DR. JACHIMOVITS LÁSZLÓ
BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék

Mikrohullámú impedancia (admittancia) inverterek analízise

ETO: 621.372.51.029.6

A mikrohullámú impedancia (admittancia) inverter realizációk helyettesítő képei távvezetékszakaszokból és reaktáns, koncentrált paraméterű elemekből felépített szimmetrikus hálózatok. A dolgozatban az így felépített hálózatok analízisével foglalkozunk. Az analízis célja: az inverter paraméterének és a hálózat kapcsolási paramétereinek kapcsolatát leíró egyenletek meghatározása. Ezek ismeretében megadjuk az alapkapcsolásokhoz tartozó elvileg lehetséges megoldásokat és az egyes megoldások tulajdonságát a frekvenciatartományban.

Bevezetőül meghatározzuk az inverter feltételi egyenleteit és megszerkesztjük karakterisztikus vektorábráit. Ezt követően az impedancia, majd az admittancia-invertereket analizáljuk.

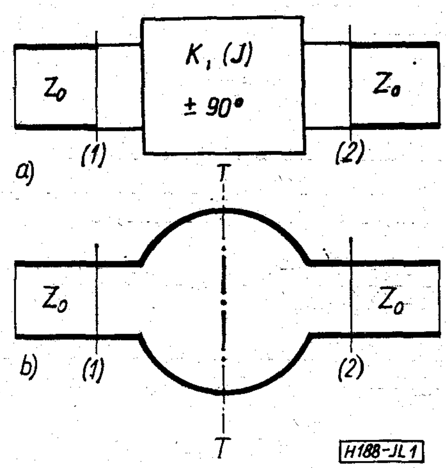
Az inverterek gyakorlati alkalmazásával és mikrohullámú realizációjával nem foglalkozunk. Ezzel kapcsolatban csupán a szakirodalomra hivatkozunk: [1]–[9].

Az inverter feltételi egyenletei és karakterisztikus vektorábrái

Mint ismeretes, impedancia-(admittancia-) inverternek nevezzük azokat a szimmetrikus, reciprok és reaktáns kétkapus passzív szerkezeteket (1. ábra), amelyek a terhelő Z_t impedanciát

$$Z_{be}=\frac{K^2}{Z_t} \tag{1}$$

Beérkezett: 1972. VIII. 31-én.



1. ábra a) A $K(J)$ paraméterű impedancia-(admittancia-) inverter ábrabeli jelölése
b) Az inverter mikrohullámú realizációjának sematikus ábrázolása

bemeneti impedanciába, illetve a terhelő Y_t admittanciát

$$Y_{be}=\frac{J^2}{Y_t} \tag{2}$$

bemeneti admittanciába transzformálják és $\varphi_{12}=\pm\pi/2$ fázistolást okoznak. Az (1) egyenlettel definiált K mennyiség ohm-dimenziójú valós szám; az impedancia inverter paramétere. A (2) egyenlettel definiált J mennyiség 1/ohm dimenziójú valós szám; az admittancia inverter paramétere. Az ideális inverter fázistolása és paramétere frekvencia-iüggetlen.

Az (1), (2) definíciós egyenletekből következik, hogy a K paraméterű impedancia-inverter realizációk egyben a

$$J=\frac{1}{K} \tag{3}$$

paraméterű admittancia inverternek is realizációi és viszont.

A felvételi egyenletek meghatározásához az inverter S szórási mátrixának $S_{ij}=|S_{ij}|\exp(j\,\varphi_{ij})$ mátrixelemeiből indulunk ki. Az S_{ii} mátrixelemek fizikai jelentése és az S_{ij} mátrixelemekre vonatkozó kötések alapján írható, hogy a K paraméterű impedancia-inverter szórási mátrixának elemei:

$$S_{11}=S_{22}=\left.\frac{Z_{be}-Z_0}{Z_{be}+Z_0}\right|_{Z_t=Z_0}=\frac{K'^2-1}{K'^2+1} \tag{4}$$

$$S_{12}=S_{21}=\pm j\sqrt{1-|S_{11}|^2}\,e^{j\varphi_{11}}=\frac{2K'}{K'^2+1}\,e^{\pm j\pi/2} \tag{5}$$

ahol K' az impedancia inverter normalizált paramétere:

$$K'=\frac{K}{Z_0}\,. \tag{6}$$

Az impedancia-inverter szórási mátrixának s_i ($i=1$, 2) sajátértékei:

$$s_1=S_{11}+S_{12}=\frac{(K'^2-1)\pm j2K'}{K'^2+1}=e^{j\varphi_1} \tag{7}$$

$$s_2=S_{11}-S_{12}=\frac{(K'^2-1)\mp j2K'}{K'^2+1}=e^{j\varphi_2} \tag{8}$$

Az s_i sajátértékek segítségével meghatározhatók az inverter $\mathbf{Z}'$ normalizált impedancia mátrixának z_i' sajátértékei és $\mathbf{Y}'$ normalizált admittancia mátrixának y_i' saját értékei:

$$z_1'=\frac{1+s_1}{1-s_1}=jX_1'=\pm jK' \tag{9}$$

$$z_2'=\frac{1+s_2}{1-s_2}=jX_2'=\mp jK' \qquad (10)$$

$$y_1'=\frac{1-s_1}{1+s_1}=jB_1'=\mp jJ' \qquad (11)$$

$$y_2'=\frac{1-s_2}{1+s_2}=jB_2'=\pm jJ'. \qquad (12)$$

A (11), (12) egyenletekben célszerűen $1/K'=J'$ helyettesítéssel éltünk. J' az admittancia inverter normalizált paramétere: $J'=J\ Z_0=J/Y_0$.

