csillapítás képletét.

$$L = 10 \lg \frac{P_0}{P_2} = $$
$$= 10 \lg \left\{ \frac{1}{|S_{12}|^2} \left| \frac{1 - \Gamma_4 (S_{12}^2 \Gamma_3 + S_{13}^2 \Gamma_2)}{1 - \Gamma_3 \Gamma_4 \cdot (S_{12}^2 - S_{13}^2)} \right|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_2|^2} \right\}, \tag{75}$$

$$L = 10 \lg \frac{1}{|S_{12}|^2} + \underbrace{10 \lg \left\{ \left| \frac{1 - \Gamma_4 (S_{12}^2 \Gamma_3 + S_{13}^2 \Gamma_2)}{1 - \Gamma_3 \Gamma_4 (S_{12}^2 - S_{13}^2)} \right|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_2|^2} \right\}}_{\Delta L_2}. \tag{76}$$

ΔL_2 a beiktatási csillapításnak az illesztetlenségekből adódó megváltozása.

A csatolási csillapítás meghatározása

$$C^{[\mathrm{db}]} = 10 \lg \frac{P_0}{P_3} = 10 \lg \left\{ \frac{|a_1|^2}{|b_3|^2} \cdot \frac{1}{1 - |\Gamma_3|^2} \right\}, \tag{77}$$

$$b_3 = \frac{D_3}{D}. \tag{78}$$

A kifejezés után

$$b_3 = a_1 \cdot S_{13} \cdot \frac{1 + \Gamma_2 \cdot \Gamma_4 \cdot (S_{12}^2 - S_{13}^2)}{1 - \Gamma_4 \cdot (S_{12}^2 \Gamma_3 + S_{13}^2 \Gamma_2)}. \tag{79}$$

A csatolási csillapítás képlete:

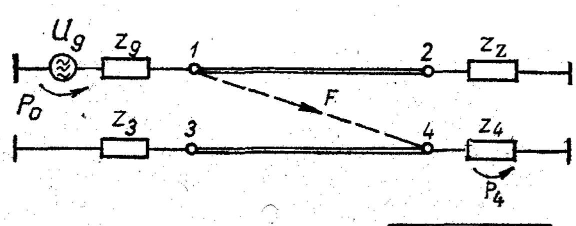
$$C = 10 \lg \left\{ \frac{1}{|S_{13}|^2} \cdot \left| \frac{1 - \Gamma_4 (S_{12}^2 \Gamma_3 + S_{13}^2 \Gamma_2)}{1 + \Gamma_2 \Gamma_4 \cdot (S_{12}^2 - S_{13}^2)} \right|^2 \cdot \frac{1}{1 - |\Gamma_3|^2}, \right\} \tag{80}$$

$$C = 10 \lg \frac{1}{|S_{13}|^2} + \underbrace{10 \lg \left| \frac{1 - \Gamma_4 \cdot (S_{12}^2 \Gamma_3 + S_{13}^2 \Gamma_2)}{1 + \Gamma_2 \cdot \Gamma_4 (S_{12}^2 - S_{13}^2)} \right|^2 \cdot \frac{1}{1 - |\Gamma_3|^2} \Bigg\}}_{\Delta C}. \tag{81}$$

ΔC a csatolási csillapításnak az illesztetlenségekből adódó megváltozása.

A diagonális átvitel meghatározása

A reflexiók következtében a 13. ábra szerinti 4. kapura $P_4 > 0$ teljesítmény jut, noha az S_{14} szórási mátrixelem zérus.



H 502-FK 13

13. ábra

$$F=10\lg\frac{P_0}{P_4}=10\lg\left\{\left|\frac{a_1}{b_4}\right|^2\frac{1}{1-|\Gamma_4|^2},\right. \tag{82}$$

$$b_4=\frac{D_4}{D}. \tag{83}$$

Ebből meghatározhatjuk b_4-et:

$$b_4=a_1\cdot\frac{S_{13}S_{12}\cdot(\Gamma_2+\Gamma_3)}{1-\Gamma_4\cdot(S_{13}^2\Gamma_2+S_{12}^2\Gamma_3)}. \tag{84}$$

A diagonális átvitel képlete:

$$F=10\lg\left\{\frac{1}{|S_{13}|^2|S_{12}|^2}\cdot\left|\frac{1-\Gamma_4\cdot(S_{12}^2\Gamma_3+S_{13}^2\Gamma_2)}{(\Gamma_3+\Gamma_3)}\right|^2\frac{1}{1-|\Gamma_4|^2}\right\}. \tag{85}$$

