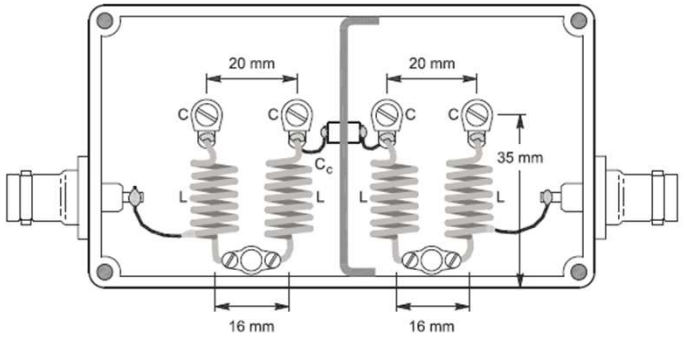
8. Filtrid

IEE1560 – Raadiosageduslik elektroonika

Filtrite tüübid

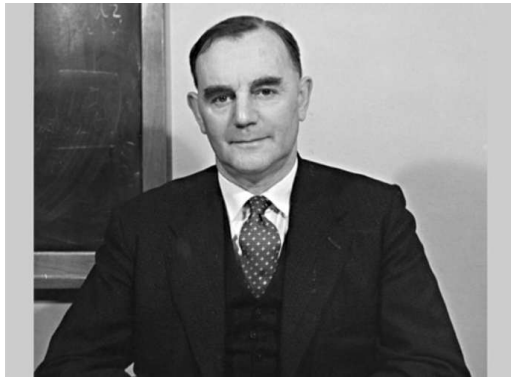
- Ideaalse filtri ülekanne pääsualas oleks ühikuline (*IL* = 0 dB), sumbumus tõkkealas lõputu ning faasikarakteristik (pääsualas) lineaarne.
- Reaalsuses tuleb otsustada millise eesmärgi poole püüdlemine on konkreetsel juhul kõige prioriteetsem ja vastavalt valida kasutatava filtri tüüp.
- Tuntumad filtritüübid on:
  - Butterworh'i filtrid;
  - Tšebõšovi (*Chebyshev*) filtrid;
  - Elliptilised (ka Zolotarjov - Caueri) filtrid ja
  - Besseli filtrid.



Peamised filtrite tüübid

Filtri tüüp	Tüüpiline sagedusvahemik	Omadused
RC	Kuni 10 MHz	Odav, lihtne ja väike. Suured kaod ja madal selektiivsus.
LC	Kuni 1 GHz	Väikesed kaod, paindlik disain.
Piesoelektriline	Mõni kHz – 100 MHz	Väga suur selektiivsus, fikseeritud sagedus.
Pindlaine SAW	50 MHz- 3 GHz	Kompaktne, suur sisestuskadu.
BAW	1,5 GHz – 6 GHz	Valmistamine kallis
Ülekandeliinidel	1 – 30 GHz	Ei vaja füüsilisi komponente, võtab trükkplaadi ruumi.
Lainejuhid ja resonatorid	1 – 100+ GHz	Suured võimsused, väikesed kaod. Suured, rasked ja kallid.

Butterworth'i filtrid



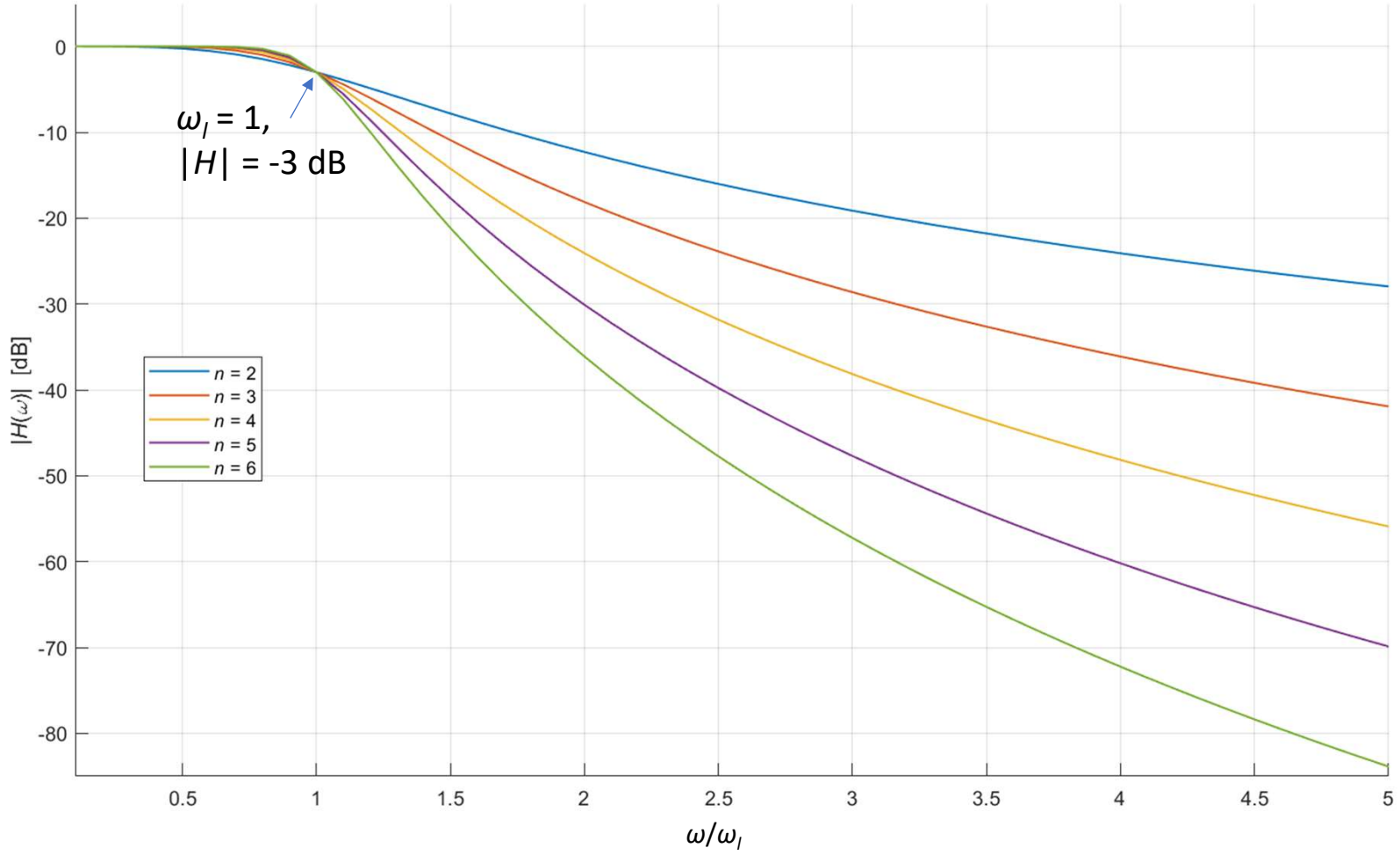
- Eripäraks on kõige ühtlasem ülekanne pääsualas.
- Filter on nimetatud Briti inseneri Stephen Butterworthi järgi.
- Madalpääsfiltri ASK

$$H(\omega) = -10 \cdot \log\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_l}\right)^{2n}\right],$$

kus ω_l on filtri lõikesagedus ja n filtri järk (reaktiivkomponentide arv).

Foto: https://i.stack.imgur.com/KGlHe.jpg

Butterworth'i madalpääsfiltri ASK (normeeritud)



Butterworth'i madalpääsfiltri disain

- Butterworth'i MP filtri disaini lähteandmeteks on:
  - allika (filtrile eelneva ahela) väljundtakistus R_A,
  - koormuse (filtrile järgneva ahela) takistus R_K,
  - filtri lõikesagedus f_l ja
  - Soovitav filtri järk n.
- Lõikesagedus tuleb valida mõnevõrra kõrgem kui on kõige suurem signaali sagedus mida soovime veel ilma kadudeta üle kanda.
- Filtri järk sõltub ebasoovitavate signaalide sagedustest ja sellest, kui palju soovitakse nende võimsust vähendada.
- Ühe filtri järgu kohta kasvab sumbumus ≈ 6dB/oct või 20 dB/dec.