A (9), (10) egyenletekből:

$$X_1'(\omega)=-X_2'(\omega) \qquad (13)$$

a (11), (12) egyenletekből pedig

$$B_1'(\omega)=-B_2'(\omega) \qquad (14)$$

következik. A fenti egyenletekben ω a frekvenciától való függést jelöli. A (13) egyenletet az impedancia, a (14) egyenletet pedig az admittancia inverter feltételi egyenletének nevezzük. Az inverter feltételi egyenletei függetlenek az inverter paraméterétől, a $\varphi_{12}(\omega)=\pm\pi/2$ fázistolásra adott előírásból következnek.

A hálózatok analízisénél első lépésben a fenti feltételi egyenletekből indulunk ki. E feltételeknek eleget tevő hálózatok fázistolása $\varphi_{12}(\omega)=\pm\pi/2$, és a (9), (10) egyenletek alapján

$$K'(\omega)=|X_1'(\omega)|=|X_2'(\omega)| \qquad (15)$$

paraméterű impedancia, illetve

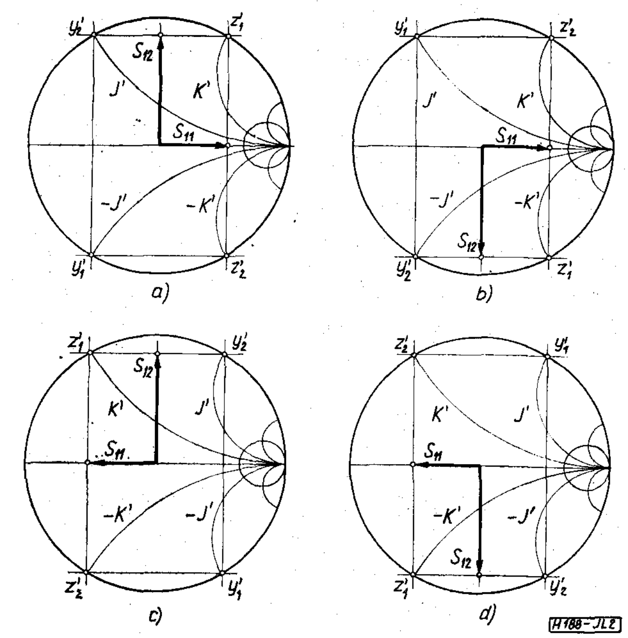
$$J'(\omega)=|B_1'(\omega)|=|B_2'(\omega)| \qquad (16)$$

normalizált paraméterű admittancia inverter.

A továbbiak szempontjából lényeges annak megállapítása, hogy a Foster-tétel és a (13)—(16) egyenletek alapján:

1. $K(\omega)=$állandó $[J(\omega)=$állandó$]$, azaz frekvencia független paraméterű inverter elvileg nem realizálható.
2. $\varphi_{12}(\omega)=\pm\pi/2$, azaz frekvencia független fázistolású inverter csak pozitív kapcsolási elemekből felépített hálózatokkal elvileg nem realizálható.
3. Annak szükséges (de nem elégséges) feltétele, hogy $\varphi_{12}(\omega)=\pm\pi/2$ legyen az, hogy a hálózat tartalmazzon valamilyen negatív kapcsolási elemet.

Az inverter karakterisztikus vektorábráit [10] a (7)—(12) egyenleteknek a poláris impedancia-(admittancia-) diagramon való ábrázolása adja. Mivel az elvileg lehetséges esetek: $K'\gtrless 1$; $(J'\lessgtr 1)$; $\varphi_{12}=\pm\pi/2$, az inverterhez elvileg négy lehetséges karakterisztikus vektorábra tartozik (2. ábra). A szimmetrikus hálózat karakterisztikus vektorábráit egybevetve az inverter karakterisztikus vektorábráival, az analízis számos feladata megoldható egyszerű grafikai módszerekkel is. A dolgozatban ezzel a lehetőséggel csupán hallgatólagosan élünk, néhány paraméter meghatározásánál és a megoldások helyességeinek ellenőrzésénél.



2. ábra. Az impedancia-(admittancia-) inverter karakterisztikus vektorábrái

Impedancia inverterek

A mikrohullámú inverter realizációk helyettesítő képei közül azokat, amelyeknek analízise a z_i' sajátértékek segítségével egyszerűbb, mint az y_i' sajátértékekkel, impedancia inverternek nevezzük. Ilyenek például a 3. ábrán látható hálózatok. A továbbiakban ezeket analizáljuk.

A távvezetékszakaszokkal bővített szimmetrikus T-tag (3*b* ábra) **Z**′ normalizált impedancia mátrixának sajátértékei:

$$z_1'=j\frac{(X_a'+2X_b')+\operatorname{tg}\Phi}{1-(X_a'+2X_b')\operatorname{tg}\Phi}=jX_1' \qquad (17)$$

$$z_2'=j\frac{X_a'+\operatorname{tg}\Phi}{1-X_a'\operatorname{tg}\Phi}=jX_2', \qquad (18)$$

ahol Φ az l hosszúságú távvezetékszakaszok elektromos hossza.

$$\Phi=\frac{l}{V_p}\,\omega \qquad (19)$$

V_p a hullám fázissebessége a távvezetéken.

