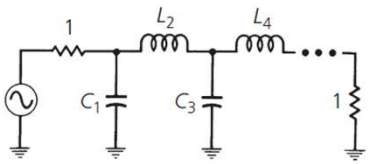
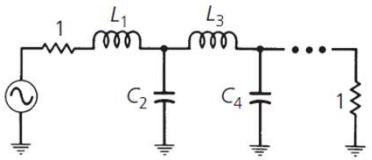
9. Filtrid ülekandeliinidel

IEE1560 – Raadiosageduslik elektroonika

Filtrite koefitsiendid - Butterworth



n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
2	1.414	1.414					
3	1.000	2.000	1.000				
4	0.765	1.848	1.848	0.765			
5	0.618	1.618	2.000	1.618	0.618		
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518	
7	0.445	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247	0.445
n	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7



Tabel: C. Bowick, RF Circuit Design. 2nd Edition, Elsevier, 2007.

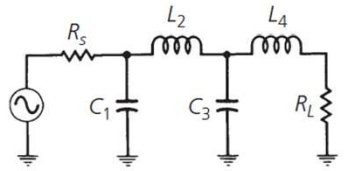
TABLE 8.3 Element Values for Maximally Flat Low-Pass Filter Prototypes ($g_0 = 1$, $\omega_c = 1$, $N = 1$ to 10)

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

Source: Reprinted from G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Dedham, Mass., 1980, with permission.

Tabel: D. M. Pozar, Microwave Engineering, Fourth Edition, John Wiley & Sons, Inc, 2012.

Filtrite koefitsiendid – Tšebõšovi (0,5 dB lainjus)



n	R_S/R_L	C_1	L_2	C_3	L_4
2	1.984	0.983	1.950		
	2.000	0.909	2.103		
	2.500	0.564	3.165		
	3.333	0.375	4.411		
	5.000	0.228	6.700		
	10.000	0.105	13.322		
	∞	1.307	0.975		
3	1.000	1.864	1.280	1.834	
	0.900	1.918	1.209	2.026	
	0.800	1.997	1.120	2.237	
	0.700	2.114	1.015	2.517	
	0.500	2.557	0.759	3.436	
	0.400	2.985	0.615	4.242	
	0.300	3.729	0.463	5.576	
	0.200	5.254	0.309	8.225	
	0.100	9.890	0.153	16.118	
	∞	1.572	1.518	0.932	

Tabel: C. Bowick, RF Circuit Design. 2nd Edition, Elsevier, 2007.

TABLE 8.4 Element Values for Equal-Ripple Low-Pass Filter Prototypes ($g_0 = 1, \omega_c = 1, N = 1$ to 10, 0.5 dB and 3.0 dB ripple)

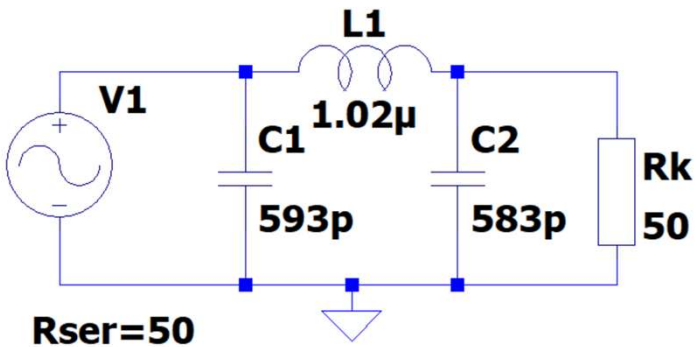
	0.5 dB Ripple										
N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

Tabel: D. M. Pozar, Microwave Engineering, Fourth Edition, John Wiley & Sons, Inc, 2012.

Kolmandat järku Tšebõšovi MPF (R_{dB} = 0,5 dB)

Bowick

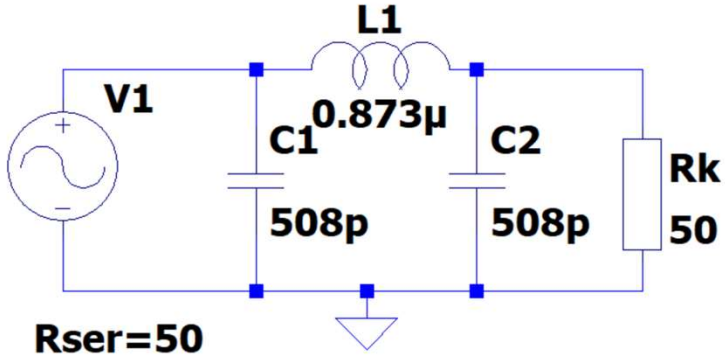
Kolmandat järku Tšebõšovi madalpääsfilter.
Lõikesagedus 10 MHz, lainjus pääsualas 0,5 dB



Rser=50
.net I(Rk) V1
.ac oct 5000 5Meg 20Meg

Pozar

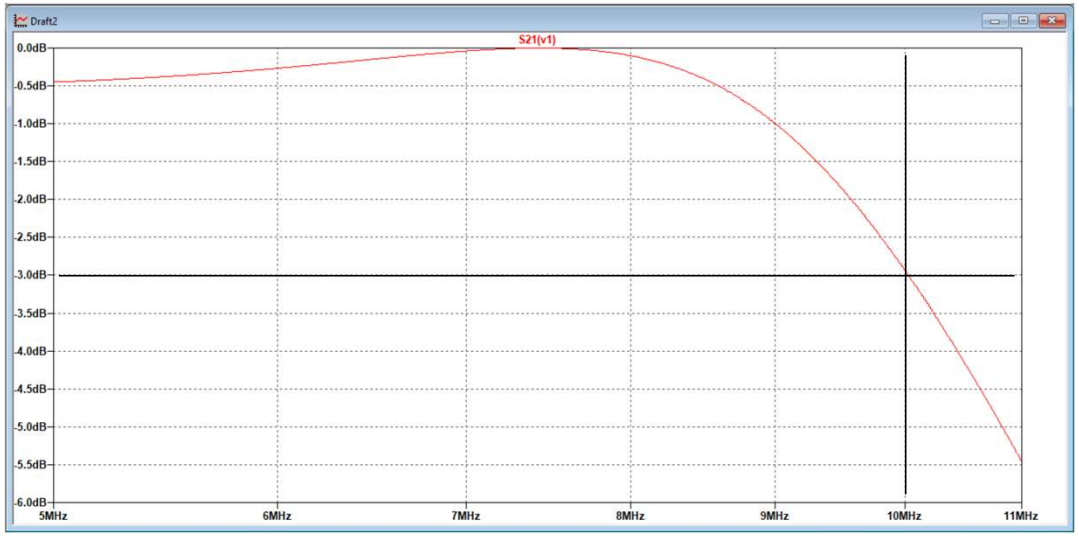
Kolmandat järku Tšebõšovi madalpääsfilter.
Lõikesagedus 10 MHz, lainjus pääsualas 0,5 dB



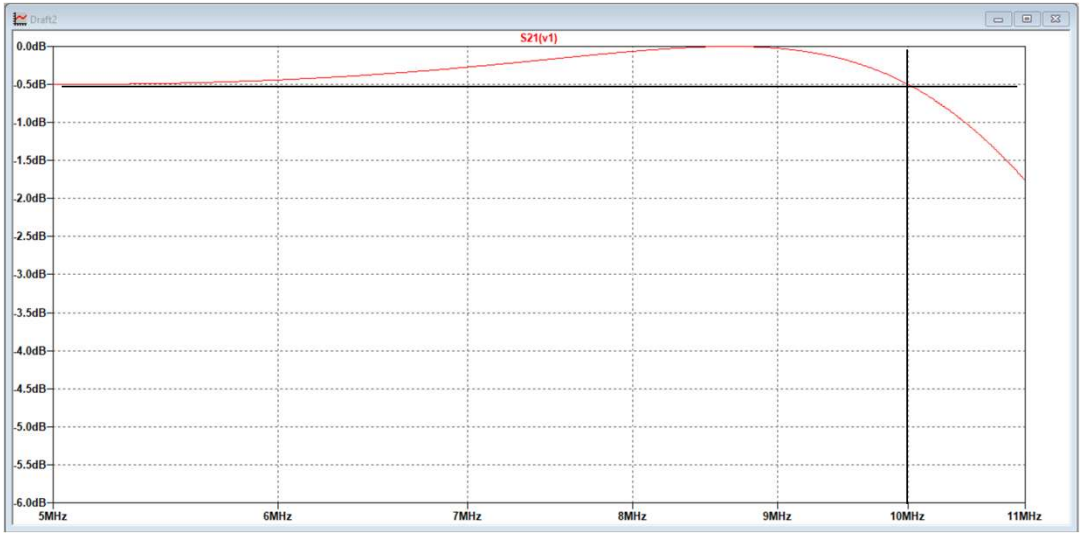
Rser=50
.net I(Rk) V1
.ac oct 5000 5Meg 20Meg

Kolmandat järku Tšebõšovi MPF (R_{dB} = 0,5 dB)