Butterworth'i madalpääsfiltri disain

- Esmalt leitakse reaktiivkomponentide normeeritud väärtused A_k avaldisega

$$A_k = 2 \cdot \sin \frac{(2k-1)\pi}{2n}, \qquad k = 1, 2, \dots, n.$$

- Ehk esialgu arvutatakse filter lõikesagedusele $\omega_l = 1$, ning allika ja koormuse takistustele $r_A = R_A / R_K$, $r_K = 1$.
- Tegelikud mahtuvuste- ja induktiivsuste väärtused saame denormeerimisel avaldistega:

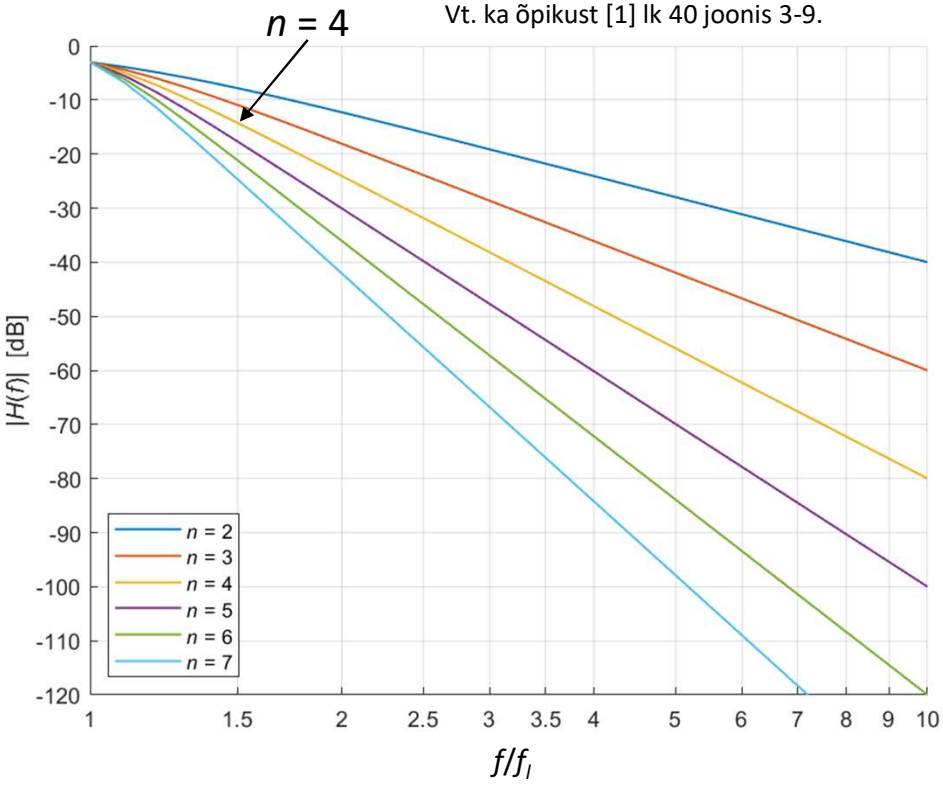
$$C = \frac{A_k}{\omega_l R_K}, L = \frac{A_k R_K}{\omega_l}.$$

Butterworth'i MPF disaini näide

- Antud
  - $R_A = R_K = 50\ \Omega$, $f_l = 60$ MHz,
  - $|H(120\text{ MHz})| \leq -24$ dB.
- Kõrvalolevalt jooniselt leiame, et vajalik on vähemalt neljandat järku filter $n = 4$.
- Nüüd saame arvutada, et:

  $A_1 = A_1 = 0{,}765$ ja $A_2 = A_3 = 1{,}848$.
- Samad väärtused saab leida ka õpikust [1] lk 41 olevast tabelist 3-1.

Vt. ka õpikust [1] lk 40 joonis 3-9.



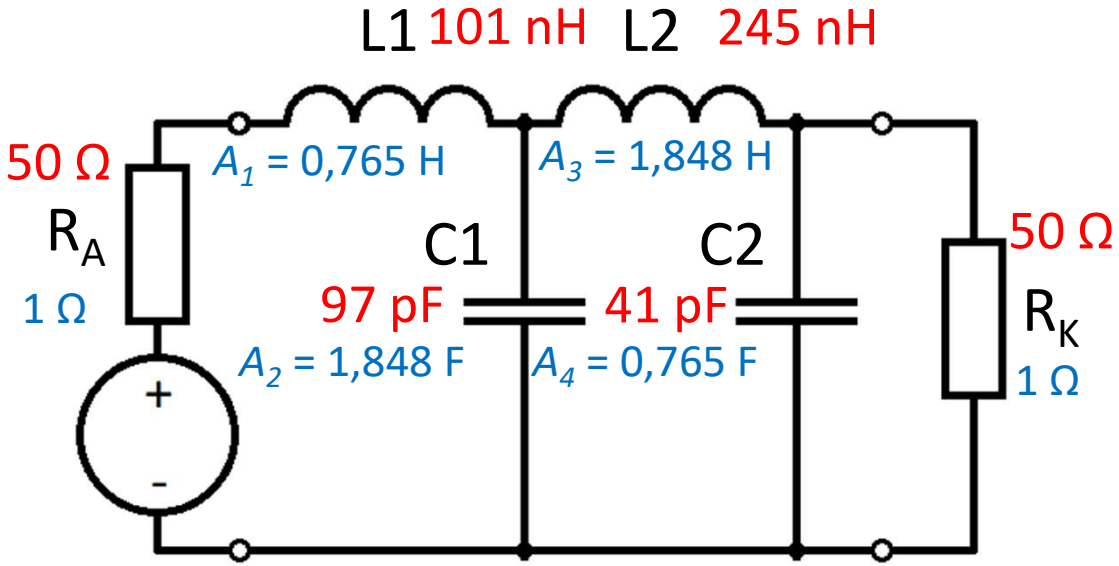
Butterworth'i MPF disaini näide

- Denormeeritud väärtused:

$$L1 = \frac{A_1 R_K}{\omega_l} = \frac{0{,}765 \cdot 50}{2\pi \cdot 6 \cdot 10^7} = 101\ \text{nH}.$$

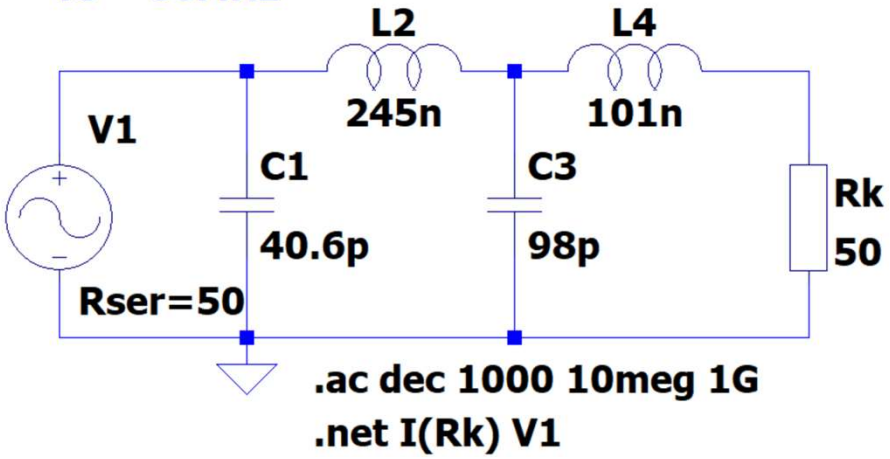
$$C1 = \frac{A_2}{\omega_l R_K} = \frac{1{,}848}{2\pi \cdot 6 \cdot 10^7 \cdot 50} = 98\ \text{pF}.$$

