

Aszimmetrikus illesztő négy-pólusok számítógépes szimulációja

ETO: 621.372.54:681.3

Az alábbiakban tiszta képzetes elemekből felépített négy-pólusokkal kívánunk foglalkozni, és pedig első-sorban ohmos lezárású aszimmetrikus tagokkal, amelyek nem tartalmaznak induktív transzformátort. Ezeknek az illesztő négy-pólusoknak az a feladatuk, hogy biztosítsák az előírt sávzélességet, és egy vagy több frekvencián teljesítsék az illesztés feltételeit.

Aszimmetrikus illesztő négy-pólusok átviteli függvénye és áteresztési tartománya

Az átviteli függvény, definíció szerint, a primer és szekunder teljesítmények hányadosának négyzetgyöke:

$$\Gamma = \sqrt{\frac{P_1}{P_2}}$$

Ismeretes, hogy ha az első ábrán felvázolt négy-pólust, amelynek láncparaméterei a, b, c, d , lezárjuk G_1 és G_2 vezetőképességű ohmos ellenállással, akkor az átviteli függvény:

$$\Gamma = \frac{1}{2} \left\{ a \sqrt{\frac{G_1}{G_2}} + d \sqrt{\frac{G_2}{G_1}} + b \sqrt{G_1 G_2} + \frac{c}{\sqrt{G_1 G_2}} \right\} \quad (1)$$

Amennyiben a hullámcsillapítást akarjuk kiszámítani, akkor a lezáró ellenállásoknak minden frekvencián a hullámellenállással kell megegyeznie. Ilyenkor:

$$G_1 = \sqrt{\frac{cd}{ab}}; \quad G_2 = \sqrt{\frac{ac}{bd}} \quad (2)$$

A (2) és (1) képletek alapján kapjuk a hullámátviteli függvény ismert kifejezését:

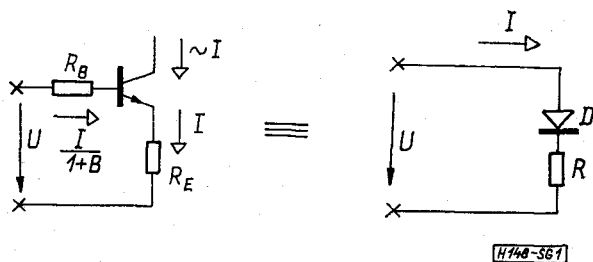
$$\Gamma = \sqrt{ad + \sqrt{ad-1}} \quad (3)$$

Tiszta képzetes aszimmetrikus négy-pólusoknak az áteresztési tartományát a (3) képlet alapján könnyen meghatározhatjuk. Ugyanis tiszta képzetes négy-pólusoknál az a és d tiszta valós, és így a $0 < ad < 1$ egyenlőtlenség teljesülése esetében a (3) képlet a következőképpen írható:

$$\Gamma = \sqrt{ad} + j\sqrt{1-ad}$$

Látjuk tehát, hogy abban a frekvencia tartományban, amelyben $0 < ad < 1$ egyenlőtlenség teljesül, az átviteli függvény abszolútértéke eggyel egyenlő. Az áteresztési tartományt így a $0 < ad < 1$ egyenlőtlenség határozza meg.

Válasszunk ki az áteresztési tartományban egy ω_i körfrekvenciát. Jelöljük az ω_i körfrekvenciához



1. ábra

tartozó láncparamétereket: a_i, b_i, c_i, d_i , -vei, így ehhez a körfrekvenciához tartozó hullámellenállásokat a következőképpen számíthatjuk ki:

$$R_{1i} = \sqrt{\frac{a_i \cdot b_i}{c_i \cdot d_i}}; \quad R_{2i} = \sqrt{\frac{b_i \cdot d_i}{a_i \cdot c_i}} \quad (4)$$

Amennyiben ezekkel R_{1i} és R_{2i} ellenállásokkal zárjuk le a négy-pólust az ω_i körfrekvencián teljesítettük az illesztés feltételeit. Az üzemi átviteli függvény a következő lesz:

$$\Gamma = \frac{1}{2} \left\{ a \sqrt{\frac{d_i}{a_i}} + d \sqrt{\frac{a_i}{d_i}} + c \sqrt{\frac{b_i}{c_i}} + b \sqrt{\frac{c_i}{b_i}} \right\} \quad (5)$$

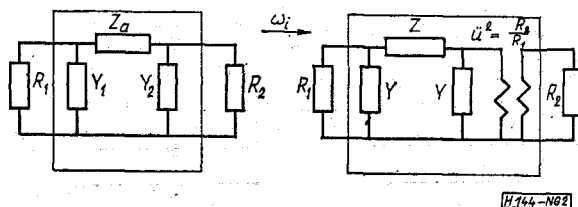
Látható, ha $\omega = \omega_i$ akkor $a = a_i, b = b_i, c = c_i, d = d_i$, ezért ezen az illesztési frekvencián az átviteli függvény:

$$\Gamma = \sqrt{a_i \cdot d_i} + \sqrt{b_i \cdot c_i}$$

Mivel a láncparaméterekből képzett determináns egy, ezért: $b_i \cdot c_i = 1 - a_i \cdot d_i$ és így $|\Gamma| = 1$.