Behelyettesítve X_1', X_2' értékét az impedancia inverter (13) feltételi egyenletébe, a

$$\frac{(X_a'+2X_b')+\operatorname{tg}\Phi}{1-(X_a'+2X_b')\operatorname{tg}\Phi}=-\frac{X_a'+\operatorname{tg}\Phi}{1-X_a'\operatorname{tg}\Phi} \qquad (20)$$

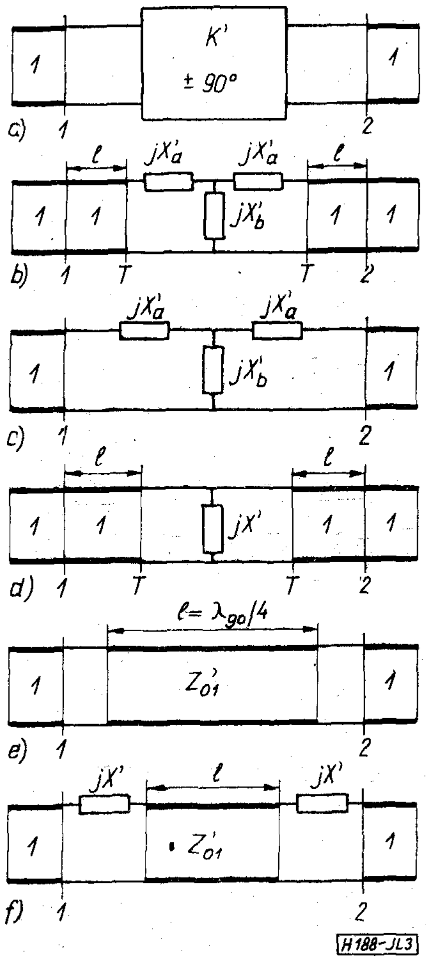
összefüggésre jutunk. A (10) és (18), valamint a (9) és (17) egyenletek egybevetése alapján:

$$\frac{X_a'+\operatorname{tg}\Phi}{1-X_a'\operatorname{tg}\Phi}=\mp K' \qquad (21)$$

$$\frac{(X_a'+2X_b')+\operatorname{tg}\Phi}{\mathrm{i}-(X_a'+2X_b')\operatorname{tg}\Phi}=\pm K'. \qquad (22)$$

A fenti egyenletekben K' előjelét a $\varphi_{12}=\pm\pi/2$ fázistolás előjele határozza meg.

A távvezetékszakaszok Φ elektromos hosszát a továbbiakban célszerűen független változónak tekintjük. Rögzített l esetén ugyanis $\Phi=\Phi(\omega)$ és a frekvencia növelésével Φ abszolút értéke nő. Ennek alapján a koncentrált paraméterű reaktanciák jellege könnyen meghatározható.



3. ábra. Impedancia-inverterek

A (20)—(22) feltételi egyenleteket rögzített ω_0 frekvencián elvileg végtelen sok kapcsolás kielégíti. A továbbiakban célszerűen az $\varphi_{12}(\omega)=\pm\pi/2$; $K'(\omega)=$ állandó előírásokat kielégítő $X_a'(\Phi)$, $X_b'(\Phi)$ reaktanciákat határozzuk meg.

$\varphi_{12}(\omega)=\pi/2$ esetén a (20)—(22) feltételi egyenletrendszer megoldásaként:

$$X_a'=-\frac{K'+\operatorname{tg}\Phi}{1-K'\operatorname{tg}\Phi} \tag{23}$$

$$X_b'=K'\frac{1+\operatorname{tg}^2\Phi}{1-(K'\operatorname{tg}\Phi)^2} \tag{24}$$

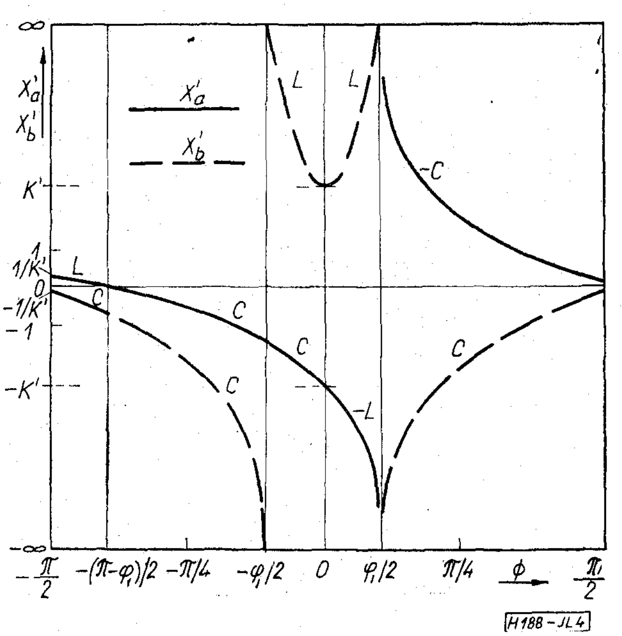
Az $X_a'(\Phi)$, $X_b'(\Phi)$ reaktanciák jellegzetes menetét és jellegét, $K'>1$ esetén, a 4. ábrán tüntettük fel. A vizsgált $-\pi/2<\varnothing<\pi/2$ intervallumban elvileg öt különböző megoldás lehetséges. $K'\leq 1$ esetén az s_1 saját érték fázisösszege: $\varphi_1\geq\pi/2$. Az elvileg lehetséges megoldások száma nem változik. A reaktanciák jellege azonban $\varphi=-\pi/4$ környezetében C; C helyett L; L.