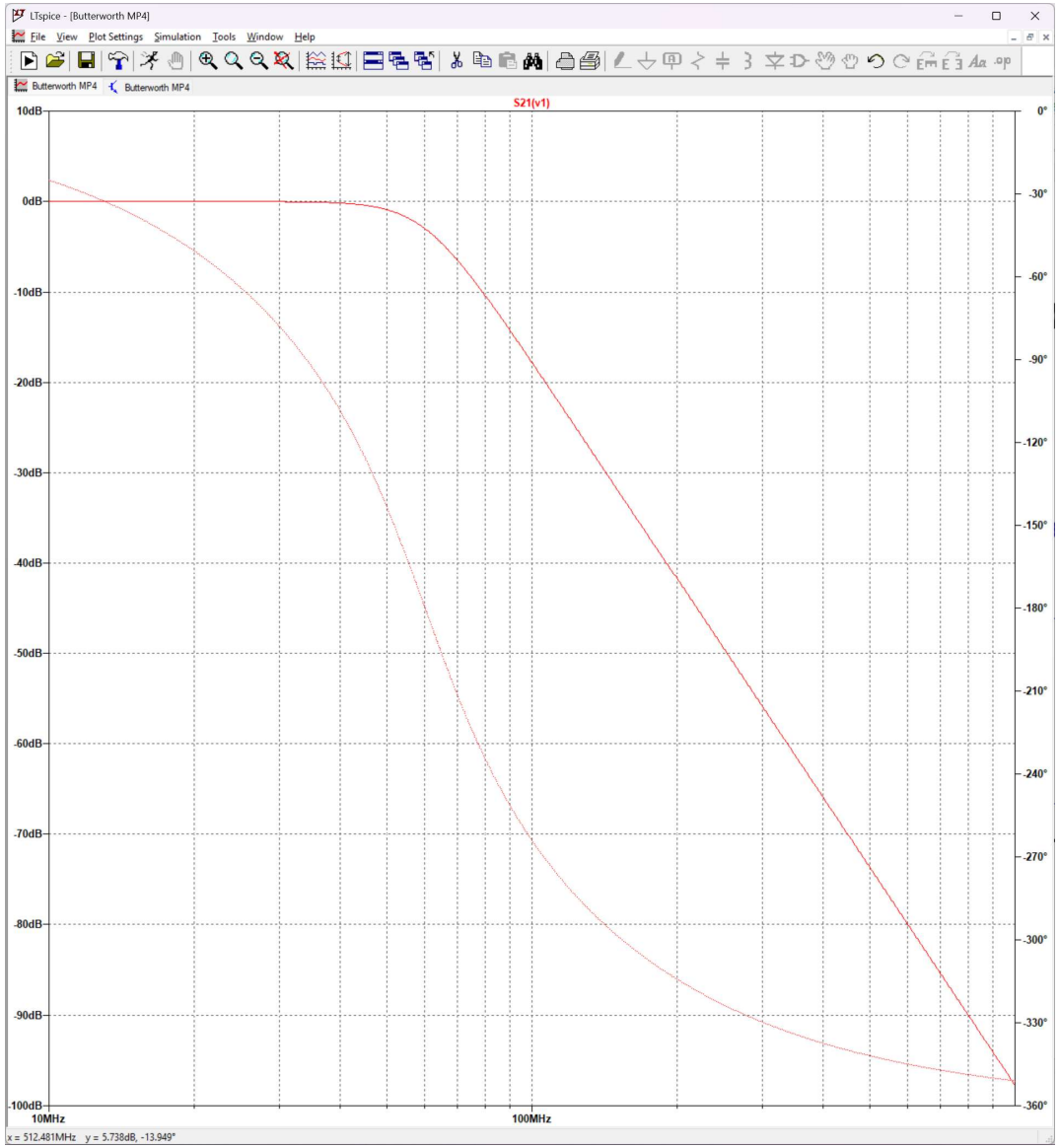
- Sarnaselt leiame, et *L2* = 245 nH ja *C2* = 40,6 pF.
- Lähimad saadaolevad komponendid:
  L1 = 101 nH,
  L2 = 245 nH,
  C1 = 97 pF ja
  C2 = 41 pF.



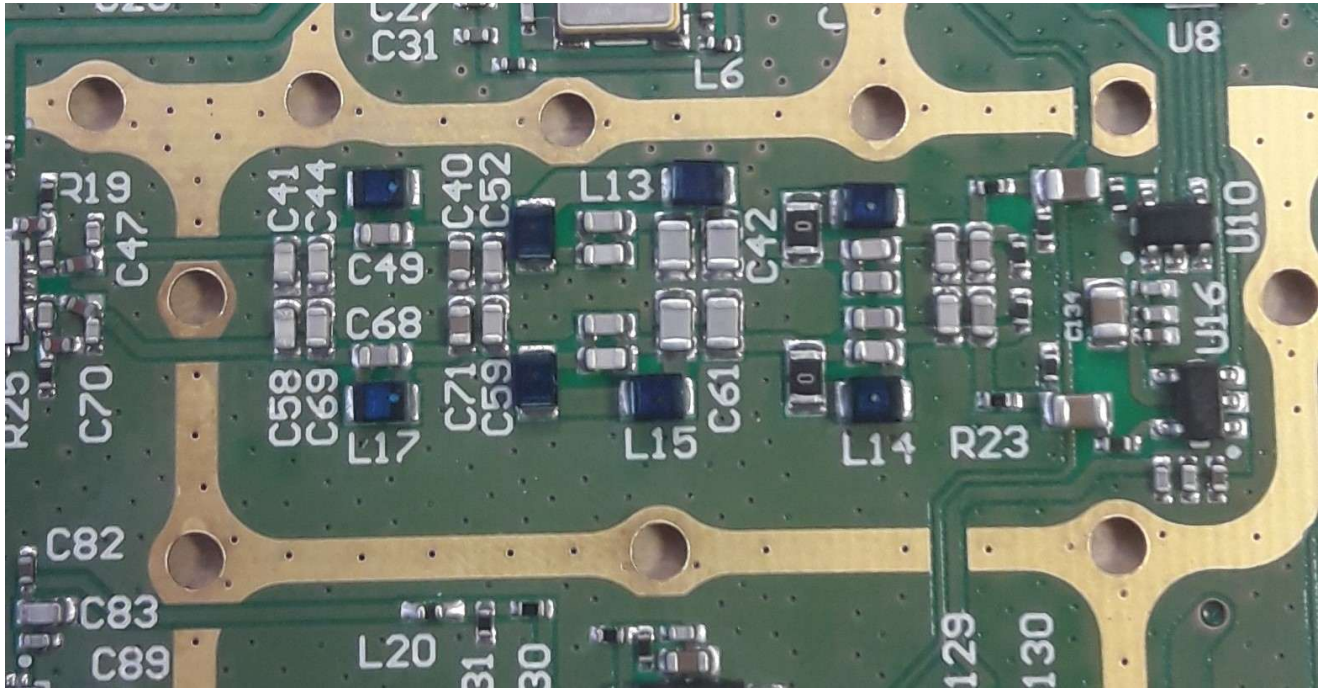
SPICE simulatsioon

Neljandat järku Butterworth'i madalpääsfilter
fc = 60MHz

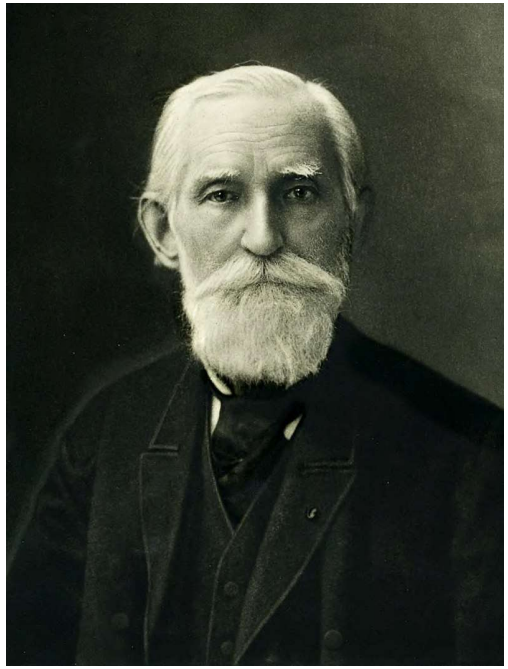




Filtri realiseerimine



Tšebõšovi filtrid



- Filtritüübi eelseks, võrreldes Butterworthi filtritega, on järsem kalle siirdealas.
- Hind, mida eelise eest peame maksma, on ülekande lainjus (*ripple*) pääsualas.
- Filter on nimetatud vene matemaatiku *Пафну́тий Льво́вич Чебышёв* järgi, sest filtri arvutused tuginevad Tšebõšovi polünoomidel.
- Madalpääsfiltri ASK

$$H(\omega) = -10 \cdot \log\left[1 + \varepsilon^2 C_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_l}\right)\right].$$