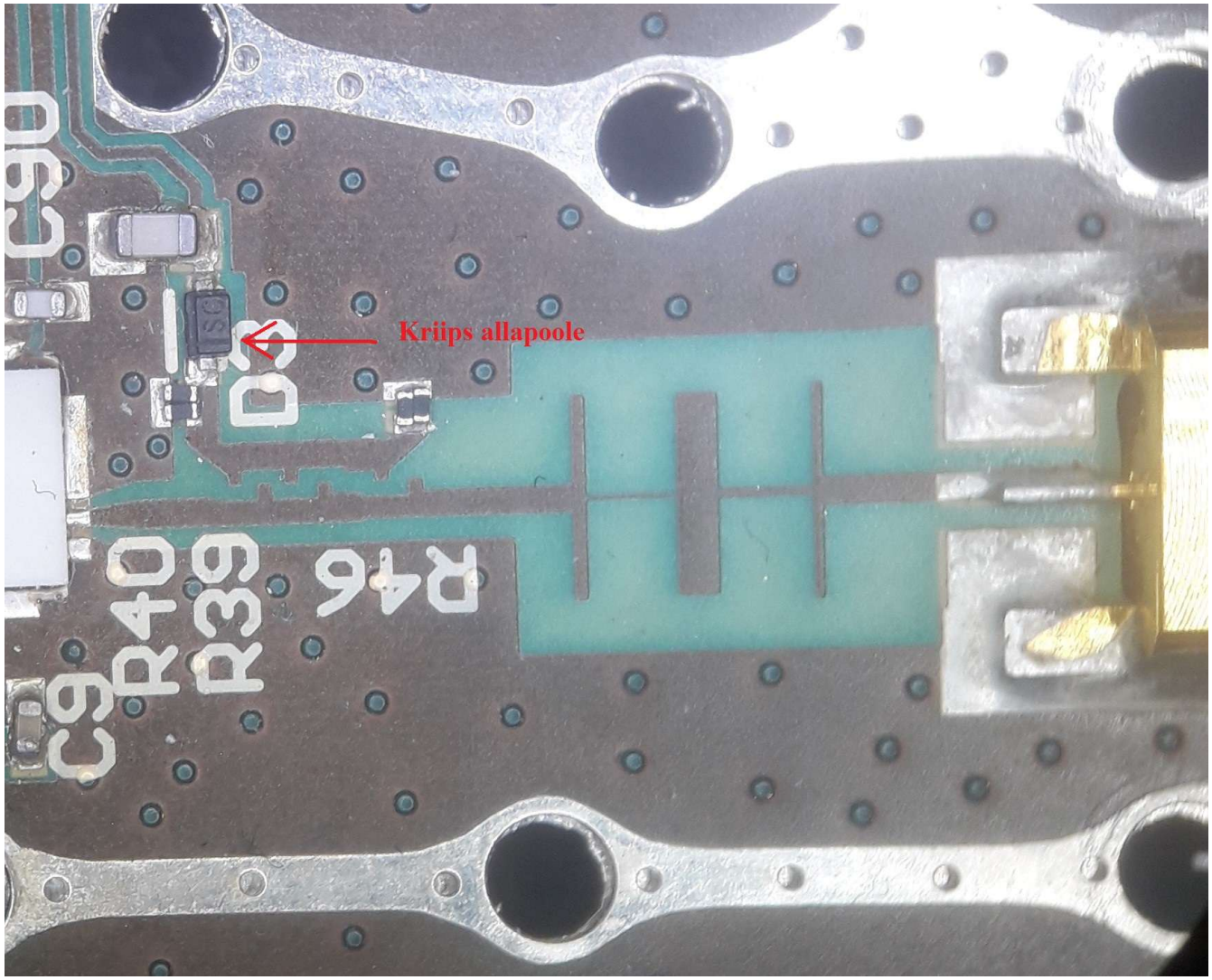
Bowick



Pozar



Filtrid ülekandeliinidel



Lühistatud ülekandeliin induktiivsusena

- Kui (kaovaba) ülekandeliin on otsast lühistatud ($Z_K = 0$) siis impedants tema teisest otsast ($x = -l$) mõõdetuna on puhtalt reaktiivne

$$Z(-l) = jZ_0 \tan(kl) .$$

- Induktiivtakistuse avaldis oli mäletatavasti $X_L = j\omega L$.
- Lüheim ülekandeliini pikkus l, mis käitub sagedusel ω soovitud induktiivsusena L on leitav kui lahendame võrrandi

$$\omega L = Z_0 \tan(kl) .$$



- Tulemuseks saame

$$l = \frac{1}{k} \operatorname{atan} \frac{\omega L}{Z_0} = \frac{v_p}{\omega} \operatorname{atan} \frac{\omega L}{Z_0} .$$

Otsast lahtine ülekandeliin mahtuvusena



- Kui (kaovaba) ülekandeliin on otsast lahti ($Z_K = \infty$) siis impedants tema teisest otsast ($x = -l$) mõõdetuna on jällegi puhtalt reaktiivne

$$Z(-l) = -jZ_0 \cot(kl)\,.$$

- Võrreldes seda tulemust kondensaatori mahtuvtakistuse avaldisega saame leida minimaalse ülekandeliini pikkuse soovitud mahtuvuse C realiseerimiseks

$$l = \frac{v_p}{\omega}\,\mathrm{acot}\,\frac{1}{\omega C Z_0} = \frac{v_p}{\omega}\,\mathrm{atan}(\omega C Z_0).$$

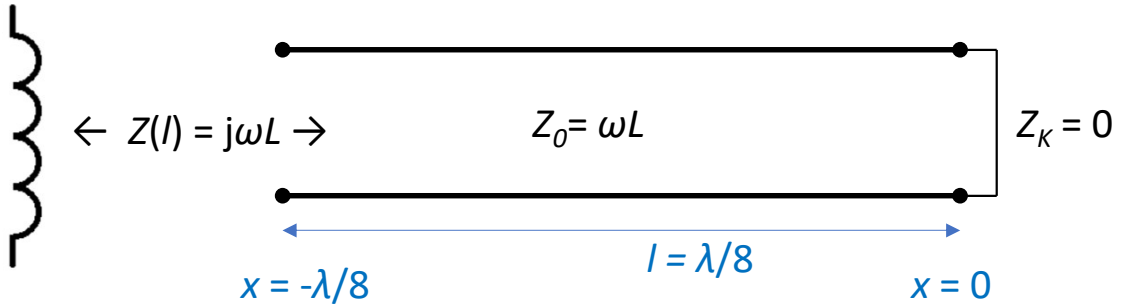
- Mõlemad avaldised **kehtivad ainult ühel, fikseeritud sagedusel** ω!

Richardi teisendused

- Kahel eelmisel slaidil toodud arvutusi saab lihtsustada kui valime, liinilõigu pikkuseks $l = \lambda/8$.
- Sellisel juhul on $\tan(kl) = \tan(\pi/4) = 1$ ja meie induktiivsuse ekvivalendi avaldis lihtsustub kujule

$$\omega L = Z_0.$$

- Kui tahame sagedusel ω realiseerida induktiivsust L siis saame selleks kasutada otsast lühistatud ülekandeliini lõiku pikkusega $\lambda/8$ ja lainetakistusega $Z_0 = \omega L$.

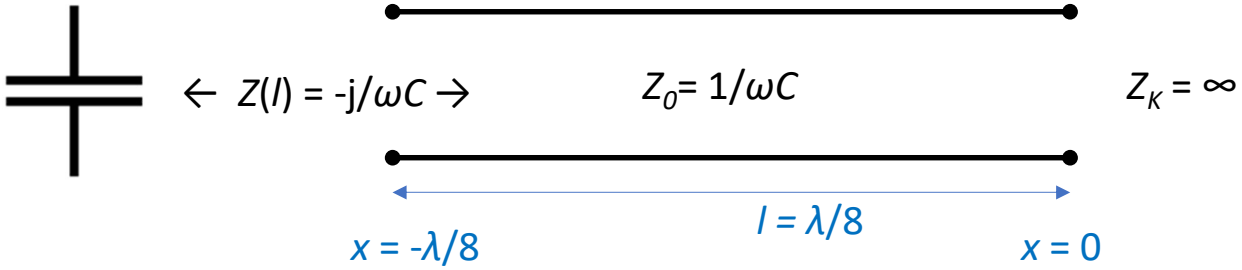


Richardi teisendused

- Otsast lahtise liinilõigu korral on samuti cot(*kl*) = cot(π/4) = 1 ja meie mahtuvuse ekvivalendi avaldis lihtsustub omakorda kujule

$$\frac{1}{\omega C} = Z_0.$$

- Kui tahame sagedusel ω realiseerida mahtuvust C siis saame selleks kasutada otsast lahtist ülekandeliini lõiku lainetakistusega $Z_0 = 1/\omega C$ ning pikkusega $\lambda/8$.
- Neid kahte seost nimetatakse **Richardi teisendusteks** (*Richard's Transformations*).