$\varphi_{12}(\omega)=-\pi/2$ esetén:

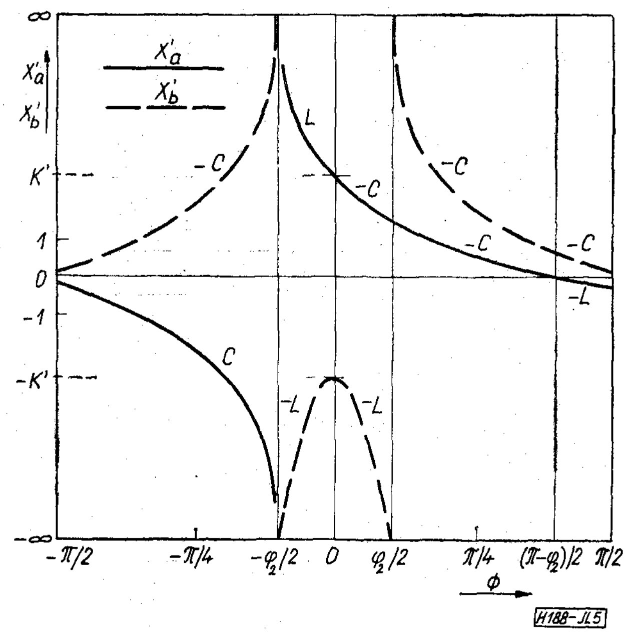
$$X_a'=\frac{K'-\operatorname{tg}\Phi}{1+K'\operatorname{tg}\Phi} \tag{25}$$

$$X_b'=-K\frac{1+\operatorname{tg}^2\Phi}{1-(K'\operatorname{tg}\Phi)^2} \tag{26}$$

Az $X_a'(\Phi)$, $X_b'(\Phi)$ reaktanciák jellegzetes menete és jellege adott esetben az 5. ábra szerinti. A vizsgált intervallumhoz öt elvileg lehetséges megoldás tartozik. $K'\leq 1$ esetén az s_2 sajátérték fázisszöge: $\varphi_2\geq\pi/2$. Az elvileg lehetséges megoldások száma



4. ábra. A 3b ábrán feltüntetett inverter $X_a'(\Phi)$, $X_b'(\Phi)$ reaktanciáinak jellegzetes menete és jellege $\varphi_{12}(\omega)=\pi/2$; $K'(\omega)=$ = állandó előírások esetén



5. ábra. A 3b ábrán feltüntetett inverter $X_a'(\Phi)$, $X_b'(\Phi)$ reaktanciájának jellegzetes menete és jellege $\varphi_{12}(\omega)=-\varphi/2$; $K'(\omega)=$ állandó előírások esetén nem változik, de $\varphi=\pi/4$ környezetében a reaktanciák jellege $-C$; $-C$ helyett $-L$; $-L$.

Az $X_a'(\Phi)$, $X_b'(\Phi)$ reaktanciákra adott fenti megoldások elvi jelentősége abban van, hogy ezek az ideális inverter feltételi egyenleteinek megoldásai. Ezért alapul szolgálnak a széles sávú inverterek tervezéséhez. Az elvileg lehetséges megoldások közül gyakorlatilag elsősorban a $\Phi<\varphi_1/2$ intervallumba eső, $\varphi_{12}(\omega)=\pi/2$ fázistolású inverterek alkalmazhatók.

A (20)–(22) egyenletekből $\Phi=0$ helyettesítéssel adódnak a szimmetrikus T-tag (3c ábra) inverter feltételi egyenletei. $\varphi_{12}(\omega)=\pi/2$ esetén:

$$K'=X_b'=-X_a' \qquad (27)$$

és $\varphi_{12}(\omega)=-\pi/2$ esetén:

$$K'=X_a'=-X_b'. \qquad (28)$$

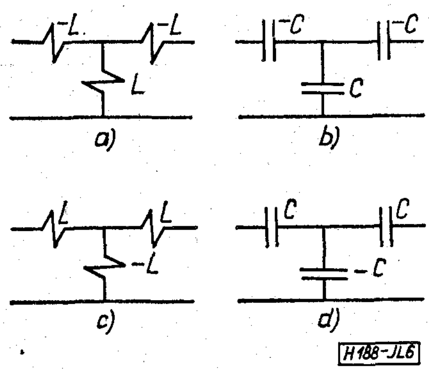
A fenti feltételi egyenleteket kielégítő kapcsolásokat a 6. ábrán tüntettük fel. A négy elvileg lehetséges megoldás közül gyakorlatilag a 6a és 6b ábra szerinti megoldások alkalmazhatók.

Ha a 6. ábrán feltüntetett szimmetrikus T-tagok sönt ágában (vagy soros ágában) a $\pm L$; $\pm C$ elemek helyett $\mp C$; $\mp L$ elemeket alkalmazunk, akkor a (27), (28) feltételi egyenleteket ω_0 frekvencián kielégítő kapcsolásokhoz jutunk. A négy elvileg lehetséges megoldás közül a gyakorlatilag is alkalmazható két megoldást a 7. ábrán tüntettük fel.

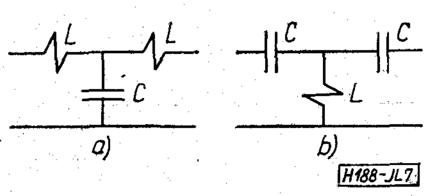
A (20)–(22) egyenletekből $X_a'=0$, $X_b'=X'$ helyettesítéssel adódnak a 3d ábra szerinti inverter esetén érvényes feltételi egyenletek:

$$\frac{2X'+\operatorname{tg}\Phi}{1-2X'\operatorname{tg}\Phi}=-\operatorname{tg}\Phi \qquad (25)$$

$$\operatorname{tg}\Phi=\mp K' \qquad (26)$$



6. ábra. $K'(\omega)=|X_a'(\omega)|$ paraméterű inverterek:
a), d) $\varphi_{12}(\omega)=\pi/2$
b), c) $\varphi_{12}(\omega)=-\pi/2$



7. ábra. $K'(\omega_0)=|X_a'(\omega_0)|$ paraméterű inverterek:
a) $\varphi_{12}(\omega_0)=-\pi/2$
b) $\varphi_{12}(\omega_0)=\pi/2$