Foto: https://en.wikipedia.org/wiki/Pafnuty_Chebyshev

Tšebõšovi filtrid

- **Lainjustegur** ε (*ripple factor*) on seotud lubatud lainjusega pääsualas R_{dB}

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{R_{dB}}{10}} - 1}.$$

- Suurus $C_n(x)$ on esimest liiki, n - indat järku Tšebõšovi polünoom. Esimesed kaks, nullindat- ja esimest järku, polünoomid on vastavalt $C_0(x) = 1$ ja $C_1(x) = x$. Kõiki järgnevad saab leida rekursiivse avaldisega

$$C_{n+1}(x) = 2xC_n(x) - C_{n-1}(x).$$

- Näiteks teist järku polünoom on

$$C_2(x) = 2xC_1(x) - C_0(x) = 2x^2 - 1.$$

Tšebõšovi filtri lõikesagedus

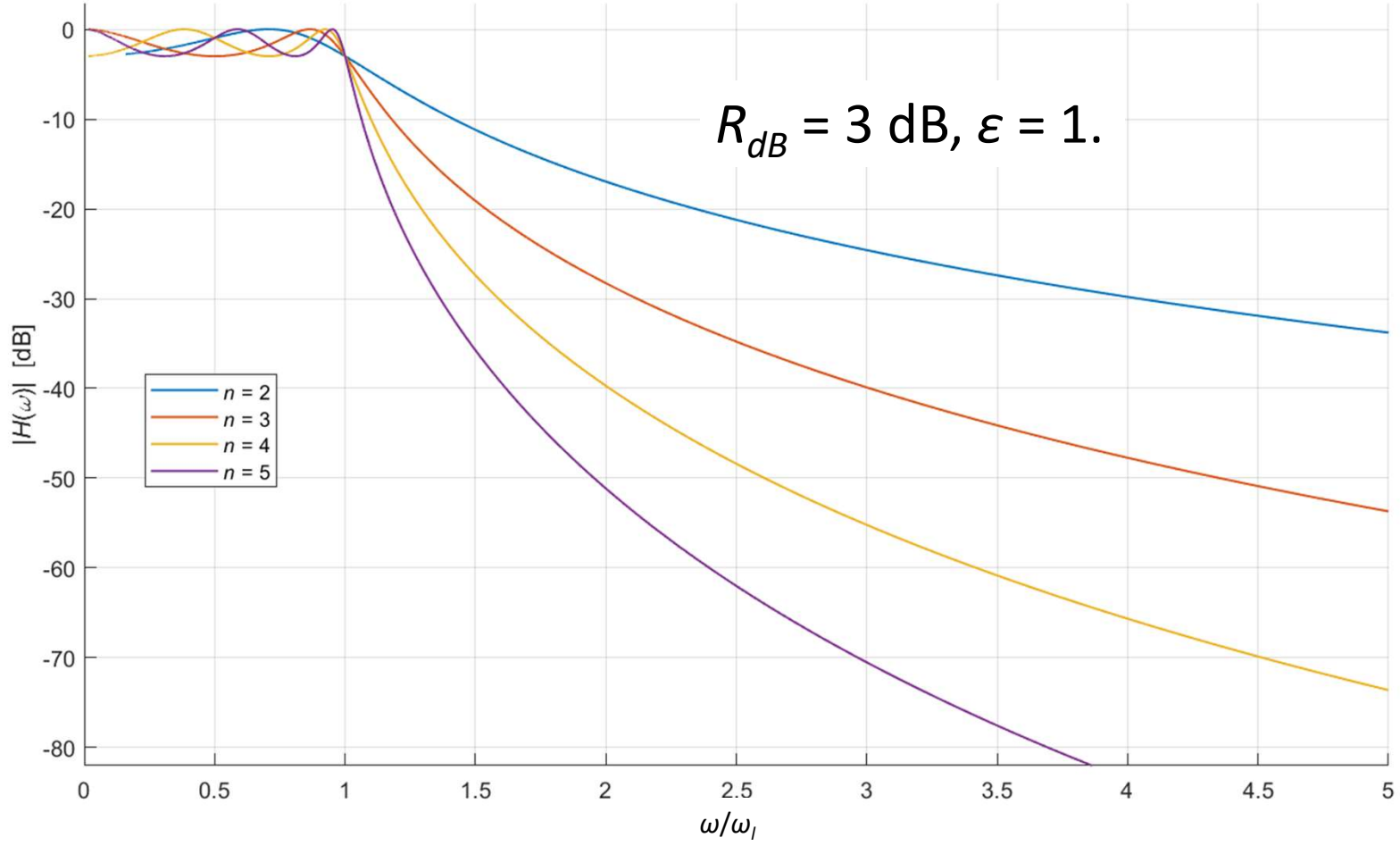
- Lõikesagedusel ω_l on filtri ülekanne

$$\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}.$$

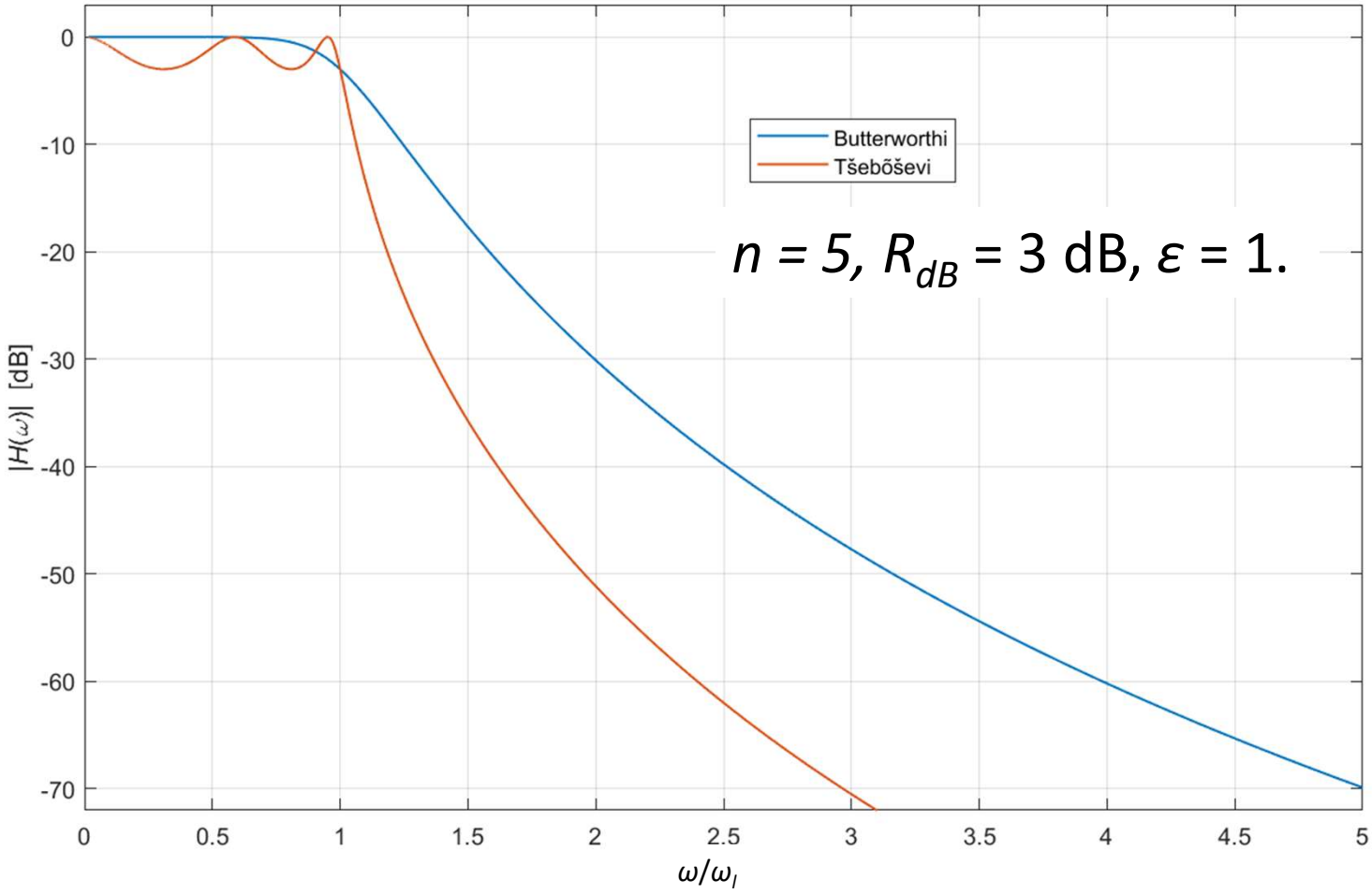
- Tšebõšovi filtri korral ei defineerita lõikesagedust ω_l tüüpiliselt – 3 dB nivoo kaudu vaid, nagu eelmisest avaldisest näha, sagedusena kus ülekanne väheneb lõplikult väärtuseni – R_{dB}.
- Soovi korral saab -3 dB lõikesageduse ehk **piirsageduse** leida avaldisega