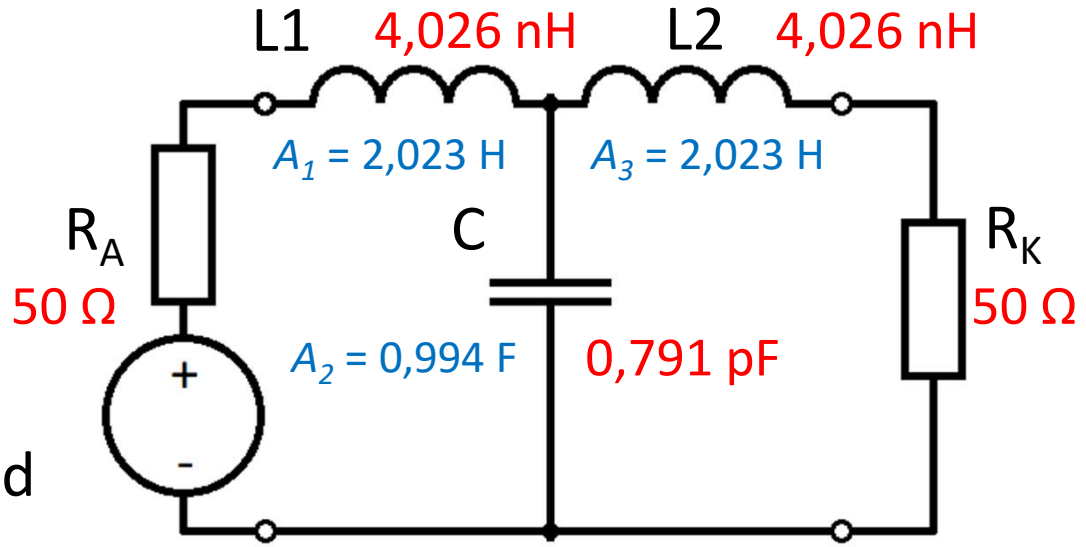


Richardi teisendused

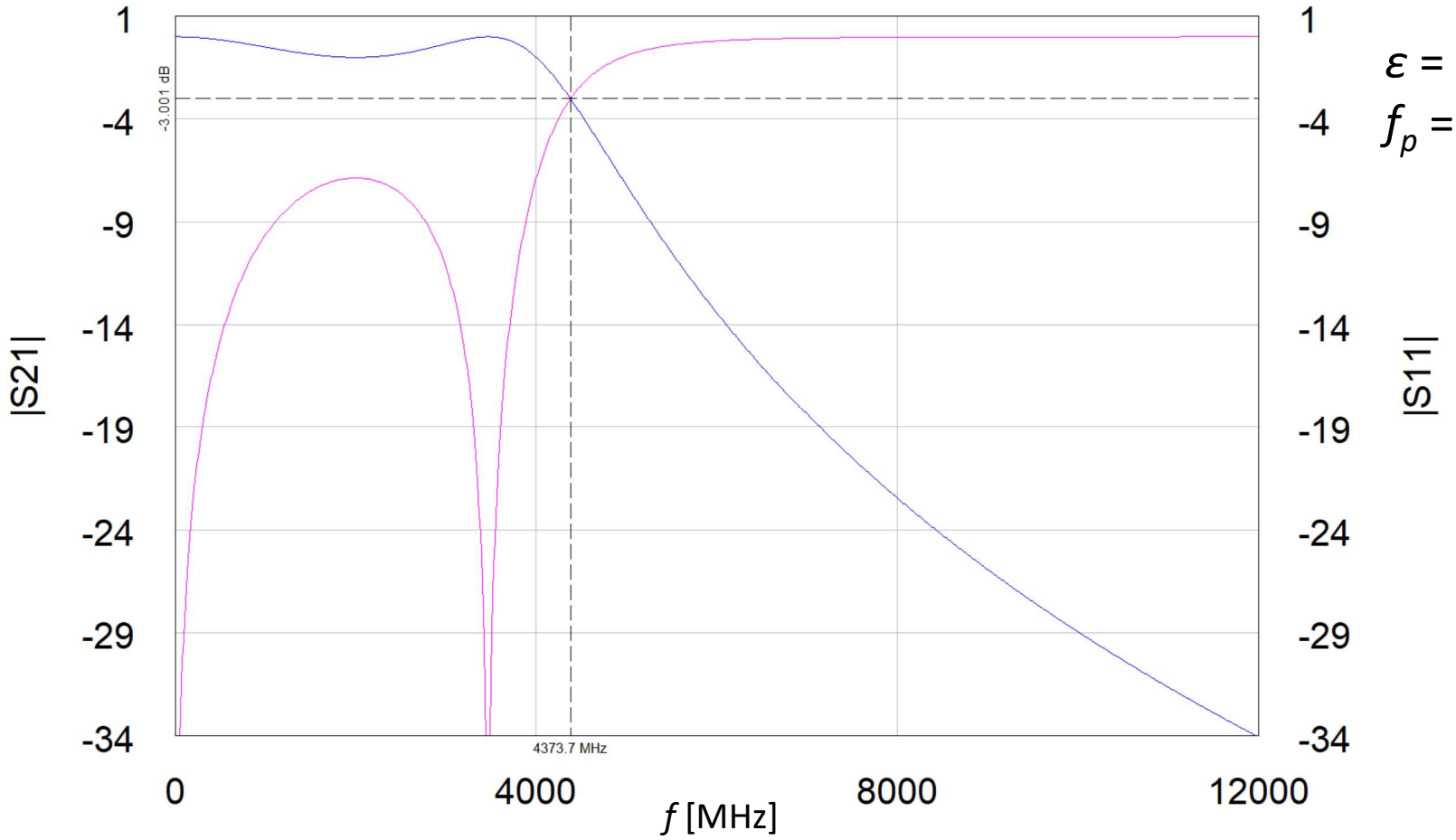
- Richardi teisendusi saab kasutada teisendamaks diskreetelementidel filtrit ülekandeliinidel realiseeritavale kujule. Esmalt arvutatakse soovitud sageduskarakteristiku saavutamiseks vajalikud mahtuvuste ja induktiivsuste väärtused.
- Seejärel teisendatakse induktiivsused otsast lühistatud- ja mahtuvused otsast avatud, sobiva lainetakistusega, liinilõikudeks.
- Madalpääsfiltri korral on teisenduse sageduseks filtri lõikesagedus $\omega = \omega_l$.
- Saadud filtri sageduskarakteristik pääsu- ja ka tõkkealas on praktiliselt identne diskreetelementidel realiseeritud filtri omale.
- Tõkkealas on karakteristik aga erinev, sest ülekandeliinide sagedusomadused erinevad reaktiivkomponentide omadest.

Richardi teisenduste näide

- Antud
  - $R_A = R_K = 50\ \Omega$,
  - $f_l = 4$ GHz,
  - $n = 3$;
  - $R_{dB} = 1$ dB.
- Kolmandat järku Tšebõšovi MPF põhimõtteskeem ja komponentide väärtused on toodud juuresoleval joonisel.
- Näeme, et vajalikud komponendid on väga väikeste nominaalidega.



Richardi teisenduste näide



ε = 0,5;
f_p = 4,39 GHz.

Richardi teisenduste näide

- Kasutame Richardi teisendust diskreetkomponentide asendamiseks sobivate liinilõikudega (*commensurate line circuit*).
- Kõik liinilõigud on sama pikkusega $l = \lambda_l/8$. Olgu meie näiteks ülekandeliini kiirustegur $VF = 0{,}5$. Kõik liinilõigud on pikkusega

$$l = \frac{c \cdot VF}{8 f_l} = 4{,}69\ \text{mm}.$$

- Induktiivsused realiseeritakse otsast lühistatud ülekandeliiniga mille lainetakistus peab olema

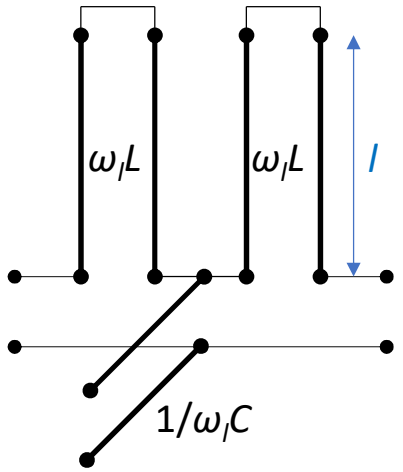
$$Z_{L0} = \omega_l L = 101\ \Omega.$$

- Ainus mahtuvus aga otsast lahtise ülekandeliiniga mille

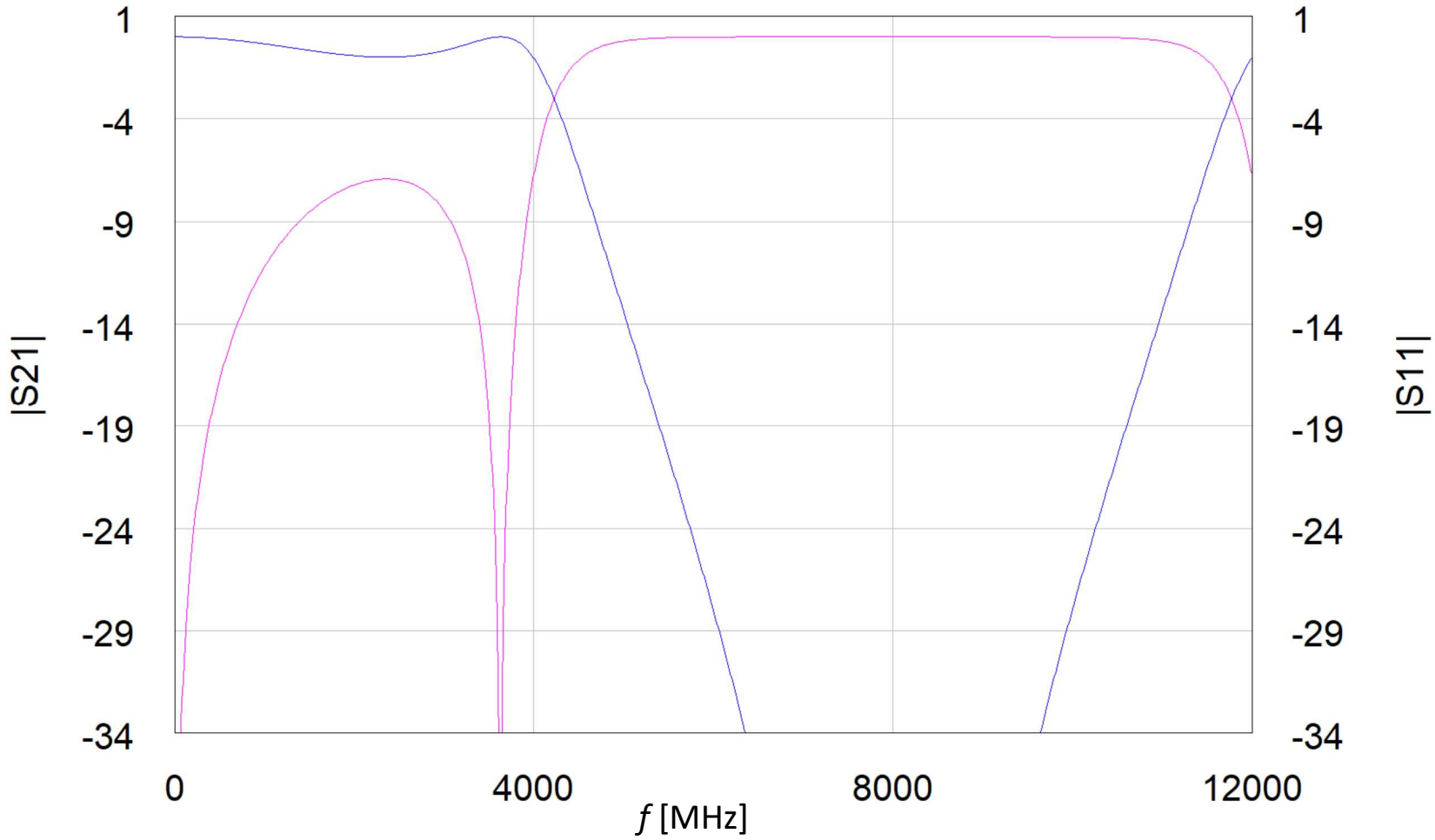
$$Z_{C0} = \frac{1}{\omega_l C} = 50\ \Omega.$$

Richardi teisenduste näide

- Teisenduse tulemusena saadud filtri struktuur on kujutatud juuresoleval joonisel.
- Sellise struktuuri praktilisel rakendamisel tekib aga mitmeid probleeme. Kõik liinid peaksid asuma füüsiliselt koos, kuid selliselt ei saa neid realiseerida, lisaks tekib probleem soovimatu sidestusega.
- Jadamisi ühendatavate liinide realiseerimine ei ole samuti tihtipeale praktiliselt teostatav.
- Lahenduse praktilisele kujule teisendamiseks saab kasutada **Kuroda vastavusi** (*Kuroda's identities*).