Aszimmetrikus négy-pólusok számítógépes szimulációja

Az igazi szimuláció első lépése a modell megalkotása. Azt tapasztaltuk, hogy igen előnyös az illesztő négy-pólusok számítógépes szimulációjának a szempontjából az aszimmetrikus négy-pólust, szimmetrikus négy-pólus és ideális transzformátor lánckapcsolásával modellezni. A továbbiakban a π -tagokra elvégzett számításainkat közöljük (2. ábra).



2. ábra

Amennyiben a 2. ábrán felvázolt aszimmetrikus π -taggal illeszteni akarunk az ω_i körfrekvencián, akkor a szimmetrikus π tagot úgy választjuk meg, hogy annak hullámmellenállása az ω_i körfrekvencián éppen R_1 legyen. Ugyanezen a körfrekvencián ezután felírjuk az alábbi mátrix egyenlőséget:

$$\begin{bmatrix} 1 + Z_a Y_2 & Z_a \\ Y_1 + Y_2(1 + Z_a Y_1) & 1 + Z_a Y_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\ddot{u}}(1 + ZY) & \ddot{u}Z \\ \frac{1}{\ddot{u}}(2Y + ZY^2) & \ddot{u}(1 + ZY) \end{bmatrix} \quad (6)$$

A (6)-os láncmátrix egyenlőség alapján az aszimmetrikus négypólus kapcsolási paramétereit a szimmetrikus négypólus kapcsolási paramétereivel és az \ddot{u} áttétellel kifejezhetjük.

Amennyiben a szimmetrikus π -tag Wagner-szűrő, akkor a Wagner-szűrő és ideális transzformátor lánckapcsolásának modellje alapján a Collins-szűrő, a Puskás-szűrő, és az alsó-kapacitív csatolású sávszűrő számítógépes szimulációját végezhetjük el.

Collins-szűrő számítógépes szimulációja

A 3. ábrán a Collins-szűrőt, Wagner-szűrő és ideális transzformátor lánckapcsolásával modelleztük.

A 3. ábra alapján az ω_i körfrekvencián a következő láncmátrixegyenlőséget írhatjuk fel:

$$\begin{bmatrix} 1 - L_a C_2 \omega_i^2 & j\omega_i L_a \\ j[\omega_i(C_1 + C_2) - \omega_i^3 L_a C_1 C_2] & 1 - \omega_i^2 L_a C_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\ddot{u}}(1 - 2\omega_i^2 LC) & j\ddot{u}2L\omega_i \\ j\frac{1}{\ddot{u}}(2\omega_i C - 2\omega_i^3 LC^2) & \ddot{u}(1 - 2\omega_i^2 LC) \end{bmatrix} \quad (7)$$

A fenti mátrix-egyenlőség alapján a Collins-szűrő kapcsolási paramétereit (L_a , C_1 , C_2) kifejezhetjük a Wagner-szűrő kapcsolási paramétereivel, az illesztési körfrekvenciával, és az áttétellel (L , C , ω_i , \ddot{u}).

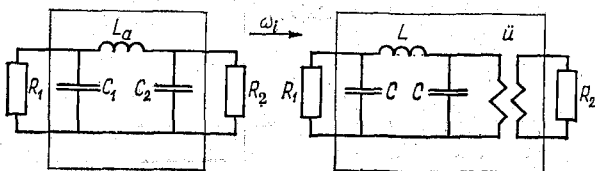
A Collins-szűrő kapcsolási paramétereit:

$$C_1 = C_{f_2}; \quad C_2 = C_{f_1}; \quad L_a = 2L\ddot{u};$$

ahol az f_1 és f_2 az általunk bevezetett megfeleltetési faktorokat jelöli:

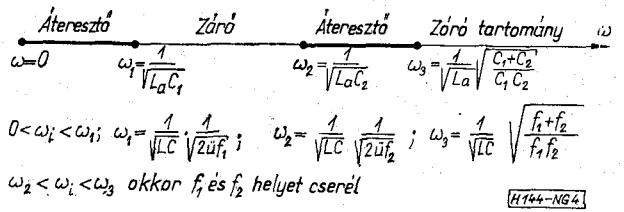
$$f_1 = \frac{2\omega_i^2 \ddot{u} LC + 1 - \ddot{u}}{2\omega_i^2 \ddot{u} LC}; \quad f_2 = \frac{2\omega_i^2 LC + \ddot{u} - 1}{2\omega_i^2 \ddot{u}^2 LC}$$

A Collins-szűrő áteresztési és záró tartományát a 4. ábrán $0 < ad < 1$ egyenlőtlenség alapján vázoltuk fel, $\ddot{u} < 1$ feltételezéssel.