$$\omega_p = \omega_l \cosh\left[\frac{1}{n}\operatorname{acosh}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right].$$

Tšebõšovi madalpääsfiltri ASK (normeeritud)



Butterworth vs Tšebõsov



Tšebõšovi madalpääsfiltri disain

- Tšebõšovi MP filtri disaini lähteandmeteks on:
  - allika (filtrile eelneva ahela) väljundtakistus R_A,
  - koormuse (filtrile järgneva ahela) takistus R_K,
  - filtri lõikesagedus f_l
  - Lubatav lainjus pääsualas R_{dB} ja
  - Soovitav filtri järk n.
- NB! Paarisarvulist järku (n = 2, 4, 6, …) Tšebõšovi filtri allika ja koormuse takistused ei saa omavahel võrdsed olla.
- Filtri järk sõltub ka siin ebasoovitavate signaalide sagedustest ja sellest, kui palju soovitakse nende võimsust vähendada.

Kõrgpääsfiltri disain

- Kõrgpääsfiltri disainil jäävad lähteandmed samaks.
- Ainsa erinevusena vahetavad pääsu- ja tõkkeala oma kohad. Kui näiteks madalpääsfiltri korral on sumbumus 60 dB lõikesagedusest kolm korda suuremal sagedusel $f/f_l = 3$, siis kõrgpääsfiltril on sama sumbumus lõikesagedusest kolm korda madalamal sagedusel $f/f_l = 1/3$.
- Saadud ASK on madalpääsfiltri oma peegelkujutis lõikesageduse suhtes.
- Siirdeala kalle ja lainjus pääsualas jäävad ikka samaks.
- Madalpääsfiltris tuleb kõik komponendi vahetada vastupidistega. Mahtuvused induktiivsustega ja vastupidi.

Kõrgpääsfiltri disain

- Normeeritud väärtused A_n asenduvad nende pöördväärtustega 1/ A_n.
- Seejärel saab kasutada samu arvutusvalemeid (slaid 6) L_p ja C_j väärtuste leidmiseks nagu MP filtri korral.
- Alternatiivselt võib kasutada kohandatud arvutusvalemeid KP filtri jaoks:

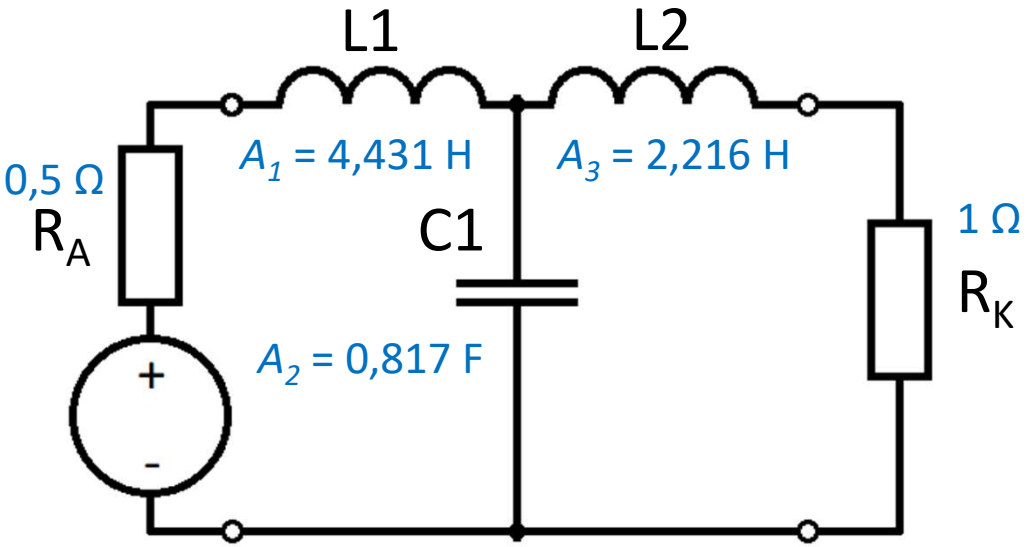
$$C_j = \frac{1}{\omega_l R_K A_k}, L_p = \frac{R_K}{\omega_l A_k}.$$

Tšebõšovi KPF disaini näide

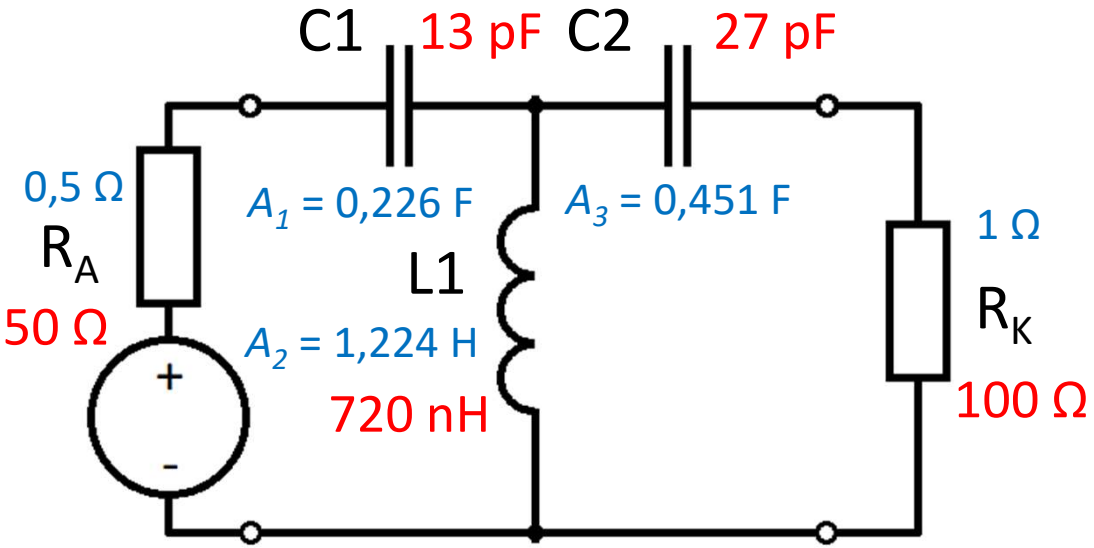
- Antud
  - R_A = 50 Ω,
  - R_K = 100 Ω,
  - f_l = 27 MHz,
  - R_{dB} = 1 dB.
  - Sumbumus sagedusel f = 9 MHz peab olema vähemalt 36 dB.
- Näeme, et seekord on allika- ka koormuse takistused teineteisest erinevad.
- Esmalt arvutame madalpääsfiltri prototüübi.
- Kasutame õpiku [1] leheküljel 45 olevat joonist 3-18 mis vastab filtri pääsuriba lainjusele R_{dB} = 1 dB.
- Näeme, et kolmekordse sageduste erinevuse korral (f_l / f = 27/9 = 3) tagab vajaliku sumbumuse 36 dB kolmandat järku (n = 3) Tšebõšovi filter.
- Normeeritud allika takistus on R_A / R_K = 0,5.
- Õpiku [1] leheküljel 52 olevast tabelist 3-7A saame nüüd lugeda A_1 = 4,431, A_2 = 0,817 ja A_3 = 2,216.