Richardi teisenduste näide

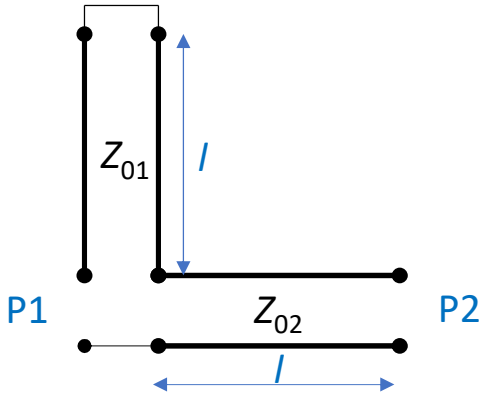


Kuroda vastavused

- Kuroda vastavusi saab kasutada asendamaks kaksporte nende ekvivalentsete aseskeemidega. Sellise aseskeemi elektrilised omadused (hajuparameetrid) jäävad samaks.
- Kasutamise põhjused:
  - Saame viia liinilõike teineteisest kaugemale (soovimatu sidestuse vähendamine);
  - Saame jadalõike asendada rööplõikudega ja vastupidi;
  - Saame muuta lainetakistusi kergemini realiseeritavate väärtusteni;
  - Kokkuvõttes saame muuta ahela disaini praktiliselt teostavamaks.
- Kõik neli Kuroda vastavust on toodud **õpikus [3] leheküljel 417**.

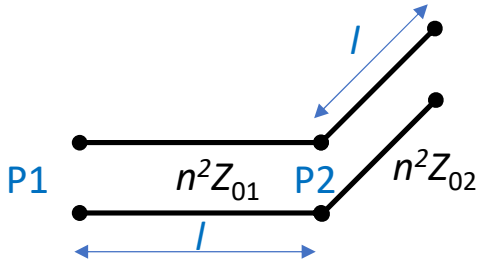
Kuroda vastavused

- Meie poolelioleva näite juures oleks kasuks teine (õpiku tabelis) Kuroda vastavus lühistatud jadalõigu teisendamisest otsast avatud paralleelseks liinilõiguks.



$$n^2 = 1 + \frac{Z_{02}}{Z_{01}}$$

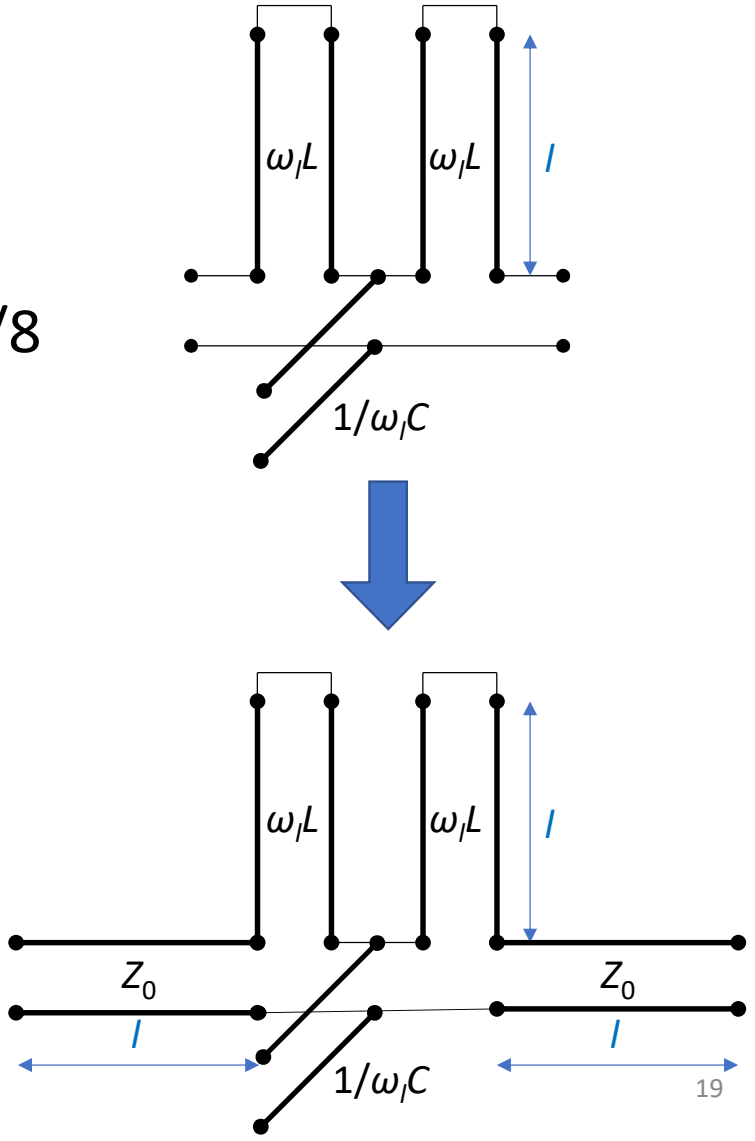
$\Leftrightarrow$



Richardi teisenduste näide

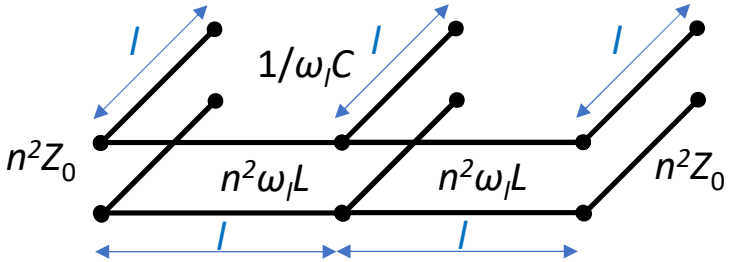
- Lisame esmalt filtri sisendisse ja väljundisse kaks liinilõiku, mõlemad ikka pikkusega $l = \lambda_l/8$ ning lainetakistusega $Z_0 = R_K = 50\ \Omega$.
- Nende lisamine ei muuda filtri ASK kuju, lisandub ainult summaarne 90° faasinihe.
- Peale seda saame aga rakendada eelmisel slaidil toodud teisendust, kus

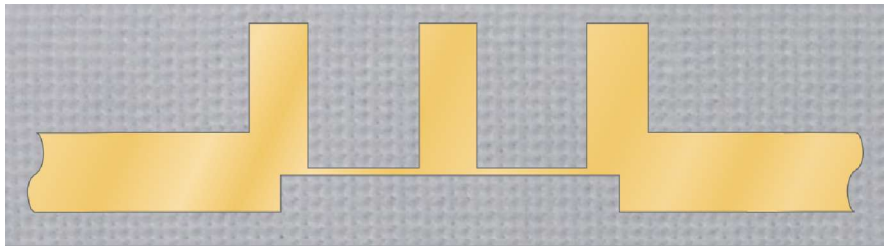
$$n^2 = 1 + \frac{Z_0}{Z_{L0}} = 1 + \frac{Z_0}{\omega_c L} = 1{,}5.$$



Richardi teisenduste näide

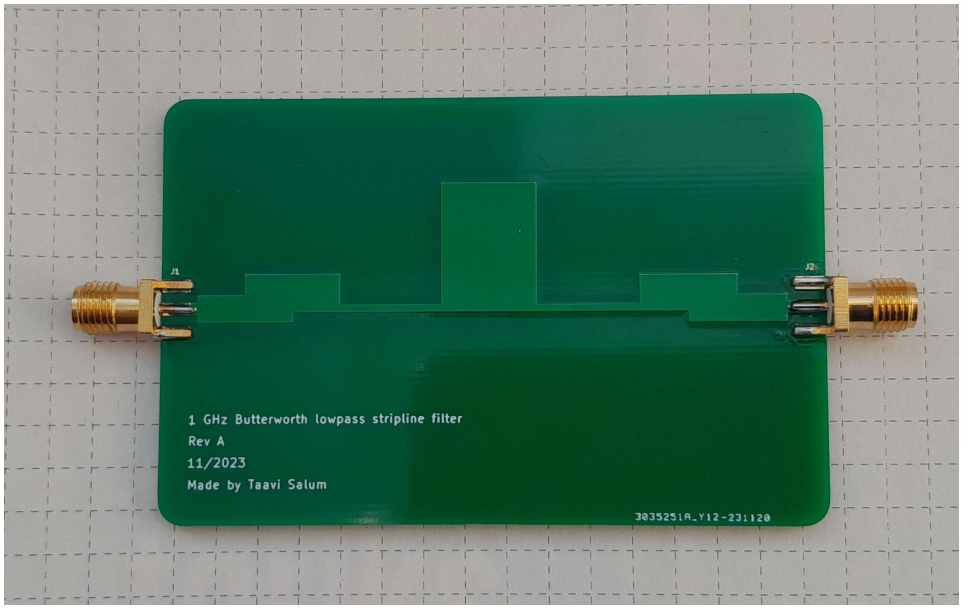
- Peale Kuroda vastavuse rakendamist saame praktiliselt realiseeritava filtri struktuuri.
- Kokku viis liinilõiku, kõik pikkusega l = 4,69 mm. Jadamisi ühendatud liinilõigud on lainetakistusega $Z_{01} = n^2\omega_l L$ = 152 Ω. Filtri otstes on kaks otsast lahtist liinilõiku lainetakistusega $Z_{02} = n^2 Z_0$ = 75 Ω ja keskel üks liinilõik mille $Z_{03} = 1/\omega_l C$ = 50 Ω.