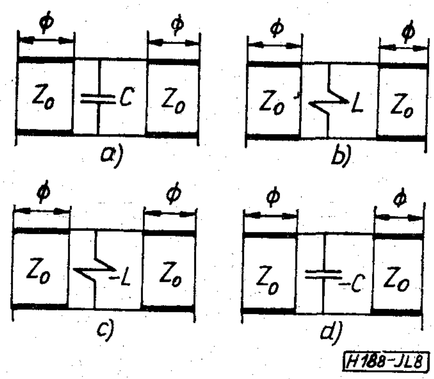
A vizsgált inverterek fázistolása frekvencia-független, ha a (25) egyenletből adódóan

$$X'=-\frac{\operatorname{tg}\Phi}{1-\operatorname{tg}^2\Phi}=\frac{1}{2}\operatorname{tg}2\Phi. \qquad (27)$$

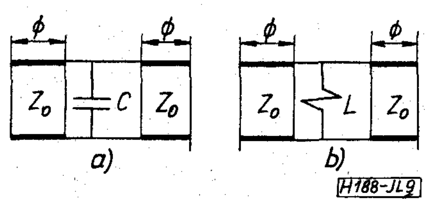
E feltétel teljesülése esetén az inverter változó paramétere:

$$K'=|\operatorname{tg}\Phi| \qquad (28)$$

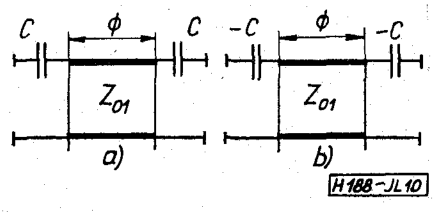
$\Phi=\pm\pi/2$ esetén $K'=\infty$. A $-\pi/2<\Phi<\pi/2$ intervallumba eső elvileg lehetséges megoldások (8. ábra) a (27) egyenletből közvetlenül kiolvashatók. Gyakor-



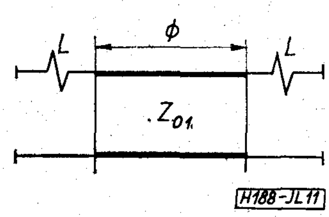
8. ábra. $K(\omega)=Z_0|\operatorname{tg}\Phi|$ paraméterű inverterek:
a) $-\pi/2<\varnothing<-\pi/4$; $\varphi_{12}(\omega)=\pi/2$
b) $-\pi/4<\varnothing<0$; $\varphi_{12}(\omega)=\pi/2$
c) $0<\varnothing<\pi/4$; $\varphi_{12}(\omega)=-\pi/2$
d) $\pi/4<\varnothing<\pi/2$; $\varphi_{12}(\omega)=-\pi/2$



9. ábra. $K(\omega_0)=Z_0|\operatorname{tg}\Phi|$ paraméterű inverterek:
a) $0<\varnothing<\pi/4$; $\varphi_{12}(\omega_0)=-\pi/2$
b) $\pi/4<\Phi<\pi/2$; $\varphi_{12}(\omega_0)=-\pi/2$



10. ábra. $K(\omega)=Z_{01}/|\sin\Phi|$ paraméterű inverterek:
a) $-\pi/2<\Phi<0$; $\varphi_{12}(\omega)=\pi/2$
b) $0<\varnothing<\pi/2$; $\varphi_{12}(\omega)=-\pi/2$



11. ábra. $K(\omega_0)=Z_{01}/|\sin\Phi|$ paraméterű inverter:
$\varphi_{12}(\omega_0)=-\pi/2$; $0<\varnothing<\pi/2$

latilag a $\Phi<0$ intervellumba eső megoldások alkalmazhatók. Kedvezőnek a 8b ábrán látható megoldás nevezhető, különösen $K'\ll 1$ esetén. Az inverter feltételi egyenletét ω_0 frekvencián kielégítő négy elvileg lehetséges megoldás közül a gyakorlatilag is alkalmazható két megoldást a 9. ábrán tüntettük fel.

Megjegyezzük, hogy a szakirodalomban [8] a 8c ábra szerinti megoldást (és duálját) is kedvezőnek veszik. Ez az állítás azon a tévedésen alapszik, hogy az $X'/0<\Phi<\pi/4/<0$ reaktanciának pozitív kapacitív jelleget tulajdonítanak. Tévesen adja meg [8] a 6a és 6b, a 8b és 8c ábrán feltüntetett hálózatok és ezek duáljának fázistolását is.

A fentiekben analizált hálózatokban a koncentrált paraméterű elemek a $T-T$ szimmetria síkban helyezkedtek el. Az analízis végeredményei alapján mondható, hogy az így felépített hálózatokkal az inverter — különböző típusú tápvonalakban — különböző módon realizálható. Abban az esetben, amikor a koncentrált paraméterű elemek a távvezetékszakasz végződéseihez kapcsolódnak, az inverter realizálhatósága rendkívül korlátozott. Részben ennek illusztrálására közöljük a 3f ábrán látható hálózat analízisének eredményeit.

A $\varphi_{12}(\omega)=\pm\pi/2$ fázistolás feltétele a 3f ábrán látható hálózat esetén az, hogy

$$X'=Z'_{01}\operatorname{ctg}\Phi \tag{29}$$

legyen. E feltétel teljesülése esetén az inverter változó paramétere:

$$K'=\frac{Z'_{01}}{|\sin\Phi|} \tag{30}$$

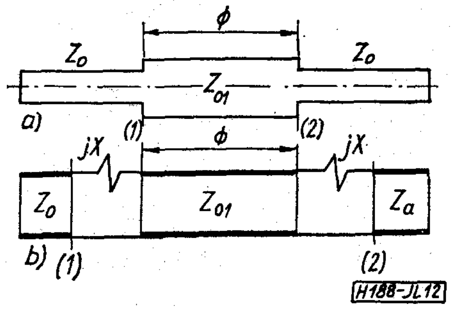
Az elvileg lehetséges megoldásokat a 10. ábrán tüntettük fel. A 11. ábrán a $K'(\omega_0)$ paraméterű fizikailag is realizálható megoldás látható.