Tšebõšovi KPF disaini näide

- Saadud MPF prototüüp



- Lõplik kõrgpääsfilter



Besseli filtrid



- Selle filtritüübi eripäraks on maksimaalselt lineaarne faasikarakteristik pääsualas. Teisisõnu on grupihilistuse sõltuvus sagedusest minimaalne. Laiaribaliste signaalide filtreerimisel on seega moonutused minimaalsed.
- Miinusena on Besseli filtri korral sumbumus üleminekualas väike.
- Filter on nime saanud saksa matemaatiku **Friedrich Wilhelm Besseli** järgi kes töötas välja filtri aluseks oleva matemaatilise teooria.

Grupihilistus

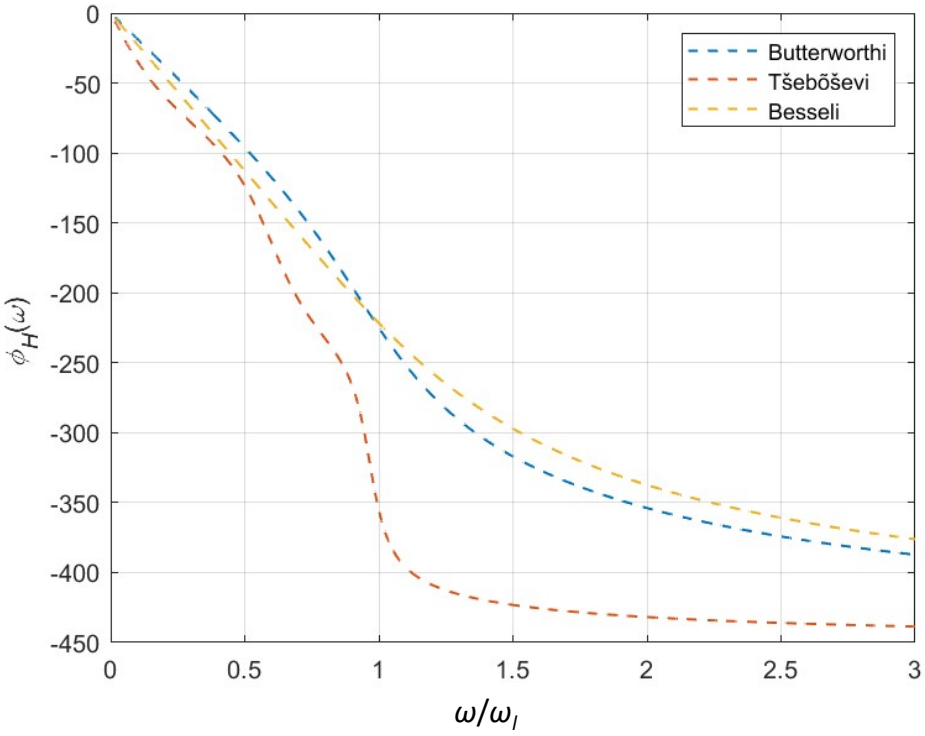
- **Grupihilistus** (*group delay*) τ_g on defineeritud kui süsteemi faasikarakteristiku tuletis sageduse järgi

$$\tau_g(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}.$$

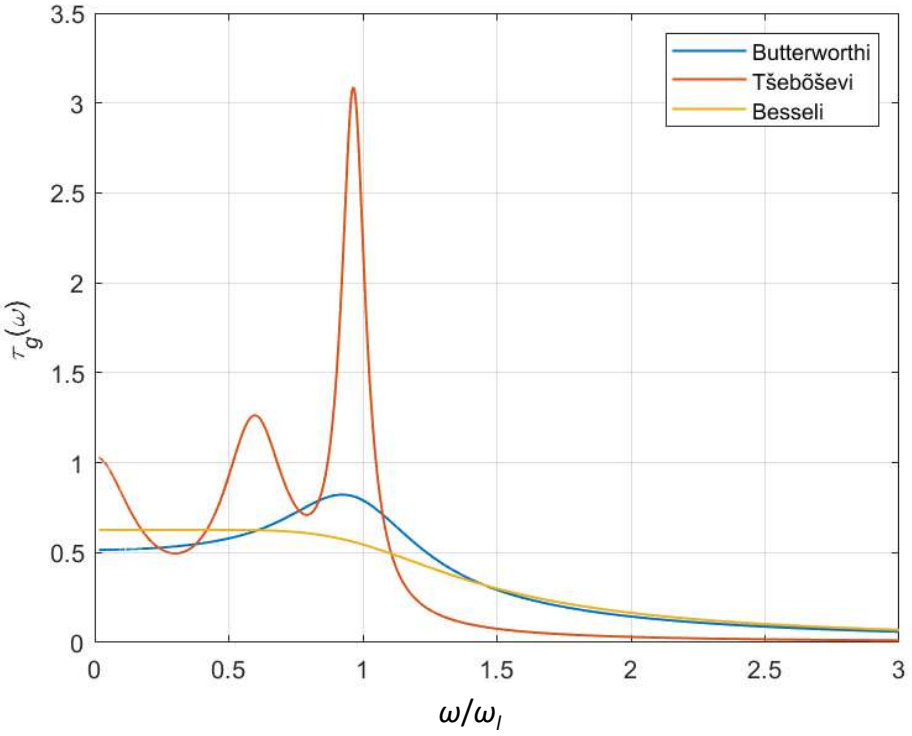
- Arvuliselt on tegemist ajaga, mis kulub sagedusega ω signaalil süsteemi läbimiseks.
- Kui grupihilistus on sagedusest sõltuv, siis selline süsteem moonutab laiaribalisi signaale.
- Besseli filtri lõikesagedus on määratud sagedusega milleni on faasikarakteristik veel lineaarne.