3. ábra

H144-N63



4. ábra

H144-N64

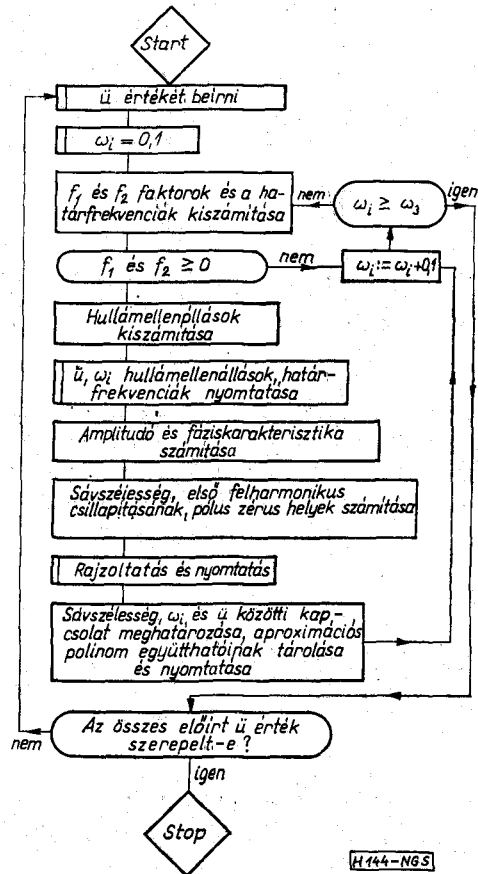
A 4. ábrán láthatjuk, hogy a határfrekvenciák az alábbi egyenlőtlenségnek tesznek eleget:

$$\omega_3 = \sqrt{\omega_1^2 + \omega_2^2}$$

Ezután számoljunk relatív értékekkel, és így legyen $L=1$; $C=1$. A relatív értékekkel a komplex frekvencia síkon s függvényében a Collins-szűrő átviteli függvénye az (5) egyenlet alapján a következő alakú lesz:

$$\Gamma(s) = \frac{1}{2} \left\{ (1 + 2s^2 \ddot{u} f_2) \ddot{u} + (1 + 2s^2 \ddot{u} f_1) \frac{1}{\ddot{u}} + \frac{s(f_1 + f_2) + 2s^3 \ddot{u} f_1 f_2}{\sqrt{1 - \omega_i^2}} \ddot{u} + 2s\sqrt{1 - \omega_i^2} \right\}$$

Adott \ddot{u} áttétel esetében a Collins-szűrő tulajdonságai attól fognak függni, hogy az ω_i relatív illesztési frekvenciát hová helyezzük el az áteresztési tartományban. Az ω_i értékének a megválasztása után úgy választjuk meg a frekvencia egységét, hogy az illesztési frekvencia valódi értéke az előírt legyen.



5. ábra

H144-N65

ω_i	$\bar{u}=0,7$								$\bar{u}=0,6$								
	határ frekvenciák			zérus helyek			faktorok		határ frekvenciák			Zérus helyek			faktorok		
	rel.	ω_1	ω_2	ω_3	Valós	Re	Im	f_1	f_2	ω_1	ω_2	ω_3	Valós	Re	Im	f_1	f_2
0,4	0,55	2,36	2,43	-14,3	-0,39	0,56	2,3	0,12									
0,5	0,62	0,93	1,12	-1,7	*0,44	0,71	1,8	0,8	0,59	1,2	1,3	-3,9	-0,37	0,62	2,3	0,5	
0,6	0,66	0,77	1,02	-1,0	-0,41	0,83	1,59	1,19	0,65	0,8	1,0	-1,4	*0,39	0,76	1,9	1,2	
0,7	0,705	0,71	1,00	-0,8	-0,35	0,89	1,43	1,41	0,704	0,71	1,0	-0,9	-0,34	0,86	1,68	1,64	
0,8	0,67	0,73	0,99	-0,6	-0,29	0,93	1,33	1,56	0,66	0,74	0,99	-0,69	-0,28	0,92	1,5	1,9	
0,9	0,65	0,75	0,99	-0,4	-0,21	0,97	1,26	1,66	0,63	0,76	0,99	-0,47	-0,20	0,96	1,4	2,0	
ω_i	$\bar{u}=0,5$								$\bar{u}=0,1$								
	ω_1	ω_2	ω_3	valós	Re	Im	f_1	f_2	ω_1	ω_2	ω_3	Valós	Re	Im	f_1	f_2	
	rel.	ω_1	ω_2	ω_3	Valós	Re	Im	f_1	f_2	rel.	ω_1	ω_2	ω_3	Valós	Re	Im	f_1
0,6	0,64	0,9	1,1	-2,3	*0,33	0,69	2,3	1,2									
0,7	0,703	0,71	1,0	-1,1	-0,32	0,81	2,0	1,9	0,7007	0,78	1,0	-8,6	-0,070	0,7	10,1	8,1	
0,8	0,64	0,74	0,98	-0,78	-0,27	0,90	1,7	2,4	0,41	0,79	0,88	-1,9	*0,074	0,8	8,03	29,6	
0,9	0,60	0,78	0,98	-0,51	-0,19	0,95	1,6	2,7	0,33	0,87	0,93	-0,9	-0,064	0,9	6,55	44,4	