A 3e ábrán látható $\lambda_{g0}/4$-es távvezetékszakasz a $K=Z_{01}$ paraméterű inverter elvi megoldása. Érvényes azokban az esetekben, amikor a tápvonal diszkontinuitásoknál fellépő mezőtorzulások hatása elhanyagolható. Ellenkező esetben a helyettesítő kép a 3f ábrán látható hálózat, vagy ennek duálja. Például szalag tápvonalas realizáció esetén a mezőtorzulások hatását soros kapcsolású, induktív jellegű reaktanciák írják le (12. ábra). Az előírt ω_0 frekvencián adott esetben is érvényes (29), (30) feltételi egyenletek alapján, a távvezetékszakasz hosszának és hullámellenállásának megfelelő megválasztásával a mezőtorzulások hatása kompenzálható. A kompenzált inverter esetén:

$$\Phi=\arccos\frac{X'}{K'} \tag{31}$$

$$Z'_{01}=K'\sin\Phi \tag{32}$$

Mivel X' pozitív, $\Phi(\omega_0)<\pi/2$ és $Z'_{01}<K'$.



12. ábra. a) Az inverterek szalag-tápvonalas mikrohullámú realizációja $\lambda/4$-es távvezetékszakasszal; *b)* helyettesítő képe

Admittancia-inverterek

A mikrohullámú admittancia-inverter realizációkat általában a 13. ábrán feltüntetett hálózatok valamelyikével helyettesítjük. A következőkben röviden összefoglaljuk az adott hálózatok analízisének menetét és végeredményeit.

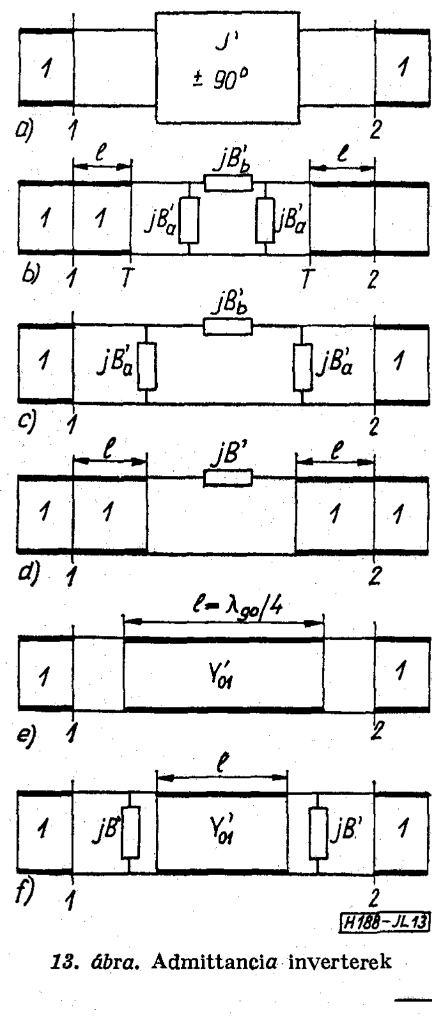
A távvezetékszakaszokkal bővített szimmetrikus π-tag (3b ábra) normalizált admittancia-mátrixának sajátértékei:

$$y'_1=j\frac{B'_a+\operatorname{tg}\Phi}{1-B'_a\operatorname{tg}\Phi}=jB'_1 \tag{33}$$

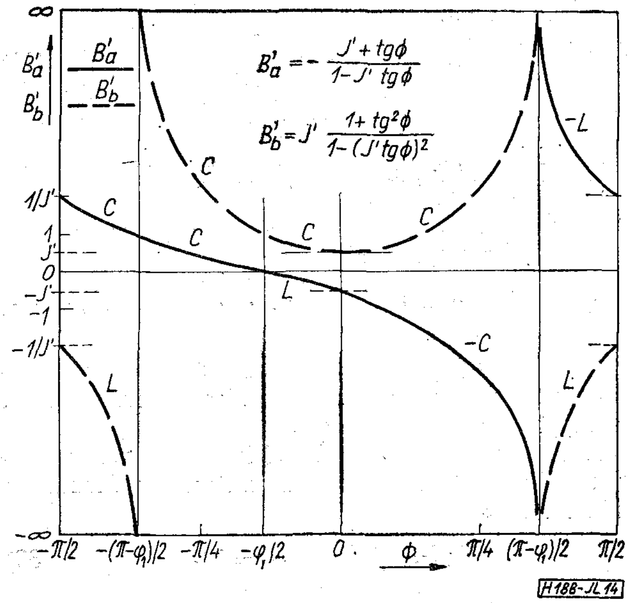
$$y'_2=j\frac{(B'_a+2B'_b)+\operatorname{tg}\Phi}{1-(B'_a+2B'_b)\operatorname{tg}\Phi}=jB'_2. \tag{34}$$

Behelyettesítve B'_1, B'_2 értékét az admittancia-inverter (14) feltételi egyenletébe, a