Filtrite võrdlus

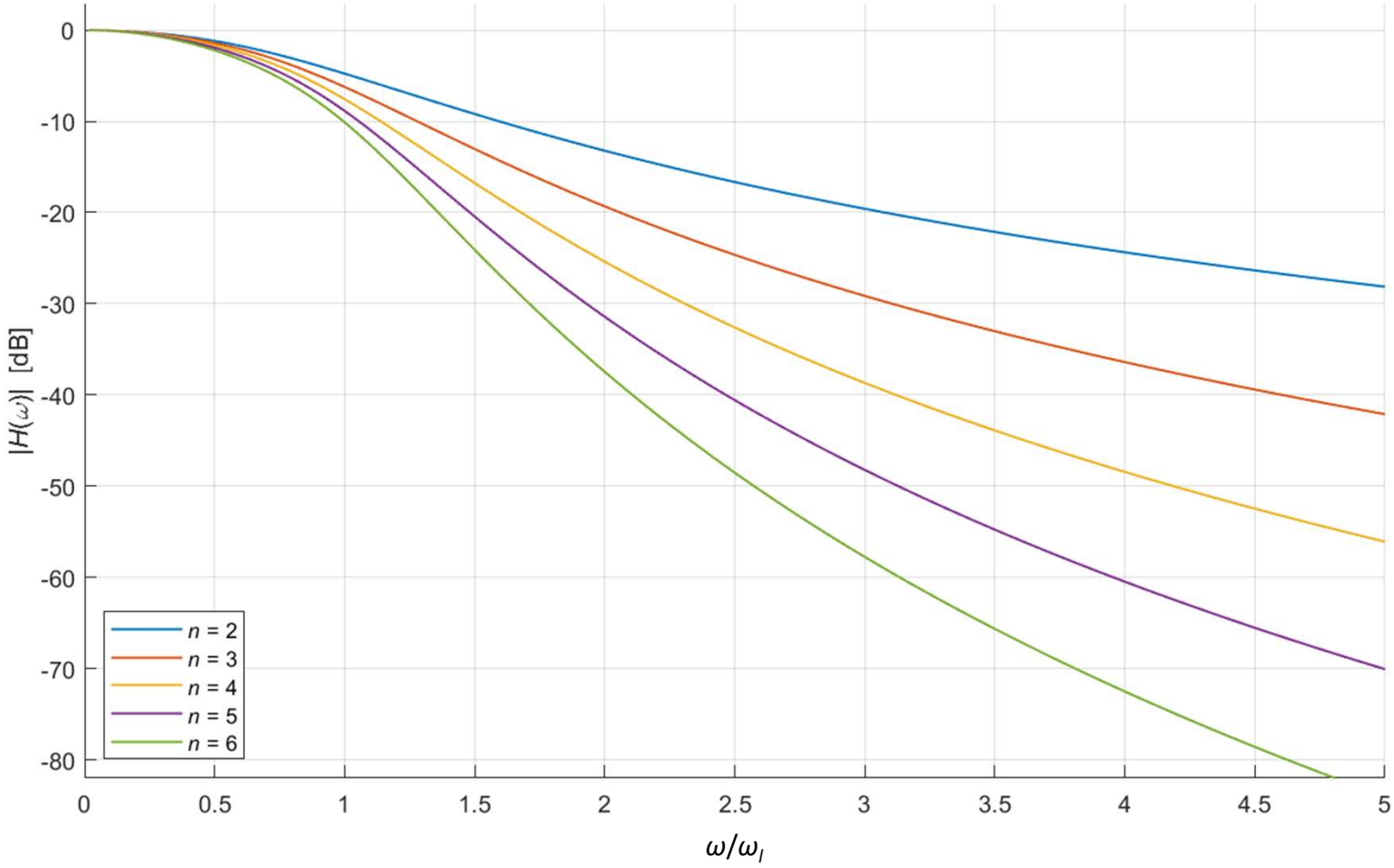
Faasikarakteristikud



Grupihilistused



Besseli madalpääsfiltri ASK (normeeritud)



Ribafiltri disain

- Nii riba- kui ka tõkkefiltri disaini aluseks on, sarnaselt KP filtri disainile, **madalpääsfiltri prototüüp**.
- Ribafiltri arvutuste lähteandmeteks on:
  - Allika- ja koormuse takistused R_A ja R_K;
  - Kas kesksagedus f_0 ja soovitav ribalaius –3 dB nivool $B_{3\text{dB}}$ või alumine- ja ülemine lõikesagedus f_a ja $f_{ü}$. Kehtib seos $B_{3\text{dB}} = f_{ü} - f_a$.
  - Filtri järgu *n* määramiseks on vaja defineerida soovitud sumbumus kas mingis ribalaiuses või mingite määratud sageduste juures;
  - Ülekande lubatav lainjus pääsu- ja /või tõkkealas.
- Seos alumise-, kesk- ja ülemise sageduse vahel:

$$f_0 = \sqrt{f_a f_{ü}}.$$

Ribafiltri disain

- Koostatud madalpääsfiltri disainis asendatakse kõik rööpmahtuvused paraleelvõnkeringidega ning kõik jadainduktiivsused jadavõnkeringidega.
- Võnkeringi mõlema elemendi normeeritud väärtused A_n on samad kui komponendil mida nad asendavad.
- Denormeerimisel leiame paralleelvõnkeringi elemendid avaldistega

$$C_p = \frac{A_n}{2\pi B_{3dB} R_K}; L_p = \frac{R_K B_{3dB}}{2\pi f_0^2 A_n}.$$

- Jadavõnkeringide elemendid leiame aga avaldistega

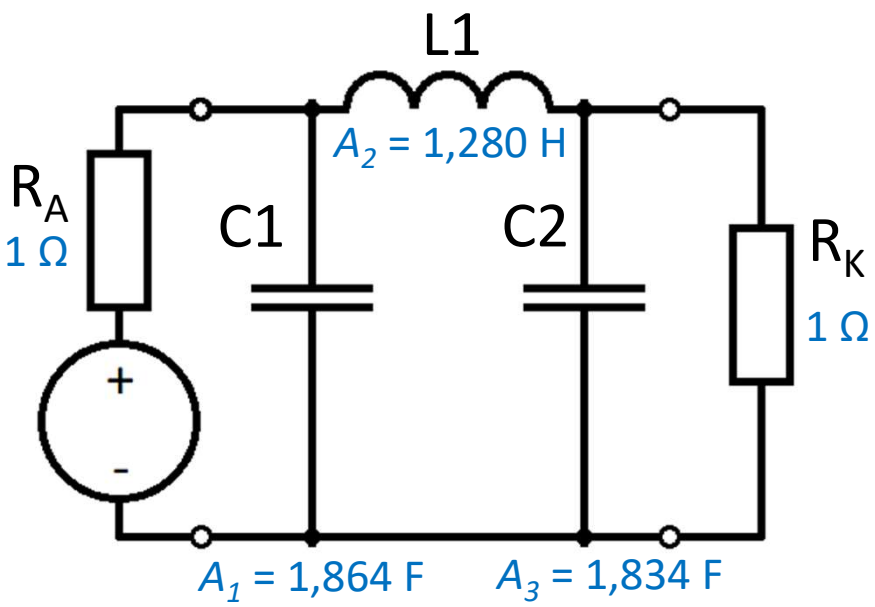
$$C_j = \frac{B_{3dB}}{2\pi f_0^2 A_n R_K}; L_j = \frac{R_K A_n}{2\pi B_{3dB}}.$$