A számítógépes szimulációnk egyik feladata az volt, hogy megállapítsuk az ω_i értékei és a sávzélesség, illetve az ω_i értéke és az első felharmonikus csillapítása közötti kapcsolatot. A számítógépes szimulációnk blokkdiagramját az 5. ábrán vázoltuk fel.

Az 5. ábrán látható blokkdiagram alapján ALGOL programot készítettünk, amelyet az Egyetemi Számítógépes Könyves Tóth Kálmán irányításával futtattunk a Razdan gépen. A programunkban felhasználtuk az Egyetemi Számítóközpont „fXO library”-jét amit Márkus Tibor készített.

Azért, hogy általános ismereteket szerezzünk, mind az amplitúdó- és fázis-karakterisztikából, mind az impulzusátvitelről adott \bar{u} esetében kiszámítottuk és felrajzoltuk a harmadfokú $I(s)$ függvény zérus helyeinek (illetve $1/I$ pólushelyeinek) azt a mozgását az s komplex frekvencia síkon, amelyet az ω_i változtatása okozott (1. táblázat).

A táblázat a számítógép által több oldalon nyomtatott adatokat kivonatolva tartalmazza.

Az $I(s)$ -nek egy valós zérushelye és egy konjugált komplex zérushely párja van. Adott \bar{u} esetében az ω_i növelésével a valós zérushely az origó felé mozgott, a konjugált komplex zérus hely pedig a 6. ábrán felvázolt pályát írta le!

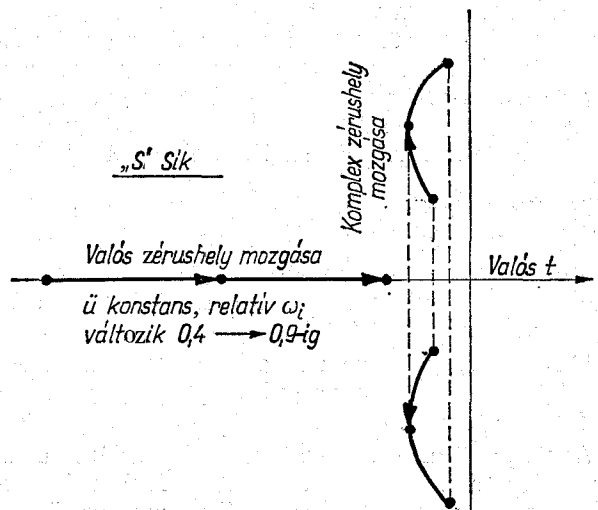
Számítógépes szimulációnk alapján a következőket állapítottuk meg:

1. A 6. ábrán látható zérushely mozgásból következik, hogy minden \bar{u} áttételhez tartozik egy olyan komplex zérushely, amelynek a valós része maximális. A maximumhoz tartozó ω_i értékekhez az 1. táblázatban maximális sávzélesség tartozik. (Az 1. táblázatban ezt a helyet *-gal jelöltük.)

2. Amennyiben $\omega_i < \frac{1}{\sqrt{2}}$ és az alsó áteresztési tartományban van az ω_i , akkor a Collins-szűrő harmadfokú $I(s)$ átviteli függvényének Bode-diagramjában a másodfokú építőköcka töréspontja megelőzi az

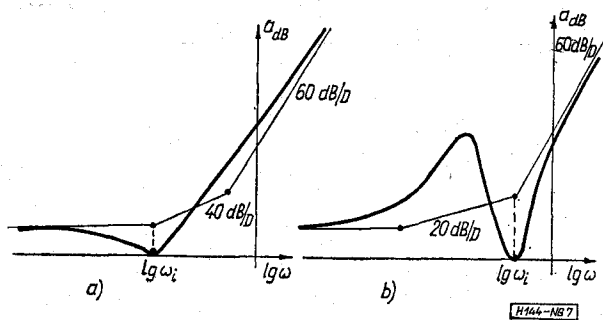
elsőfokú építőköcka töréspontját. Ezalatt azt értjük, hogy a másodfokú építőköcka töréspontjához kisebb frekvencia tartozik. Ilyenkor a Collins-szűrő módosított aluláteresztő jellegű, mert a másodfokú építőköcka töréspontja környéken a ζ -től függő mértékben végez ugyan kiemelését, de utána, nagyobb frekvenciákon a csillapítás csak növekszik.