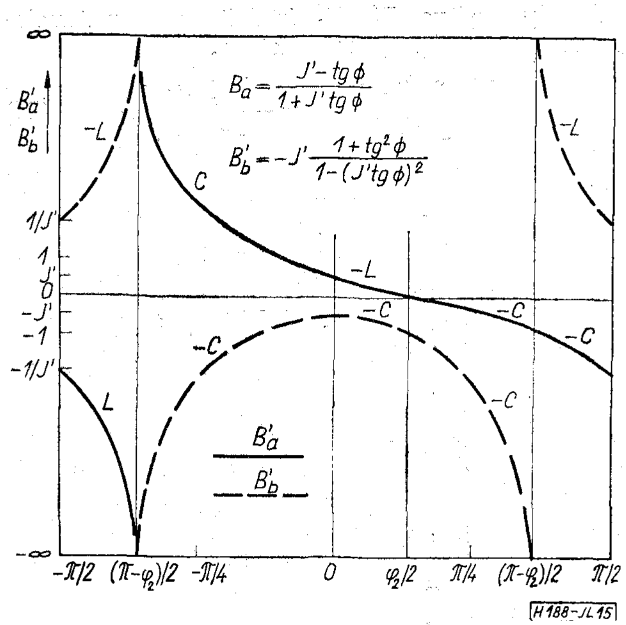
$$\frac{(B'_a+2B'_b)+\operatorname{tg}\Phi}{1-(B'_a+2B'_b)\operatorname{tg}\Phi}=-\frac{B'_a+\operatorname{tg}\Phi}{1-B'_a\operatorname{tg}\Phi} \tag{35}$$



13. ábra. Admittancia inverterek



14. ábra. A 12*b* ábrán feltüntetett inverter $B'_a(\Phi)$, $B'_b(\Phi)$ szuszceptanciáinak jellegzetes menete és jellege $\varphi_{12}(\omega)=\pi/2$; $J'(\omega)=$ állandó előírások esetén



15. ábra. A 12*b* ábrán feltüntetett inverter $B'_a(\Phi)$, $B'_b(\Phi)$ szuszceptanciáinak jellegzetes menete és jellege $\varphi_{12}(\omega)=-\pi/2$; $J'(\omega)=$ állandó előírások esetén

összefüggésre jutunk. A (11) és (33), valamint a (12) és (34) egyenletek alapján:

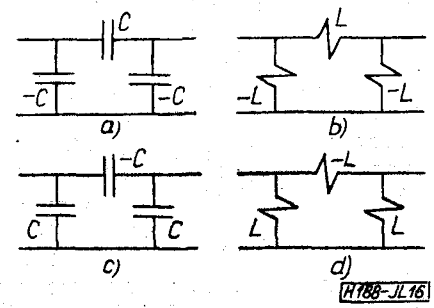
$$\frac{B'_a + \mathrm{tg}\,\Phi}{1 - B'_a\,\mathrm{tg}\,\Phi} = \mp J' \tag{36}$$

$$\frac{(B'_a + 2B'_b) + \mathrm{tg}\,\Phi}{1 - (B'_a + 2B'_b)\,\mathrm{tg}\,\Phi} = \pm J' \tag{37}$$

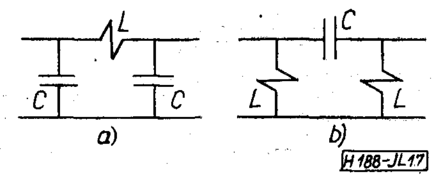
A (20)—(22) feltételi egyenletekben X'_a, X'_b, K' helyett sorrendben B'_a, B'_b, J' helyettesítésekkel élve a (35)—(37) feltételi egyenletekkel adott összefüggésekre jutunk. A vizsgált admittancia-inverterek az előző pontban analizált impedancia-inverterek duáljai. Ezért a továbbiakban felvesszük az impedancia-inverter elvileg lehetséges megoldásainak duálját és a megfelelő analitikai összefüggésekben a fenti helyettesítéseket alkalmazzuk.

Itt jegyezzük meg, hogy valamely impedancia-inverterrel kapcsolatban tett megjegyzések (alkalmazhatóság, kedvező megoldás) változatlanul érvényesek a duáljára is.

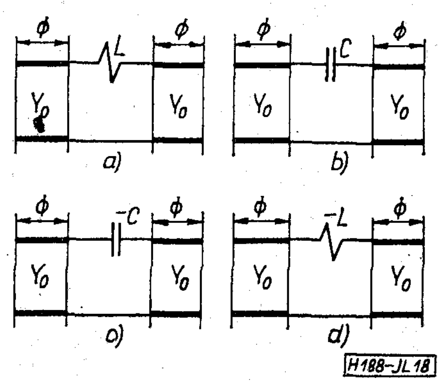
A távvezetékszakaszokkal bővített szimmetrikus π-tag $B'_a(\Phi)$, $B'_b(\Phi)$ szuszceptanciáinak jellegzetes



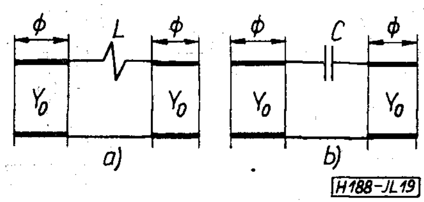
16. ábra. $J'(\omega) = |B'_a(\omega)|$ paraméterű inverterek:
a), *d)* $\varphi_{12}(\omega)=\pi/2$
b), *c)* $\varphi_{12}(\omega)= -\pi/2$



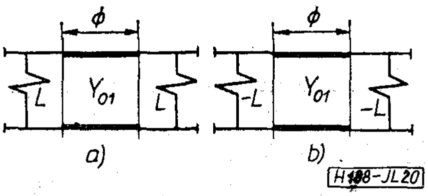
17. ábra. $J'(\omega_0) = |B'_a(\omega_0)|$ paraméterű inverterek:
a) $\varphi_{12}(\omega_0)= -\pi/2$
b) $\varphi_{12}(\omega_0)=\pi/2$