Az irányhatás meghatározása

Az irányhatás a 3. kapuról a 4. kapura való teljesítményátvitel. Értékét a diagonális átvitel és a csatolási csillapítás különbsége adja.

$$I=F-C=10\lg\frac{P_3}{P_4}=10\lg\left\{\left|\frac{b_3}{b_4}\right|^2\cdot\frac{1-|\Gamma_3|^2}{1-|\Gamma_4|^2}\right\} \tag{86}$$

Felhasználva a (79) és (84) kifejezéseket:

$$I=10\lg\cdot\left\{\frac{1}{|S_{12}|^2}\left|\frac{1+\Gamma_2\Gamma_4\cdot(S_{12}^2-S_{13}^2)}{(\Gamma_3+\Gamma_3)}\right|^2\cdot\frac{1-|\Gamma_3|^2}{1-|\Gamma_4|^2}\right\}. \tag{87}$$

Számítási példa

Az eddigi redményeket felhasználva, konkrétan megvizsgáljuk, hogy mennyire változnak meg egy $C_0=10$ dB csatolású iránycsatoló sávközépre vonatkoztatott paraméterei abban az esetben, ha

$$-0{,}2<\Gamma_i+0{,}2 \quad (i=2,\ 3,\ 4).$$

Ez azt jelenti, hogy

$$\frac{Z_0}{1{,}5}<Z_i<1{,}5\,Z_0.$$

A számított eredményeket a 2. táblázat tartalmazza. A szélső értékeket összefoglalva:

$$-0{,}230<\Gamma_1<+0{,}203,$$
$$r_1\leq 1{,}51,$$
$$0{,}45\leq L_0<0{,}7,$$
$$9{,}5\leq C_0\leq 10{,}81.$$

Az illesztetlenségek legsúlyosabb következménye az irányítottság leromlása, ami akkor lép fel, ha a 2. és a 3. kapu reflexiója azonos előjelű.

A legkedvezőbb helyzet akkor áll elő, ha

$$\Gamma_3=-\Gamma_3.$$

Ekkor az irányítottság az ideálisnak megfelelő, s a többi paraméter is csak kismértékben változik meg.

2. táblázat

Γ_2	Γ_3	Γ_4	Γ_1	$L_0^{[dB]}$	$C_0^{[dB]}$	$F_0^{[dB]}$	$I_0^{[dB]}$
0	0	0	0	0,45	10	∞	∞
+0,2	+0,2	+0,2	+0,203	0,56	9,5	18,23	8,73
+0,2	+0,2	−0,2	+0,197	0,7	10,81	18,93	8,12
+0,2	−0,2	+0,2	+0,160	0,63	10,18	∞	∞
+0,2	−0,2	−0,2	+0,160	0,63	10,18	∞	∞
−0,2	+0,2	+0,2	−0,160	0,63	10,18	∞	∞
−0,2	+0,2	−0,2	−0,160	0,63	10,18	∞	∞
−0,2	−0,2	+0,2	−0,197	0,7	10,81	18,93	8,12
−0,2	−0,2	−0,2	−0,203	0,56	9,5	18,23	8,73

Változó csatolási tényezőjű iránycsatolók

A továbbiakban megvizsgáljuk, hogyan alakul az átvitel egy $k(z)$ folytonos függvény szerint változó csatolási tényezőnél (14. ábra). Feltételezzük, hogy a csatolás laza, így $k^2(z)\ll 1$. Ekkor az indukált hullámok visszahatása elhanyagolható.

A 2. segédvonal dz szakaszán indukált feszültség:

$$dU_2(z)=\frac{\partial}{\partial t}\cdot[L_{12}(z)\cdot I_1(z)]dz. \tag{88}$$

Felhasználva a következő összefüggéseket:

$$k(z)=\frac{L_{12}(z)}{L_{11}(z)},\qquad I_1(z)=U_1(z)\cdot\sqrt{\frac{C_{11}(z)}{L_{11}(z)}}, \tag{89}$$

kapjuk,

$$dU_2(z)=k(z)\cdot\sqrt{L_{11}(z)C_{11}(z)}\cdot\frac{\partial U_1}{\partial t}dz. \tag{90}$$

Az 1. fővonal feszültsége

$$U_1(z,t)=A\cdot e^{j\omega t}\cdot e^{-j\beta z}=U_{1(a-a)}\cdot e^{-j\beta z}, \qquad (91))$$