Vizsont, ha $\omega_i > \frac{1}{\sqrt{2}}$ és a felső áteresztési tartományban van az ω_i , akkor a Bode-diagramon az elsőfokú építőköcka töréspontja alacsonyabb frekvencián jelentkezik, mint a másodfokú építőköcké. Ez azt is jelenti, hogy a valós tengelyen lévő zérushely abszcisszájának abszolútértéke kisebb lesz, mint a komplex zérushely képzetes részének az abszolútértéke. Így az amplitúdó-karakterisztikában a másodfokú építőköcka töréspontjának, a ζ -től függő kieme-



H 144-N66

6. ábra



7. ábra

lése előtt elég erőteljes csillapítás iktatódhat be, és így sávszűrő jellegű lesz a Collins-szűrő. (7a és 7b ábrák.)

Szimulációs négypólus-szintézis

Négypólus-szintézis alatt, adott feltételeket teljesítő négypólusok kapcsolási paramétereinek a kiszámítását értjük. A szintézis általában nehezebben hajtható végre, mint az analízis. A szimulációs módszerrel a szintézis mindazon esetekben elvileg elvégezhető, amikor az illesztőnégypólus típusát kiválasztottuk és annak analízise végrehajtható. Alkalmasan választott modell alapján, esetleg ciklusutasítással megadott kiindulási értékekkel elvégezzük a számítógépes szimulációt. A mi esetünkben az aszimmetrikus négypólust szimmetrikus négypólus és ideális transzformátor lánckapcsolásával modelleztük az illesztési frekvencián. Ezen modell alapján kiszámíthatjuk azokat a mennyiségeket, amelyek alapján az aszimmetrikus négypólus szintézisét el kívánjuk végezni. A számítógép ezután interpolációt vagy extrapolációt végez, és ennek segítségével kiszámítja a szükséges kapcsolási paramétereiket, vagy pedig kijelzi, hogy a feladatot a kiválasztott illesztőnégypólus-fajtával nem lehet megoldani.

Amennyiben a feladat megoldható a számítógép a kapcsolási paramétereken kívül a zérus-pólus elrendezést, az amplitúdó- és fázis-karakterisztikát és az impulzusátvitel jellemzőit is kinyomtatja. Lehetséges van arra is, hogy a szintézist előre megadott hibahatáron belül végezzük el, illetve arra, hogy a számítógép megadja a tolerancia-érzékenységet, vagyis azt, hogy a kapcsolási paraméterek előre megadott változtatása, „hangolása” esetében az illesztő négypólus milyen eltéréssel teljesíti az általunk előírt feltételeket.

Az általánosságban elmondottakat Collins-szűrőre alkalmaztuk. Az elkészített program lehetőséget ad arra, hogy a Collins-szűrő szintézisnél előírjuk:

- a) A relatív sávzélességet, illesztési frekvenciát, az ohmos lezárások értékeit.
- b) Az illesztési frekvenciát, az illesztési frekvencián a második felharmonikus csillapítását és az ohmos lezárások értékeit.

A program alapján a számítógép, például az a) pontbeli adatok bevitele után szimulációs módszerrel kikeresi a megfelelő ω_i értékét, ami az illesztési frekvencia relatív értékét jelenti. Az ω_i értékének és az előírt illesztési frekvencia értékének az

összehasonlítása után a frekvencia egységét számítja ki a gép. Ezután a szimmetrikus Wagner-szűrő hullámellenállásának relatív értékét összehasonlítja az előírt primer lezáró ellenállás értékével, ebből kiszámítja az ellenállás egységét, amit az induktivitás és kapacitások tényleges értékének a kiszámítása követ. Ezután a számítógép kirajzolja az amplitúdó- és fáziskarakterisztikát és a zérus-pólus elrendezést. Amennyiben a számított és az adatszalagon bevitt előírt értékek nem egyeznek és köztük az eltérés nagyobb a megengedettnél, a számítást a gép megismétli.