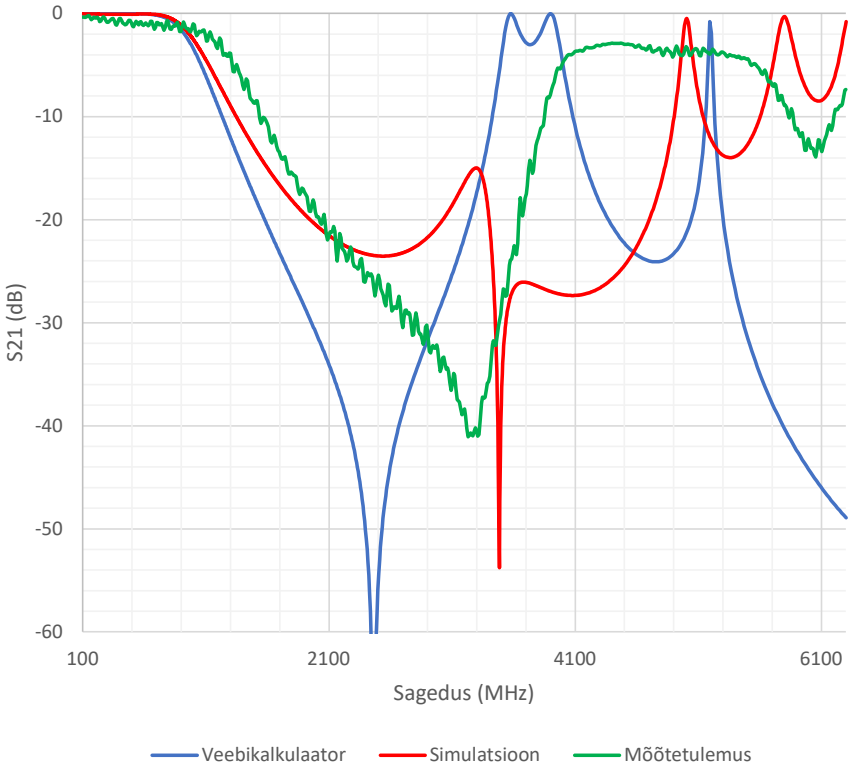
Joonis: www.wikipedia.org

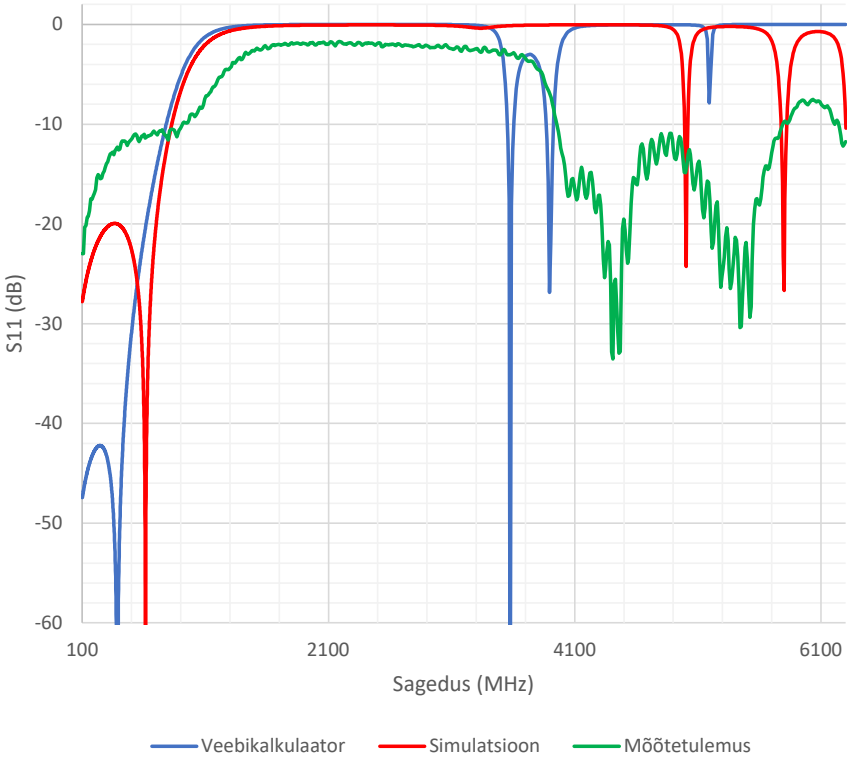
Liinilõikudel madalpääsfilter



- 5. järku Butterworthi filter;
- Lõikesagedus f_c = 1 GHz;
- Karakteristlik impedants Z_0 = 50 Ω.
- Materjal FR4 (ε_r = 4,5);
- Trükkplaadi mõõdud 50 x 100 mm;
- Plaadi paksus 1,6 mm;
- Vasekihi paksus 35 µm.

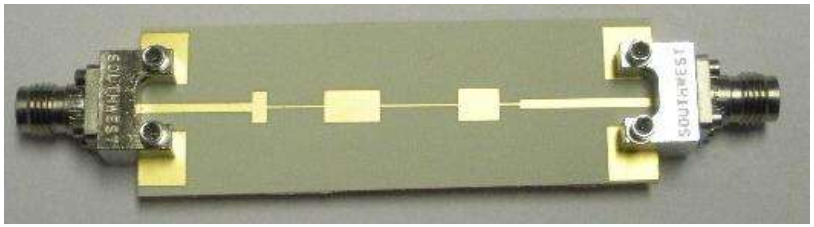
Liinilõikudel madalpääsfilter





Vahelduva impedantsiga filter ribaliinidel

- Lihtne ja kompaktne viis madalpääsfiltrite valmistamiseks ülekandeliinide lõikudel on tuntud kui **vahelduva impedantsiga filter** (*stepped-impedance or hi-Z, low-Z filter*).
- Seda on lihtne disainida ja ta võtab vähem ruumi kui samade karakteristikutega filter otsast lahtistel/lühistatud liinilõikudel (*stub*).
- Miinusena on nende sooritus, kasutatud lihtsustuste tõttu, suhteliselt tagasihoidlik ja nad sobivad kasutuseks kohtades kus kvaliteedinõuded ei ole väga kõrged.

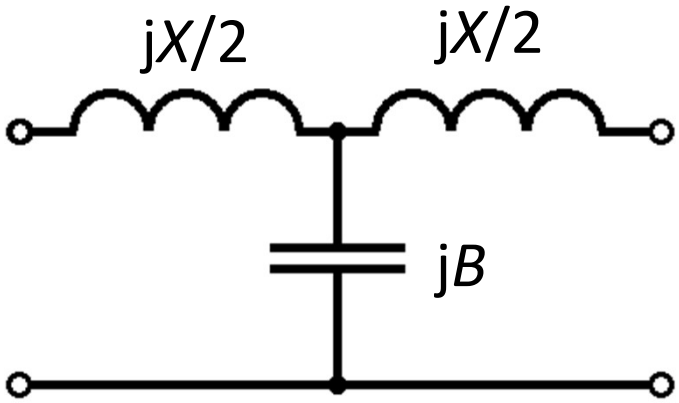


Allikas: https://mwexpert.typepad.com/rog_blog/

Vahelduva impedantsiga filter

- Analüüsi aluseks on kaovaba ülekandeliini aseskeem ja selle ABCD parameetrid ([3] tabel 4.1 lk 190).

$$ABCD = \begin{bmatrix} \cos(kl) & \mathrm{j}Z_0 \sin(kl) \\ \mathrm{j}Y_0 \sin(kl) & \cos(kl) \end{bmatrix}.$$



- Parameetrite teisenduste tabelist ([3] tabel 4.2 lk 192) saame impedantsi parameetrid:

$$z_{11} = z_{22} = \frac{A}{C} = -\mathrm{j}Z_0 \cot(kl)\,,$$

$$z_{12} = z_{21} = \frac{1}{C} = -\mathrm{j}Z_0 \csc(kl)\,.$$

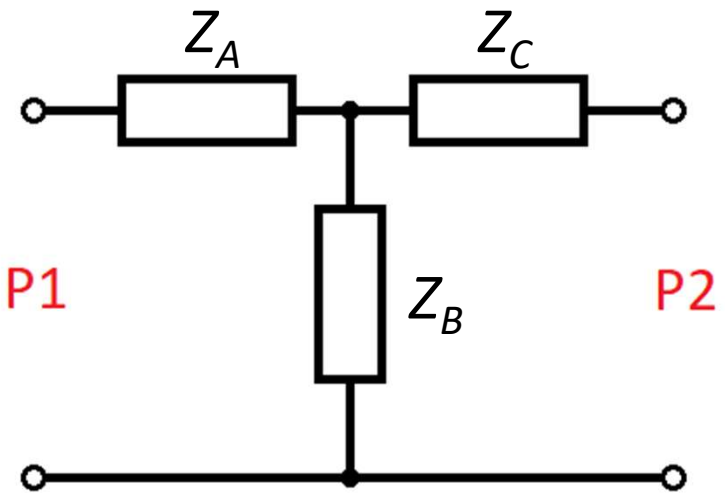


Joonis: https://www.changpuak.ch/electronics/Stepped_Impedance_Lowpass_Coax.php

Vahelduva impedantsiga filter

- T-kujulise põhimõtteskeemiga kakspordi *Z*-parameetrid on

$$Z = \begin{bmatrix} Z_A + Z_B & Z_B \\ Z_B & Z_C + Z_B \end{bmatrix}.$$



- Seega

$$Z_A = z_{11} - Z_B \Rightarrow \mathrm{j}\frac{X}{2} = z_{11} - z_{12},$$

$$\mathrm{j}\frac{X}{2} = -\mathrm{j}Z_0 \frac{\cos(kl) - 1}{\sin(kl)} = \mathrm{j}Z_0 \tan\left(\frac{kl}{2}\right).$$