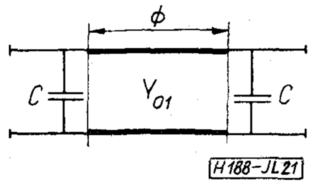
18. ábra. $J(\omega) = Y_0|\mathrm{tg}\,\Phi|$ paraméterű inverterek:
a) $-\pi/2 < \Phi < -\pi/4$; $\varphi_{12}(\omega)=\pi/2$
b) $-\pi/4 < \Phi < \pi/2$; $\varphi_{12}(\omega)=\pi/2$
c) $0 < \Phi < \pi/4$; $\varphi_{12}(\omega)= -\pi/2$
d) $\pi/4 < \Phi < \pi/2$; $\varphi_{12}(\omega)= -\pi/2$



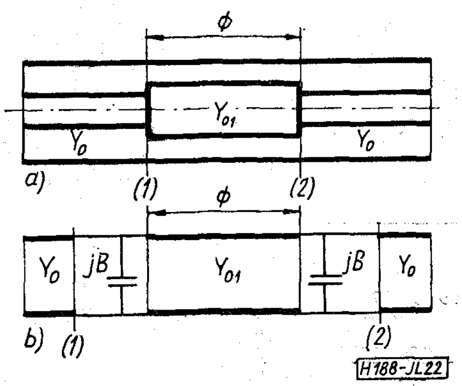
19. ábra. $J(\omega_0) = Y_0|\mathrm{tg}\,\Phi|$ paraméterű inverterek:
a) $0 < \Phi < \pi/4$; $\varphi_{12}(\omega_0) = -\pi/2$
b) $\pi/4 < \Phi < /\pi 2$; $\varphi_{12}(\omega_0) = -\pi/2$



20. ábra. $J(\omega) = Y_{01}/|\sin \Phi)$ paraméterű inverterek:
a) $-\pi/2 < \Phi < 0$; $\varphi_{12}(\omega) = \pi/2$
b) $0 < \Phi < \pi/2$; $\varphi_{12}(\omega) = -\pi/2$



21. ábra. $J(\omega_0) = Y_{01}/|\sin \Phi|$ paraméterű inverter: $\varphi_{12}(\omega_0) = -\pi/2$, $0 < \Phi < \pi/2$



22. ábra. a) az inverter koaxiális tápvonalas mikrohullámú realizációja $\lambda/4$-es távvezetékszakasszal; b) helyettesítő képe

menete és jellege, $\varphi_{12}(\omega) = \pm\pi/2$; $J'(\omega) =$ állandó előírások esetén, a 14., illetve 15. ábra szerinti.

A szimmetrikus π-tag admittancia inverterek a 16. és a 17. ábrákon láthatók.

A 13*d* ábrán látható admittancia inverter feltételi egyenlete:

$$B' = -\frac{1}{2} \operatorname{tg} 2\Phi \tag{36}$$

és változó paramétere:

$$J' = |\operatorname{tg} \Phi| \tag{37}$$

A megoldásokat a 18. és a 19. ábrán tüntettük fel.

A 13*f* ábra szerinti admittancia-inverter feltételi egyenlete:

$$B_1' = Y_{01}' \operatorname{ctg} \Phi \tag{38}$$

és változó paramétere

$$J' = \frac{Y_{01}'}{\sin \Phi} \,. \tag{39}$$

A megoldások a 20. és a 21. ábrán láthatók.

Befejezésül (példaképpen) az inverter $\lambda_{g0}/4$-es távvezetékszakasz inverter realizációját koaxiális tápvonalas kivitel (22. ábra) esetén analizáljuk. Ebben az esetben a diszkontinuitásoknál fellépő mezőtorzulások hatását az ugráskapacitások söntszuszceptanciája írja le. A realizáció helyettesítő képe a 13*f* ábrán látható hálózat. A (38), (39) egyenletek megoldásaként, a kompenzált inverter esetén:

$$\Phi = \arccos \frac{B'}{J'} \tag{40}$$

$$Y_{01}' = J' \sin \Phi. \tag{41}$$

Mivel B' pozitív, $\Phi(\omega_0) < \pi/2$ és $Y_{01}' < J'$.

IRODALOM

[1] *W. L. Pritchard:* Quarter Wave Coupled Filters. J. Appl. Phys. Vol. 18, Október 1947. pp. 862—872.
[2] *R. M. Fano and A. W. Lawson:* Microwave Filters Using Quarter-Wave Couplings. Proc. IRE, Vol. 35.
[3] *W. W. Mumford:* Maximally Fiat Filters in Waveguides. Bell System Tech. J. Vol. 27. Október 1948. pp. 684—714.
[4] *S. B. Cohn:* Direct-Coupled-Resonator Filters Proc IRE. Vol. 45. February 1957. pp. 187—196.
[5] *G. L. Matthaei:* Direct-Coupled-Band-Pass-Filters with $\lambda_0/4$ Resonators. IRE National Convention Record, Port 1. 1958. pp. 98—111.
[6] *G. L. Matthaei:* Comb-Line Band-Pass Filters of Narrow or Moderate Bandwidth. The Microwave Journal, Vol. 6. August. 1963. pp. 82—91.
[7] Dr. *Csurgay A.—Markó Sz.:* Mikrohullámú passzív hálózatok. Mérnöktovábbképző Intézet, 1965. 252—274. old.
[8] *George L. Matthaei, Leo Young, E. M. T. Jones:* Microwave Filters, Impedance-Matching networks and Coupling Structures. McGraw-Hill Book Co. 1964.
[9] *Dr. Jachimovits László:* Parametrikus erősítők jelfrekvenciás körének hangolása. Híradástechnika, XXII., évf. 2. sz. 33—39. old.
[10] *Dr. Jachimovits László:* Mikrohullámú reciprok és reaktáns kétkapus passzív szerkezet grafikus mátrixanalízise. Híradástechnika, XXIII. évf.