Puskás-szűrő

A Collins-szűrőt kiterjedten használják a rádiótechnikában végfok és antenna illesztésére. Bizonyos alkalmazásoknál hátrányt jelenthet az, hogy alacsony frekvencián a csillapítás nem végtelen nagy, nem kielégítő az alacsonyfrekvenciás áteresztési tartomány. A Collins-szűrőnek, mint már említettük, az átviteli függvénye harmadfokú. A $I(s)$ -nek egy valós és egy konjugált komplex zérushelye van, pólusa nincs. Amennyiben sikerül az origóba pólust beültetni, a csillapítás zérus frekvencián végtelen nagy lesz. A pólus elhelyezését az origóba megoldhatjuk. Válasszuk továbbra is azt az esetet, mikor az \ddot{u} átétel kisebb mint egy, és figyeljük meg az f_1 és f_2 faktorok előjelét. Látjuk az f_1 mindig pozitív, ha $\ddot{u} < 1$, tehát a C_1 kapacitást a $C_1 = f_1 C$ képlet alapján mindig realizálhatjuk. Az f_2 azonban negatív is lehet és ilyenkor a C_2 kapacitás nem realizálható. Már ebből a szempontból is előnyösnek látszik a C_2 kapacitás helyett valamilyen másfajta realizációt végrehajtani, úgyhogy ez a pólus beültetést is megoldja. Térjünk vissza ezért az f_2 faktort definiáló láncmátrix-egyenlőségre. Az f_2 faktor bevezetése helyett a láncmátrixok egyenlőségéből számítsuk ki közvetlenül a (7)-ből az Y_2 admittanciát:

$$Y_2 = \frac{2s^2LC + i - \ddot{u}}{2\ddot{u}^2sL}$$

A közismert realizálási módszerrel az Y_2 -re párhuzamos rezgőkör adódik amelynek induktivitása:

$$L' = 2L \frac{\ddot{u}^2}{1 - \ddot{u}}$$

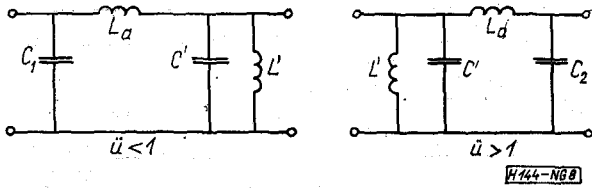
A rezgőkör kapacitása:

$$C' = \frac{C}{\ddot{u}^2}$$

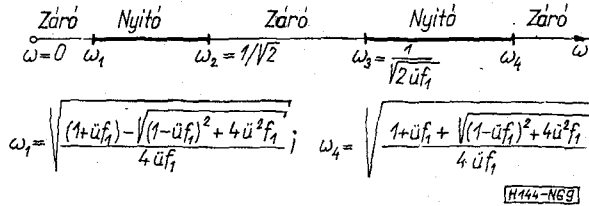
Az így kapott szűrőt 8. ábrán vázoltuk fel. Rögtön látható, hogy ennek a szűrőnek az átviteli függvénye origóban pólushellyel rendelkezik. Ezt a szűrőt a magyar távközléstechnika úttörőjéről Puskás-szűrőnek neveztük el.

A 8. ábrán felvázolt Puskás-szűrő áteresztési tartományát a $0 < ad < 1$ egyenlőtlenség alapján a 9. ábrán rajzoltuk fel. Mivel az átviteli függvénynek most van egy pólusa az origóban ezért az áteresztési tartomány nem tartalmazza az origót.

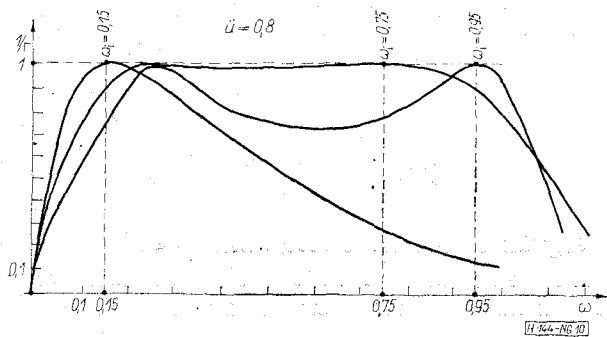
A Puskás-szűrő számítógépes szimulációját is elvégeztük és az eredményekből most az amplitúdó