így

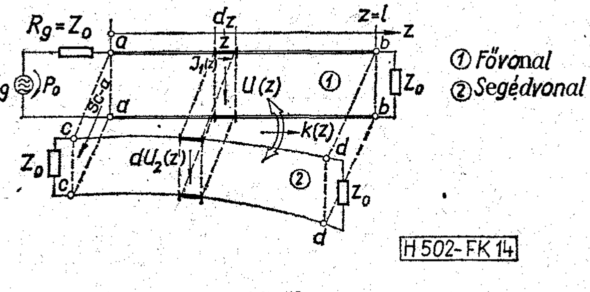
$$dU_2(z)=j\omega\cdot k(z)\cdot\sqrt{L_{11}(z)C_{11}(z)}\,U_{1(a-a)}\cdot e^{-j\beta z}dz.$$

A fázistényező:

$$\beta=\omega\cdot\sqrt{L_{11}(z)C_{11}(z)}. \tag{93}$$

a TEM-módusú tápvonalon konstans, így

$$dU_2(z)=j\beta k(z)\cdot U_{1(a-a)}\cdot e^{-j\beta z}\,dz. \tag{94}$$



14. ábra

A c—c kapcsokon feszültség

$$dU_{2(c-c)}=j\beta\cdot k(z)\cdot U_{1(a-a)}\cdot e^{-j2\beta z}dz. \quad (95)$$

A teljes feszültség

$$U_{2(c-c)}=\int_0^l j\beta\cdot k(z)\cdot U_{1(a-a)}\cdot e^{-j2\beta z}dz. \quad (96)$$

A feszültségátvitel, ami az S_{c-a} szórási mátrixelem

$$S_{c-a}=\frac{U_{2(c-c)}}{U_{1(a-a)}}=j\beta\int_0^l k(z)\cdot e^{-j2\beta z}dz. \quad (97)$$

Példaként vizsgáljuk meg, hogy a $k(z)=k$ konstans csatolású vonal átvitelét a fenti formulával számolva, megkapjuk-e a más módszerrel már meghatározott képletet.

$$S_{c-a}=S_{13}=j\beta k\cdot\int_0^l e^{-j2\beta z}dz, \quad (98)$$

$$S_{c-a}=j\beta k\cdot\left[\frac{e^{-j2\beta z}}{-j2\beta}\right]_0^l=\frac{k}{2}\cdot(1-e^{-j2\beta l}). \quad (99)$$

Felhasználva, hogy

$$1-e^{-j2\beta l}=\frac{2j\sin\beta l}{\cos\beta l+j\sin\beta l}, \quad (100)$$

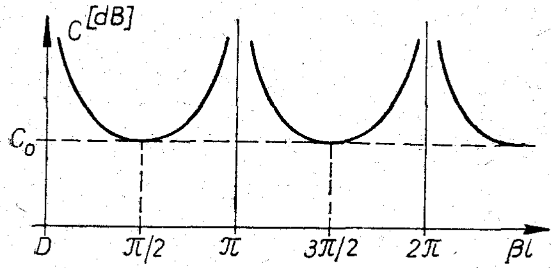
$$S_{c-a}=\frac{jk\cdot\sin\beta l}{\cos\beta l+j\sin\beta l}. \quad (101)$$

Ezt a képletet összehasonlítva, a szórási mátrix sajátértékei alapján meghatározott (26) képlettel látható, hogy $k^2\ll 1$ esetén megegyezik vele.

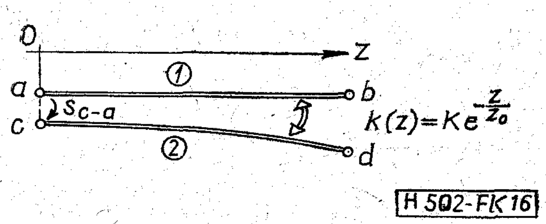
A csatolási csillapítás $k^2\ll 1$ esetén:

$$C^{[\mathrm{dB}]}=-20\lg|S_{c-a}|=-(20\lg k+20\lg\sin\beta l). \quad (102)$$

A csatolási csillapítást a 15. ábra mutatja.