- Saame

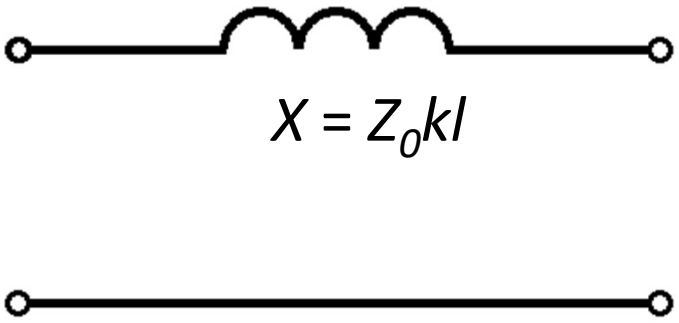
$$X = 2Z_0 \tan\left(\frac{kl}{2}\right),$$

$$B = \frac{1}{z_{12}} = \frac{1}{Z_0}\sin(kl).$$

Vahelduva impedantsiga filter

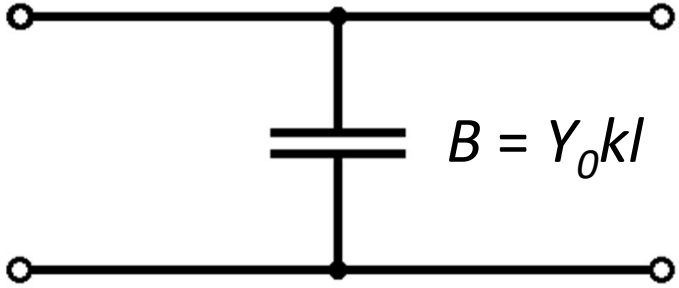
- Eeldusel, et ülekandeliin on lühikene ($kl \leq \pi/4$), on suure lainetakistuse korral:

$$X \approx Z_0 kl, B \approx 0.$$



- Väikese lainetakistuse korral, samadel eeldustel, on sarnaselt:

$$X \approx 0, B \approx Y_0 kl.$$



Vahelduva impedantsiga filtri disain

- Vastavalt antud lähteandmetele leiame esmalt vajaliku järku madalpääsfiltri prototüübi (A_k).
- Prototüübi induktiivsused asendame liinilõikudega mille elektriline pikkus (faasinihe)

$$kl = \frac{A_k R_K}{Z_h},$$

Kus Z_h on suure impedantsiga ülekandeliini lainetakistus.

- Prototüübi mahtuvused asendama madala lainetakistusega Z_l liinilõikudega elektrilise pikkusega

$$kl = \frac{A_k Z_l}{R_K}.$$

- Vajalikud füüsilised pikkused saame

$$l = \frac{kl}{\omega_l} v_p = \frac{kl}{\omega_l} VF \cdot c.$$

Filtrid sidestatud ülekandeliinidel

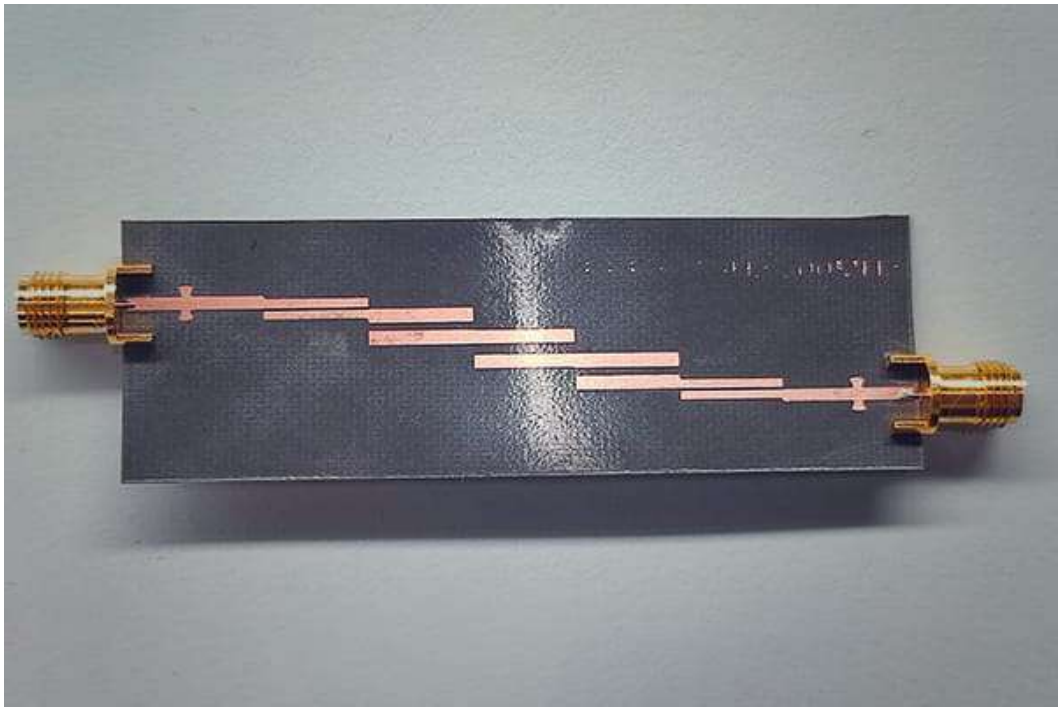
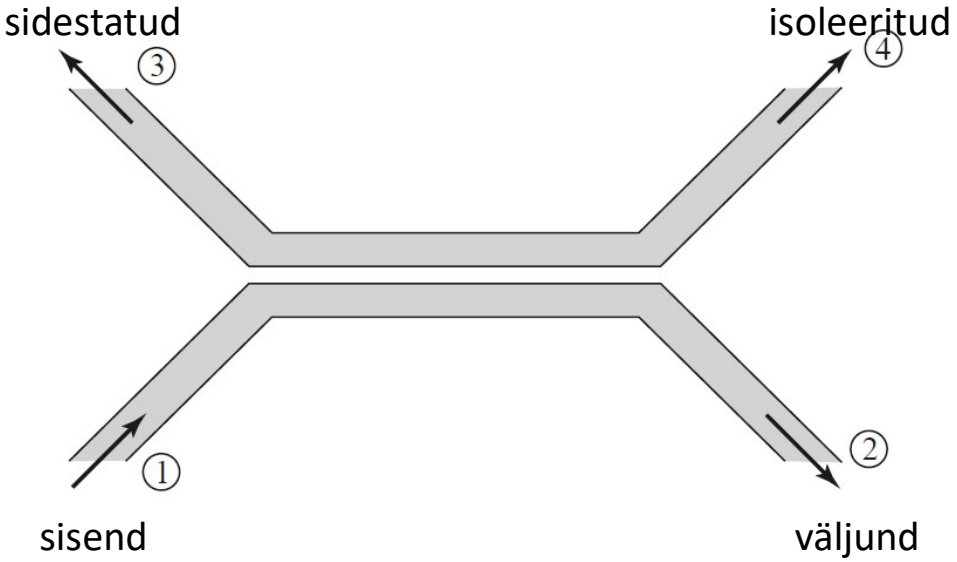


Foto: https://medivague.com/bpf-coupled-line-theory/

Sidestatud ülekandeliinid

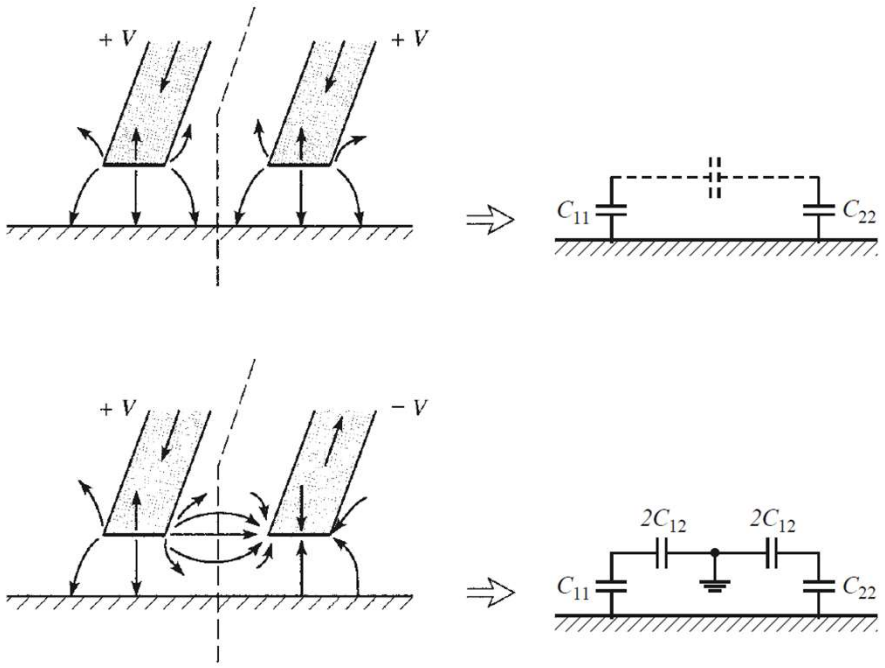
- Kui kaks ülekandeliini asuvad teineteise läheduses siis kandub osa ühes liinis kulgevast elektromagnetlaine energiast üle teise liini.
- Sellisel juhul öeldaks, et liinid on omavahel **sidestatud** (*coupled*)



Joonis: D. M. Pozar, Microwave Engineering, Fourth Edition, John Wiley & Sons, Inc, 2012.

Impedants paaris- ja paaritu moodi korral

- Sidestatud ülekandeliinide mahtuvus on paaris- ja paaritu moodi korral erinevad.
- Kuna ülekandeliini impedants sõltub selle mahtuvusest siis on ka süsteemi lainetakistus paaris- ja paaritu moodi korral erinevad. Vastavalt Z_{0e} ja Z_{0o}.



Joonis: D. M. Pozar, Microwave Engineering, Fourth Edition, John Wiley & Sons, Inc, 2012.