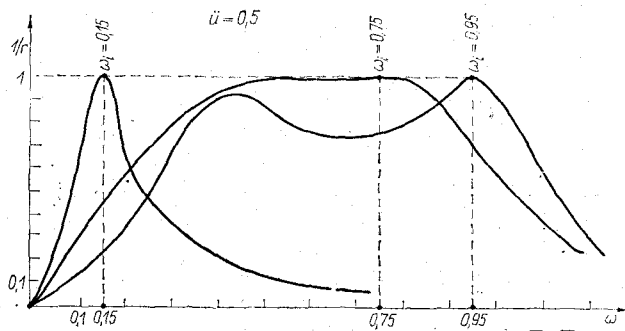
8. ábra



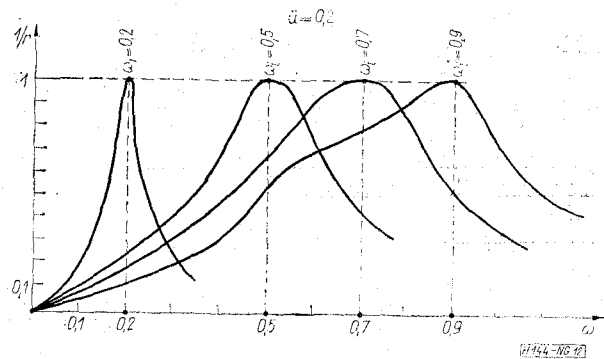
9. ábra



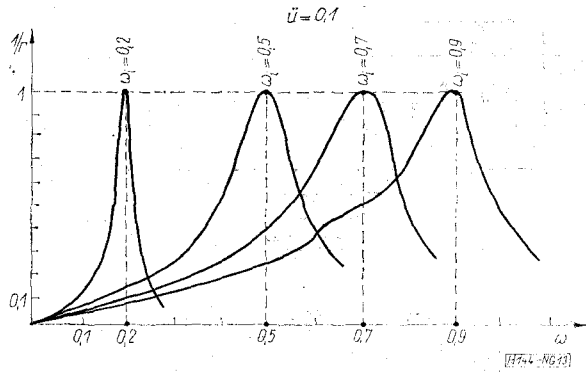
10. ábra



11. ábra



12. ábra



13. ábra

karakterisztikákat közöljük a 10., 11., 12., és 13. ábrákon.

A fenti ábrákat figyelve a Puskás-szűrőnek az előnyeit a Collins-szűrőhöz viszonyítva a következőkben foglalhatjuk össze:

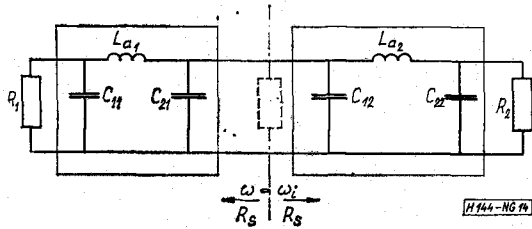
1. Általában nagyobb sávzélesség érhető el a Puskás-szűrővel, mint a Collins-szűrővel. Különösen előnyös a Puskás-szűrőnél az illesztési frekvencia relatív értékét 0,7 körül választani.

2. Kisebb \bar{u} értékeknél (például $\bar{u}=0,1$) a Puskás-szűrőnél már nem jelentkezik zavaró alacsony frekvenciás átvitel, az illesztési frekvencia relatív értéke 0 és 1 között minden értéket felvehet, míg a Collins-szűrőnél a negatív értékű f_2 miatt csak a 0 és 1 intervallum egy része használható ki.

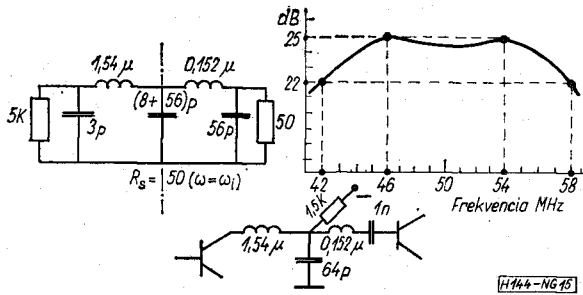
Egy vagy több frekvencián illesztett lánc szintézise

A most ismertetett módszer, amely a Collins-szűrőt és a Puskás-szűrőt a Wagner-szűrő és ideális transzformátor lánckapcsolásából származtatja, alkalmas arra, hogy az illesztés feltételét biztosítsa tetszés szerinti hosszúságú Collins- vagy Puskás-szűrőből felépített szűrőláncnál.

A sok lehetőség közül az aszimmetrikus, széthangolt, de optimális átvitelt biztosító, alsó-kapacitív csatolású sávszűrőt választottuk ki. Az alsó-kapacitív csatolású sávszűrőt két Collins-szűrő lánckapcsolatából raktuk össze. A Collins-szűrőnél a sávzélességet az \bar{u} impedancia áttétel és az ω_i relatív frekvencia értéke határozta meg. Ezen mennyiségek közötti kapcsolatot, ahogy azt leírtuk, számítógépes szimulációval határoztuk meg. Két láncba kapcsolt Collins-szűrő (alsó-kapacitív csatolású sávszűrő) átvitele azonban attól is függ, hogy a két láncba kapcsolt Collins-szűrő között milyen ellenállás jelenik meg az illesztési frekvencián. Gondolatban szétvágyva a két Collins-szűrőt az illesztési frekvencián, mindkét irányban jelentkező ellenállást R_s -sel jelöljük. A szintézis szempontjából ez azt jelenti, hogy most van még egy szabad paraméterünk, amit a méretezés előtt megválaszthatunk. Legyenek adottak a láncba kapcsolt Collins-szűrőt lezáró ellenállások, az illesztési frekvencia és az R_s értéke. Az első Collins-szűrő az illesztési frekvencián az R_1 ellenállást R_s -re transzformálja át, amit a második Collins-szűrő transzfor-