15. ábra



16. ábra

Exponenciális csatolási tényezőjű iránycsatoló

$$k(z)=K\cdot e^{-\frac{z}{z_0}}. \quad (103)$$

z_0 az a hossz, ahol e —ad részére csökken $k(z)$.

$$S_{c-a}=j\beta\int_0^l K\cdot e^{-\frac{z}{z_0}}e^{-j2\beta z}dz=j\beta K\cdot\int_0^l e^{-\left(j2\beta+\frac{1}{z_0}\right)z}dz. \quad (104)$$

Ebből

$$|S_{c-a}|=\left|\frac{j\beta Kl}{j2\beta l+\frac{l}{z_0}}\right|\sqrt{1-2\cdot e^{-\frac{l}{z_0}}\cos 2\beta l+e^{-\frac{2l}{z_0}}}. \quad (105)$$

Az $|S_{c-a}|$ kifejezést vizsgálva, megállapíthatjuk, hogy az $\frac{l}{z_0}$ paraméter értékétől függően különböző alakú lehet. Ha $\frac{l}{z_0}\ll 1$,

$$|S_{c-a}|\cong K\cdot\sin\beta l=K\cdot\sin\frac{\omega l}{v}. \quad (106)$$

A csatolási csillapítás a konstans csatolási tényezőjű vonalhoz hasonlóan trigonometrikus függvény szerint változik.

Ha $\frac{l}{z_0}>1$,

$$|S_{c-a}|=\left|\frac{j\omega\cdot K}{j2\omega+\frac{v}{z_0}}\right|\cdot f_1(\omega)=|F(\omega)|\cdot f_1(\omega), \quad (107)$$

$$f_1(\omega)=\sqrt{1-2e^{-\frac{l}{z_0}}\cos\frac{2\omega l}{v}+e^{-\frac{2l}{z_0}}}, \quad (108)$$

$$1-\Delta<f_1(\omega)<1+\Delta, \quad (109)$$

Ha adott a Δ ingadozás:

$$\Delta=e^{-\frac{l}{z_0}}, \quad (110)$$

$$z_0=-\frac{l}{\ln\Delta}. \quad (111)$$

Az $F(\omega)$ kifejezést vizsgálva

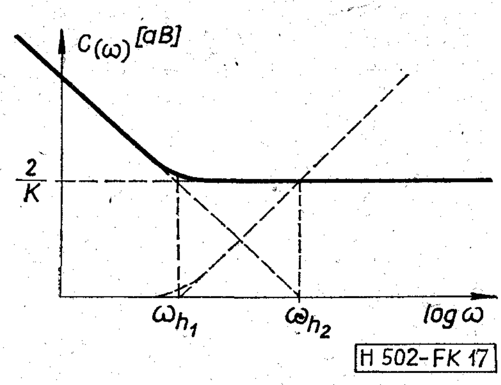
$$F(\omega)=\frac{jK\cdot\omega}{j2\omega+\frac{v}{z_0}}. \quad (112)$$

Bode-diagramon ábrázolva a $C(\omega)=\frac{1}{F(\omega)}$ kifejezést (17. ábra);

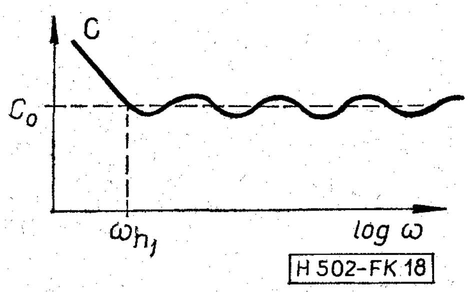
$$C(\omega)=\frac{1}{F(\omega)}=\frac{1+j\frac{\omega}{\omega_{h_1}}}{\frac{\omega}{\omega_{h_2}}}, \quad (113)$$

$$\omega_{h_1}=\frac{v}{2z_0}, \quad (114)$$

$$\omega_{h_2}=\frac{v}{z_0K}. \quad (115)$$



17. ábra



18. ábra

Figyelembe véve $f_1(\omega)$ hatását is, a 18. ábra mutatja a csatolási csillapítás frekvenciafüggését. C_0 alapján meghatározható a K paraméter:

$$K = 2\,\text{num}\log\left(-\frac{C_0}{20}\right). \tag{116}$$

Az eddigiek alapján a csatolási tényező kifejezésében levő két paraméter z_0 és K meghatározható a csatolási csillapításra megadott ingadozás, ill. a névleges csatolás alapján. Az exponenciális csatolást a csatolt vezetékek távolságának meghatározott törvényszerűség szerinti változtatásával állítjuk be (19. ábra).