Ribafilter servast sidestatud ülekandeliinidel

- Filtri disaini aluseks on nagu ikka:
  - Allika- ja koormuse takistused R_A ja R_K;
  - Kas kesk-sagedus f_0 ja soovitav ribalaius –3 dB nivool B_{3dB} või alumine- ja ülemine lõikesagedus f_a ja $f_ü$. Kehtib seos $B_{3dB} = f_ü - f_a$.
  - Filtri järgu n määramiseks on vaja defineerida soovitud sumbumus kas mingis ribalaiuses või mingite määratud sageduste juures;
  - Ülekande lubatav lainjus pääsu- ja /või tõkkealas (Tšebõšovi filtri korral).
- Vaatame järgnevalt näitena ribalaiusega $B_{0,5dB}$ = 200 MHz kolmandat järku (n = 3) Tšebõšovi ribafiltri koostamist sagedusele f_0 = 2 GHz kui lubatav lainjus pääsualas on R_{dB} = 0,5 dB ning allika ja koormuse takistused on mõlemad $R_A = R_K = Z_0$ = 50 Ω.

Ribafilter servast sidestatud ülekandeliinidel

- Õpiku [1] leheküljel 406 olevast tabelist 8.4 (või 3. slaidilt) leiame madalpääsfiltri prototüübi normeeritud koefitsiendid.

n	g_n	Märkused
1	1,5963	A_1
2	1,0967	A_2
3	1,5963	A_3
4	1,0000	r_K

- Filtri suhteline ribalaius on

$$\Delta = \frac{f_{\text{ü}} - f_a}{f_0},$$

Ribafilter servast sidestatud ülekandeliinidel

- Esimese ülekandeliini korral

$$Z_0 J_1 = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_1}}.$$

- Viimase jaoks

$$Z_0 J_{n+1} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_n g_{n+1}}}.$$

- Kõikide vahepealsete kohta aga

$$Z_0 J_k = \frac{\pi\Delta}{2\sqrt{g_{k-1} g_k}}, \qquad k = 2, 3, \ldots, n.$$

n	g_n	$Z_0 J_k$	Märkused
1	1,5963	0,3137	A_1
2	1,0967	0,1187	A_2
3	1,5963	0,1187	A_3
4	1,0000	0,3137	r_K

Ribafilter servast sidestatud ülekandeliinidel

- Järgnevalt leiame iga sidestatud paari kohta impedantsid paaris- ja paaritu moodi jaoks:

$$Z_{0e} = Z_0[1 + JZ_0 + (JZ_0)^2],$$

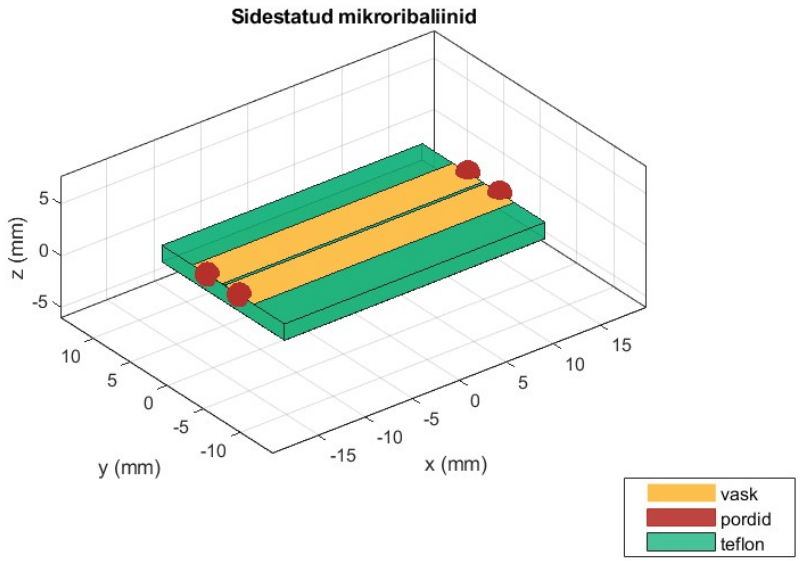
$$Z_{0o} = Z_0[1 - JZ_0 + (JZ_0)^2].$$

- Liinilõikude pikkus on pool lainepikkust.
- Sidestatud osa pikkus on veerand lainepikkusest.

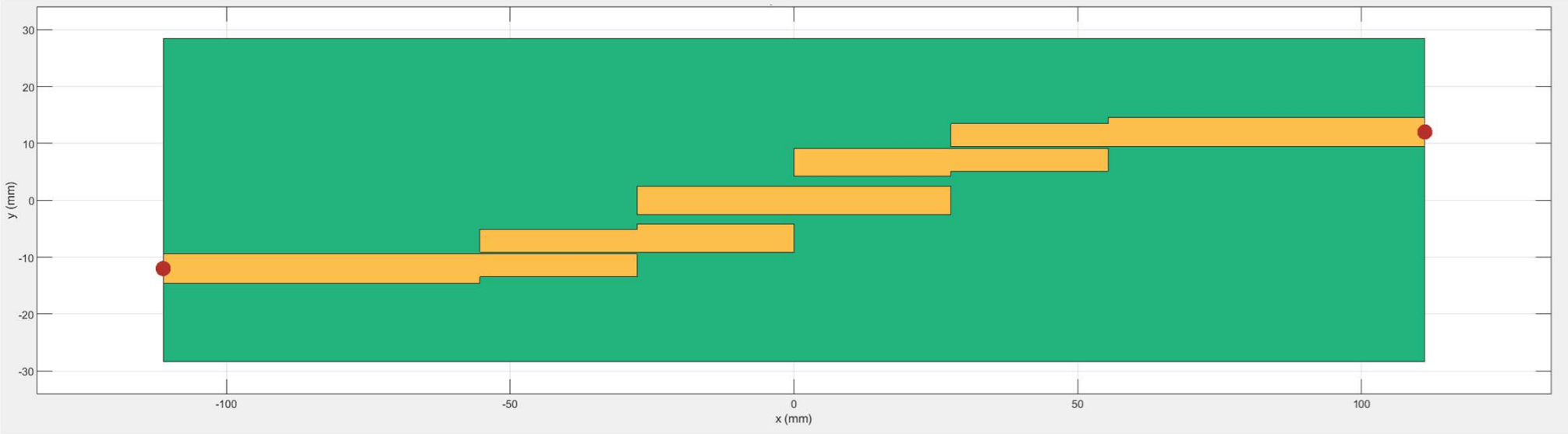
n	g_n	Z_0J_k	Z_{0e} [Ω]	Z_{0o} [Ω]	Märkused
1	1,5963	0,3137	70,61	39,24	A_1
2	1,0967	0,1187	56,64	44,77	A_2
3	1,5963	0,1187	56,64	44,77	A_3
4	1,0000	0,3137	70,61	39,24	r_K

Ülekandeliinide parameetrite leidmine

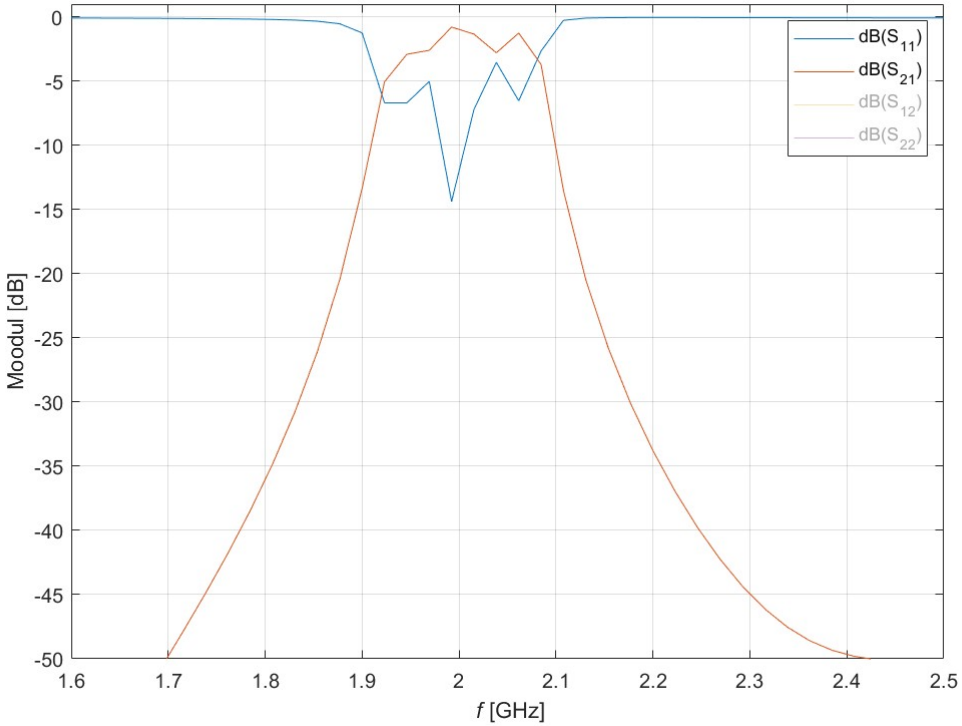
- Puuduvad analüütilised avaldised.
- Kasutatakse numbrilisi meetodeid.
  - Veebikalkulaator: Coupled Microstrip Analysis/Sy
  - MATLAB
- Meie filtri korral esimese paari jaoks:
  - Trükkplaadi paksus 1,6 mm;
  - Materjal teflon ε_r = 2,1;
  - Mikroribaliini laius: 4,016 mm;
  - Ülekandeliinide vahekaugus: 0,324 mm;
  - Liinide pikkus: 27,708 mm.