14. ábra



15. ábra

mái R_2 -re. Tehát az első Collins-szűrő (lásd 14. ábra) áttétele:

$$\ddot{u}_1 = \sqrt{\frac{R_s}{R_1}}$$

A második Collins-szűrő áttétele:

$$\ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{R_2}{R_s}}$$

Az eredő áttétel az \ddot{u} tehát:

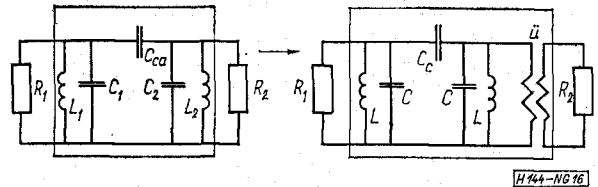
$$\ddot{u} = \ddot{u}_1 \cdot \ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

A számítógépes szimuláció során R_s a csatolási tényezőhöz hasonló szerepet töltött be.

A szimulációs szintézis számítógépprogramját arra használtuk fel, hogy megterveztünk és megépítettünk 54 MHz és 46 MHz illesztési frekvenciákkal rendelkező 16 MHz sáv szélességű széthangolt alsókapacitív csatolású sáv szűrőt. A lezáró ellenállásokat az OC 615 tranzisztor ki- és bemenő ellenállásai adták:

$$R_1 = 5 \text{ K}\Omega; \quad R_2 = 50 \text{ }\Omega;$$

A sáv szűrő C_1 és C_2 kapacitásait is a tranzisztorok ki- és bemenő kapacitásai adták. Legyen $R_s = 50 \text{ }\Omega$, így a második Collins-szűrő tulajdonképpen Wagner-szűrővé vált. Az első tranzisztor kollektorára 1,5 k Ω -on keresztül kapcsoltuk az egyenfeszültséget, mivel az nagyságrendekkel nagyobb, mint az R_s értéke. A kapcsolást és az átviteli függvény reciprokát a 15. ábrán vázoltuk fel.



16. ábra

Felső-kapacitív csatolású sáv szűrő

Legutóljára hagytuk elképzeléseink legérdekesebb eredményét. Térjünk újra vissza a láncmátrixok egyenlőségére. Most azonban a szimmetrikus π -tag ne Wagner-szűrő, hanem szimmetrikus felső-kapacitív csatolású sáv szűrő legyen. Tehát az aszimmetrikus széthangolt felső-kapacitív csatolású sáv szűrőt, a szimmetrikus felső-kapacitív csatolású sáv szűrő és ideális transzformátor lánckapcsolásából származtatjuk. Eredményül az aszimmetrikus π -tag admittanciáira a következőket kapjuk a 16. ábra alapján:

$$Y_1 = \frac{s^2 L [C + (\ddot{u} - 1) C_c] + 1}{\ddot{u} s L};$$

$$Y_2 = \frac{s^2 L [C + (1 - \ddot{u}) C_c] + 1}{\ddot{u}^2 s L};$$

Vegyük újra azt az esetet, mikor $\ddot{u} < 1$.

A fenti képletekből a közismert realizálási móddal kapjuk meg az aszimmetrikus széthangolt kapacitív csatolású sáv szűrőt, amelynek kapcsolási paramétereit a szimmetrikus sáv szűrő paramétereiből és az \ddot{u} áttételből számíthatjuk ki:

$$L_2 = \ddot{u}^2 L; \quad L_1 = \ddot{u} L; \quad C_2 = \frac{C + (1 - \ddot{u}) C_c}{\ddot{u}^2};$$

$$C_{ca} = \frac{C_c}{\ddot{u}}; \quad C_1 = \frac{C + (\ddot{u} - 1) C_c}{\ddot{u}}. \quad (8)$$

A lezármatatott felsőkapacitív csatolású sáv szűrő az impedancia-transzformációt elvégzi, széthangolt, és az átviteli függvénye a (5) képlet szerint a szimmetrikus sáv szűrő átviteli függvényével megegyezik. Ezáltal lehetővé vált, hogy lényegesen egyszerűbb módon előbb a szimmetrikus sáv szűrőre készítsünk szintézis-programot, majd (8) összefüggések felhasználásával számítsuk ki a géppel az aszimmetrikus sáv szűrő kapcsolási paramétereit.

Befejezésül megemlítjük, hogy a lehetőségeket koránt sem merítettük ki. Az ismertett alapon dolgot továbbfejlesztése a Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskola tervei között szerepel. A számítógépprogramokat, mint ahogy azt már említettük, az Egyetemi Számítóközpontban futattuk le és ezért köszönetünket fejezzük ki.