$$k(z) = \frac{C_{12}(z)}{C_{11}(z)} = \frac{\ln\dfrac{b(z)}{d(z)}}{\ln\dfrac{2h}{r}} = K\cdot e^{-\frac{z}{z_0}}, \tag{117}$$

$$\ln\frac{b(z)}{d(z)} = k(z)\ln A, \tag{118}$$

$$\frac{b(z)}{d(z)} = e^{k(z)\ln A}. \tag{119}$$

Ugyanakkor

$$C_{11}(z) = 2\pi e\,\frac{\ln A}{\ln\left\{A\cdot\dfrac{b(z)}{d(z)}\right\}\cdot\ln\left\{A\cdot\dfrac{d(z)}{b(z)}\right\}} =$$

$$= \frac{2\pi e}{[1-k^2(z)]\ln A}. \tag{120}$$

Ha $k^2(z) \ll 1$, akkor

$$C_{11}(z) = \frac{\sqrt{e\mu}}{Z_0} = \frac{2\pi\varepsilon}{\ln A} = \text{const.} \tag{121}$$

$$A = \frac{2h}{r} = e^{-\frac{Z_0}{60}}, \text{ ha a dielektrikum levegő.} \tag{122}$$

Z_0 ismeretében kiszámítható a csatolt vezetékek fémlap feletti magassága.

A továbbiakban meghatározzuk a csatolt vezetékek egymástól való távolságát megadó $d(z)$ függvényt.

$$\frac{d(z)}{2h} = \frac{1}{\sqrt{e^{2k(z)\ln A} - 1}}.$$

Tervezési példa

Tervezendő 75Ω-ra olyan 20 dB-es exponenciális csatolású iránycsatoló, amelynél a csatolási csillapítás ingadozása kisebb, mint 5% 600 MHz-től kezdődően (20. ábra).

$$C_0 = 20 \text{ db},$$
$$\Delta = \pm 5\%,$$
$$f_h = 600 \text{ MHz},$$

$$k(z) = Ke^{-\frac{z}{z_0}}$$

$$K = 2\,\text{num}\log\left[-\frac{C_0}{20}\right] = 0{,}2,$$

$$z_0 = -\frac{l}{\ln\Delta} = \frac{l}{3}.$$

Mivel

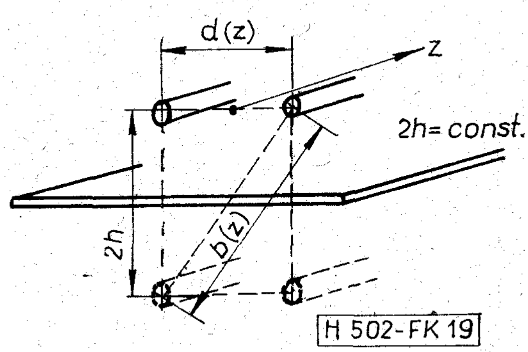
$$\omega_h = \frac{v}{2z_0} = \frac{3v}{2l},$$

innen

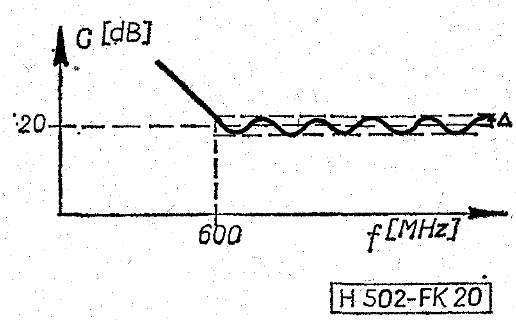
$$l = 12 \text{ cm},$$
$$z_0 = 4 \text{ cm},$$

tehát

$$k(z) = 0{,}2\cdot e^{-3\cdot\left(\frac{z}{l}\right)}.$$



19. ábra



20. ábra

A 21. ábra mutatja a $k(z)$ függvényt.