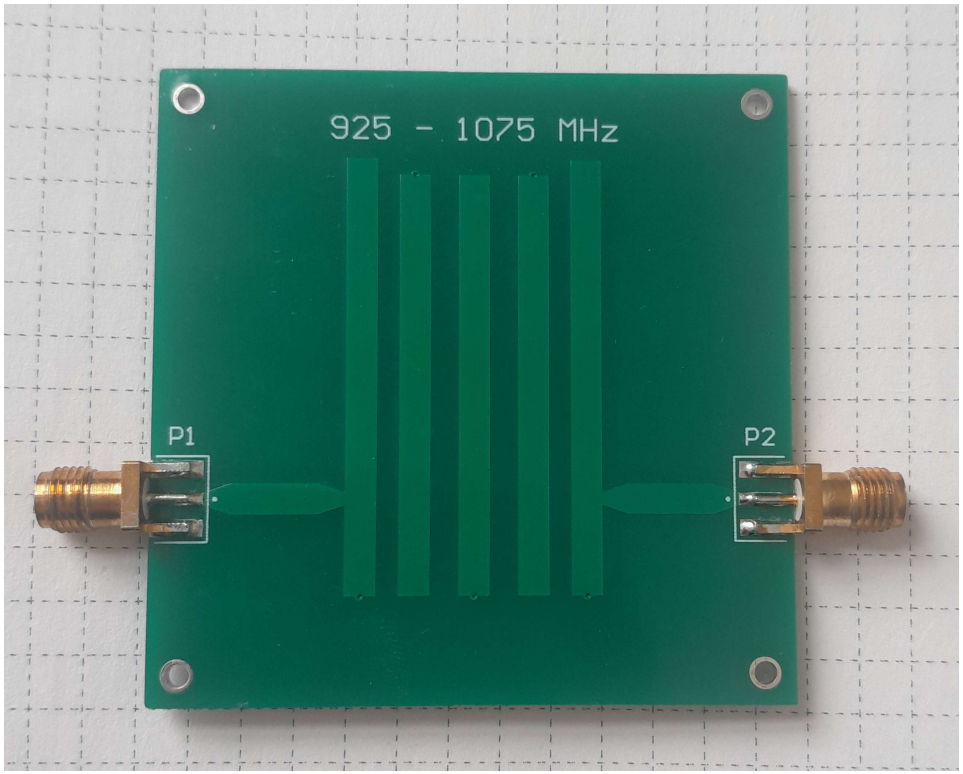
Ribafilter servast sidestatud ülekandeliinidel



Ribafiltri simuleeritud sageduskarakteristik



Interdigitaalne ribafilter



- Minimaalne sisestuskadu, sagedusel 890,5 MHz: 3,15 dB.
- Tegelikud lõikesagedused: 841 ja 976 MHz.
- Kesk-sagedus f_0 = 908,5 MHz (plaanitud 997 MHz).
- Ribalaius B = 135 MHz (plaanitud 150 MHz).

Interdigitaalne ribafilter

Filter Properties

Response Bandpass

Type Chebyshev

Topology Interdigital

Order 5

Lower Cutoff Frequency 925 MHz

Upper Cutoff Frequency 1075 MHz

Passband Ripple (dB) 0.1

Input \ Output Impedance (Ω) 50

Resonator Impedance (Ω) 50

Substrate Parameters

Dielectric Constant, ε_r 4.60

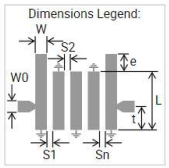
Dielectric Height 1.6 mm

Conductor Thickness 35 um

Compute Reset

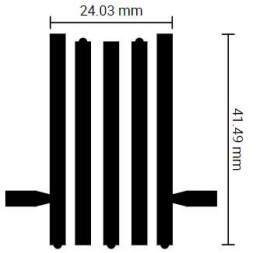
Marki microwave

5th Order Chebyshev Bandpass
Lower Cutoff Freq. = 925.0 MHz, Upper Cutoff Freq. = 1.075 GHz
Passband Ripple = 0.1 dB
Substrate: εr = 4.600 , Height = 1.600 mm, Thickness = 35.00 um



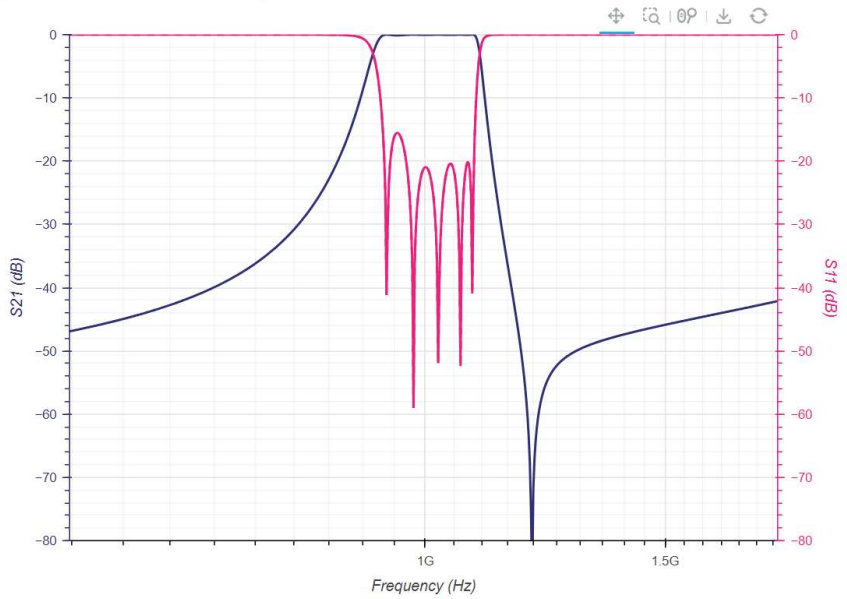
W0 = 2.917 mm
W = 2.917 mm
L = 39.96 mm
t = 9.071 mm
e = 1.533 mm

S1 = 2.075 mm
S2 = 2.649 mm
S3 = 2.649 mm
S4 = 2.075 mm



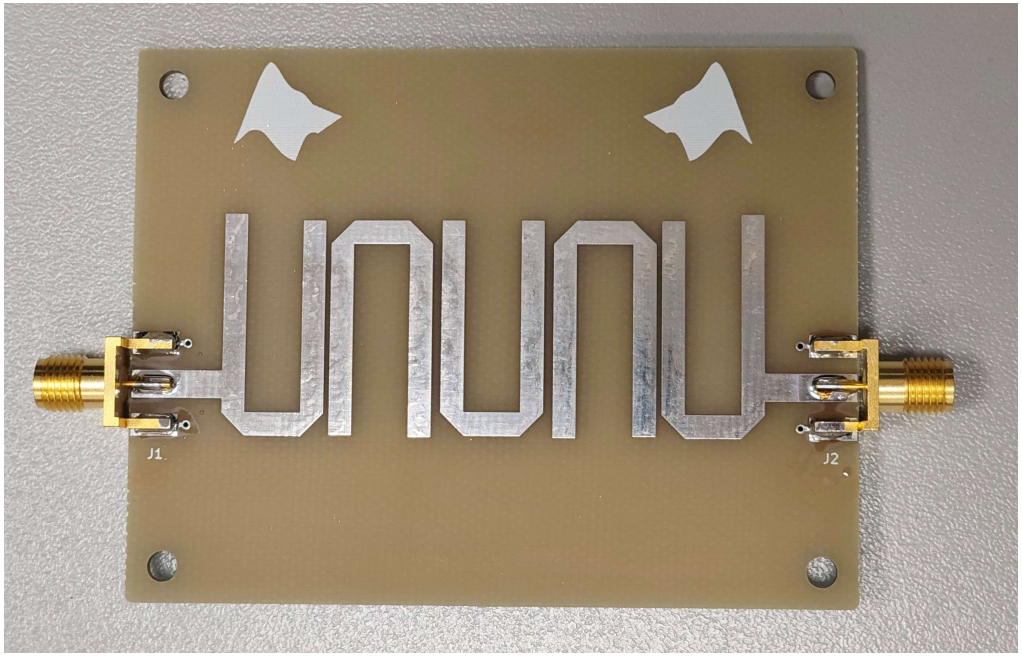
markimicrowave.com | Jan 04, 2025

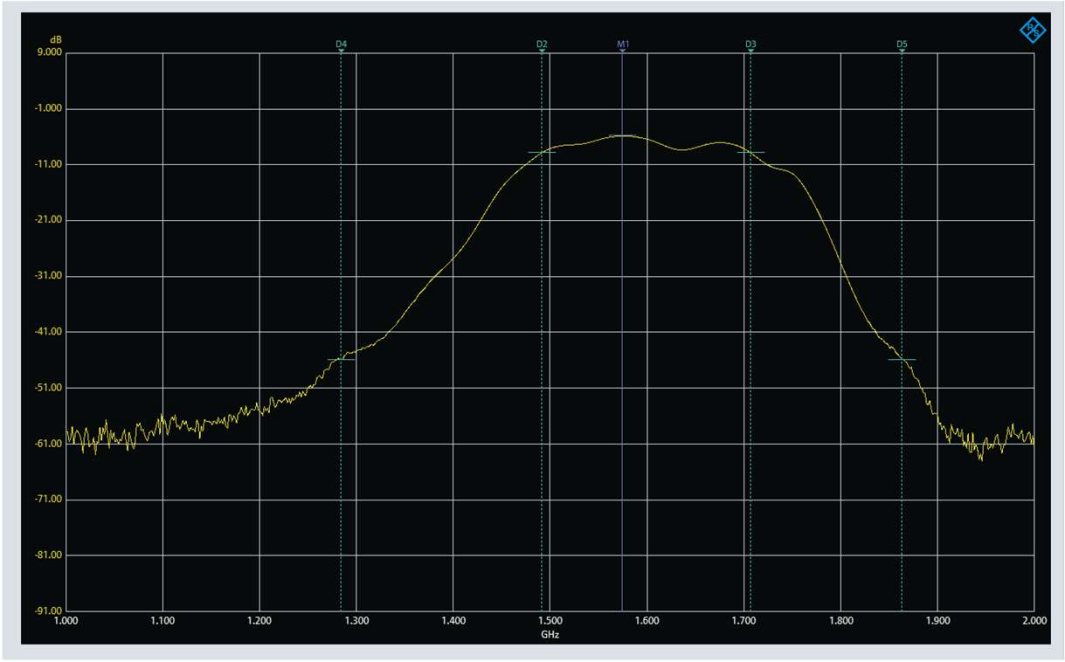
Insertion Loss and Return Loss | Phase and Group Delay | S-Parameters



markimicrowave.com | Jan 04, 2025

Juuksenõel filter (*hairpin*) 1,7 GHz





Filtri disain: Tanel Neemre 2025



Lisamaterjale

Coupled Microstrip Analysis/Synthesis Calculator
https://wcalc.sourceforge.net/cgi-bin/coupled_microstrip.cgi, 28.10.26