A továbbiakban a geometriát határozzuk meg.

$$A=\frac{2h}{r}=e^{\frac{75}{60}}=3{,}49.$$

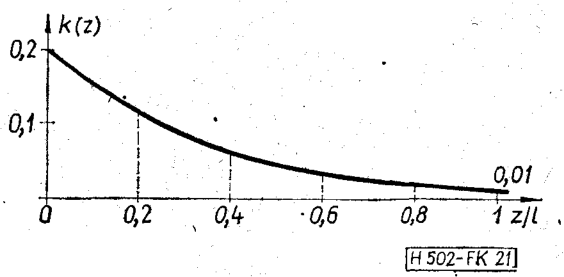
Ha $\varnothing=1$ mm huzalt használunk,

$$h\cong 0{,}87 \text{ mm}.$$

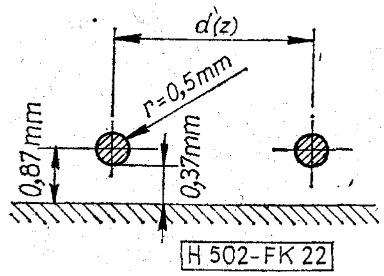
Az elrendezést a 22. ábra mutatja.

$$\frac{d(z)}{2h}=\frac{1}{\sqrt{e^{2k(z)\ln A}-1}}=\frac{1}{\sqrt{e^{2{,}48k(z)}-1}}.$$

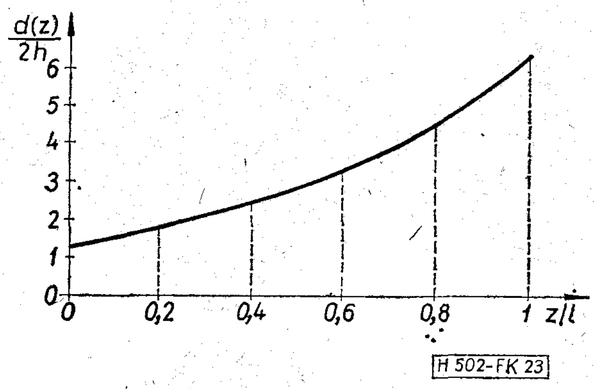
A 23. ábra ezt a függvényt mutatja.



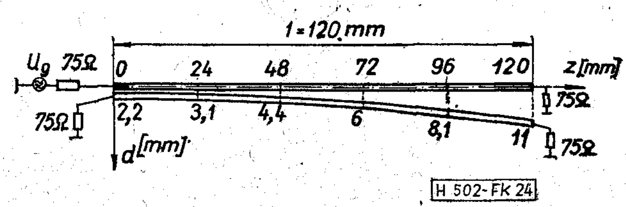
21. ábra



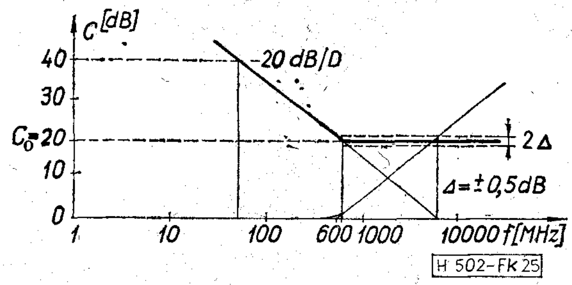
22. ábra



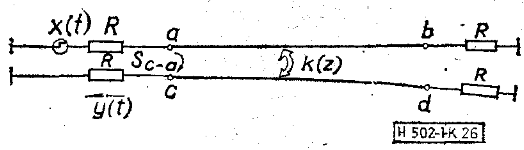
23. ábra



24. ábra



25. ábra



26. ábra

A 24. ábra méretarányosan ábrázolja a csatolt vezetékeket.

Bode-diagramon ábrázoljuk a csatolási csillapítást (25. ábra):

$$C(f)=\frac{1+j\dfrac{f}{6\cdot 10^{8}}}{\dfrac{f}{6\cdot 10^{9}}}=\frac{1+j\dfrac{f^{[\mathrm{MHz}]}}{6\cdot 10^{2}}}{j\cdot\dfrac{f^{\mathrm{MHz}}}{6\cdot 10^{3}}}.$$

Ezzel a kitűzött feladatot megoldottuk.

IRODALOM

[1] Dr. *Jachmovits László:* Elosztott paraméterű passzív hálózatok mátrixanalízise. Tankönyvkiadó, Budapest 1973.

[2] Dr. *Simonyi Károly:* Villamosságtan. Akadémiai Kiadó, Budapest 1973.

[3] *A. Kraus:* Der Technische Ricthkoppler aus gekoppelten Leitungen. Rohde & Schwarz Mitteilungen. Ausgabe 21. Jahrgang 16. November 1967.

[4] *Bernard M. Oliver:* Directional Electromaghetic Couplers. Proceedings of the I.R.E. November 1954. 1686—92.

[5] *Fiala Károly:* Koncentrikus fali csatlakozóaljzatok tervezése. Műszaki terv. Híradótechnikai Vállalat.