Tšebõšovi ribafiltri disaini näide

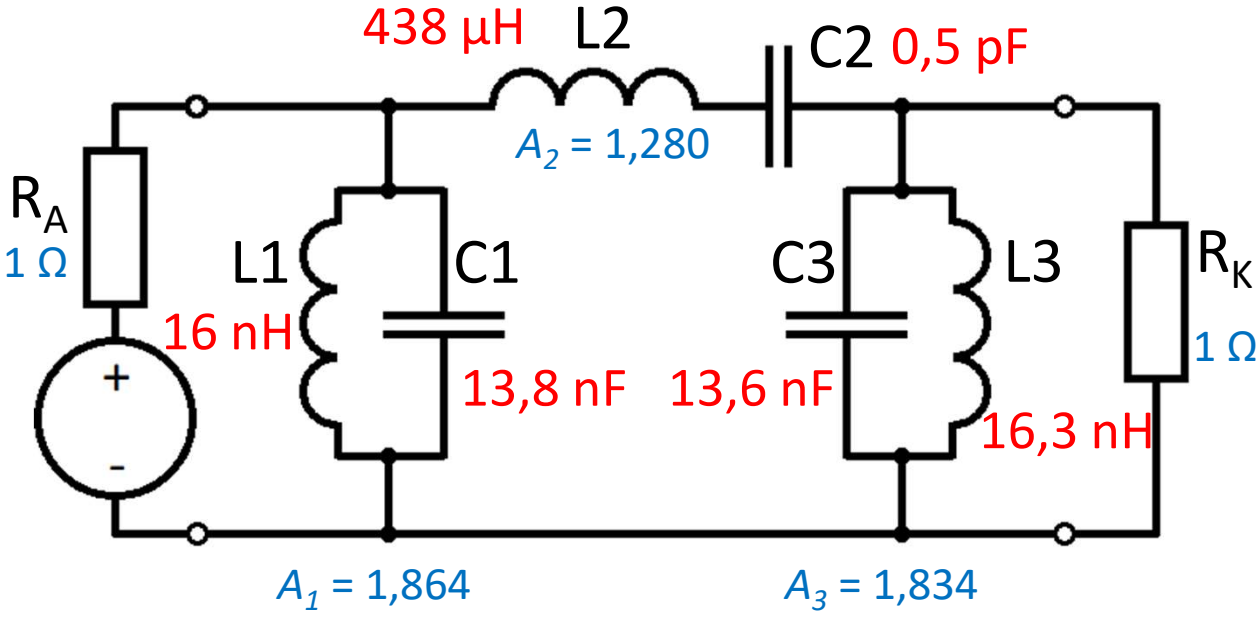
- Antud
  - $R_A = R_K = 215\ \Omega$,
  - $f_0 = 10{,}7$ MHz,
  - $B_{3dB} = 100$ kHz,
  - Sumbumus ribalaiusel $B_2 = 200$ kHz peab olema vähemalt 23 dB,
  - $R_{dB} = 0{,}5$ dB.
- Esmalt arvutame madalpääsfiltri prototüübi.
- Kasutame õpiku [1] leheküljel 45 olevat joonist 3-17 mis vastab filtri pääsuriba lainjusele $R_{dB} = 0{,}5$ dB.
- Näeme, et kahekordse ribalaiuste erinevuse korral ($B_2 / B_{3dB} = 200/100 = 2$) tagab vajaliku sumbumuse 23 dB kolmandat järku ($n = 3$) Tšebõšovi filter.
- Normeeritud allika takistus $R_A/R_K = 1$.
- Õpiku [1] leheküljel 50 olevast tabelist 3-6A saame nüüd lugeda $A_1 = 1{,}864$, $A_2 = 1{,}280$ ja $A_3 = 1{,}834$.

Tšebõšovi ribafiltri disaini näide

- Saadud MPF prototüüp

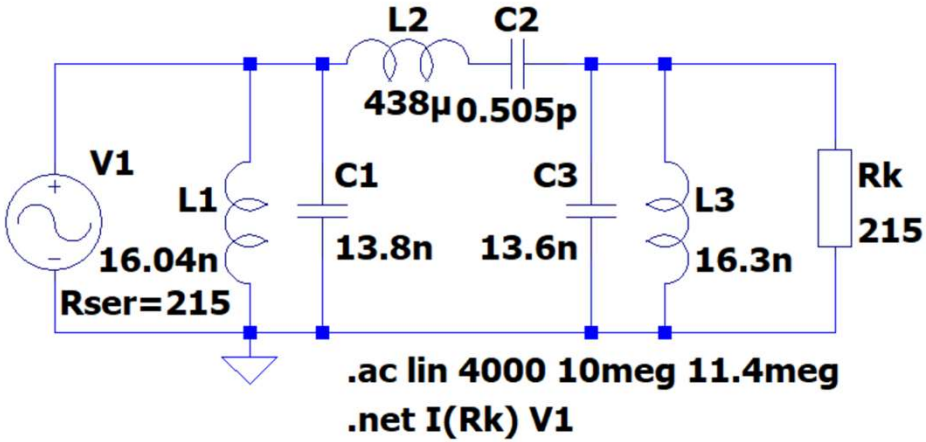


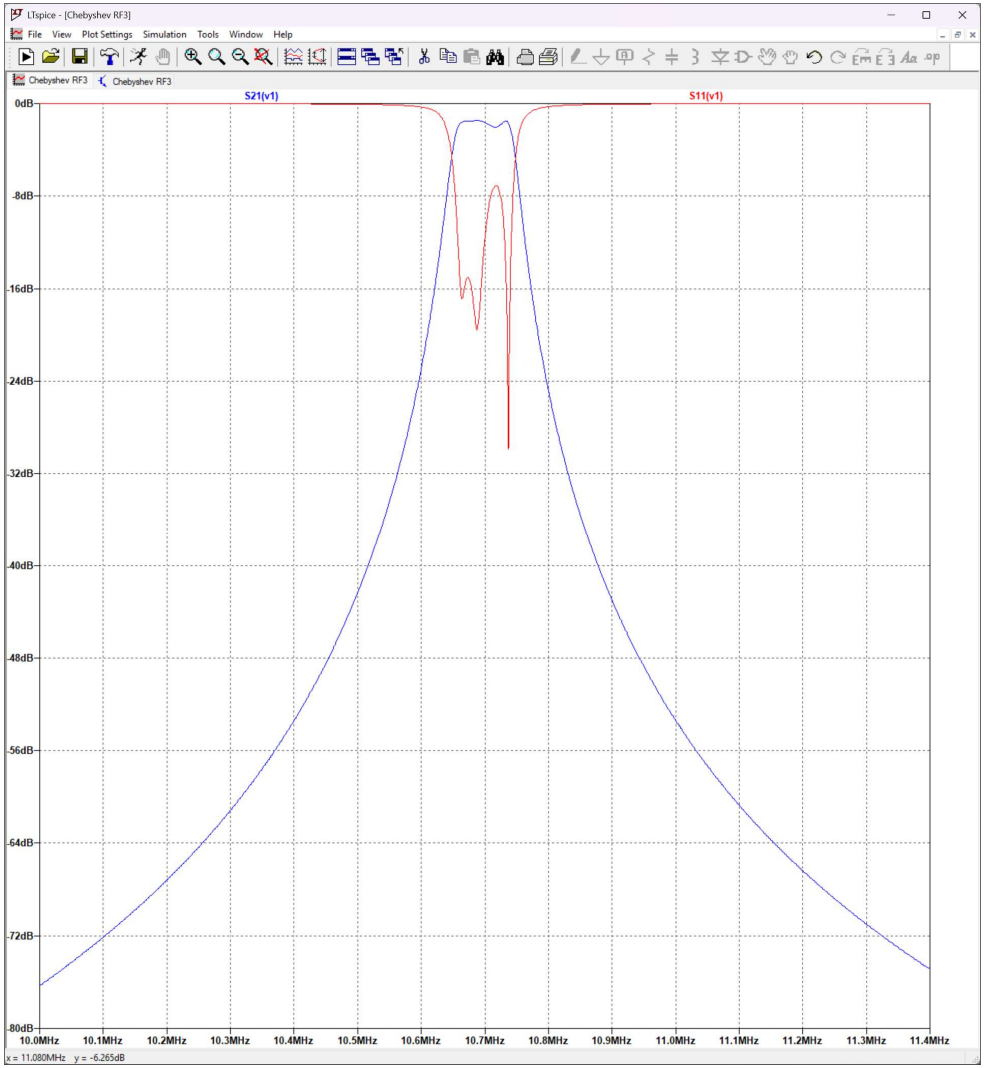
- Lõplik ribafilter



SPICE simulatsioon

Kolmandat järku Chebyshev'i ribafilter
fc = 10,7 MHz; B = 100 kHz





Tõkkefiltri disain

- Tõkkefiltri arvutuste lähteandmeteks on:
  - Allika- ja koormuse takistused R_A ja R_K;
  - Kas kesksagedus 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 sumbumis kas mingis ribalaiuses või mingite määratud sageduste juures;
  - Ülekande lubatav lainjus pääsu- ja /või tõkkealas.
- Koostatud madalpääsfiltri disainis asendatakse kõik rööpmahtuvused jadavõnkeringidega ning kõik jadainduktiivsused paraleelvõnkeringidega.
- Võnkeringi mõlema elemendi normeeritud väärtused A_n asendatakse, sarnaselt kõrgpääsfiltrile, nende suuruste pöördväärtustega.

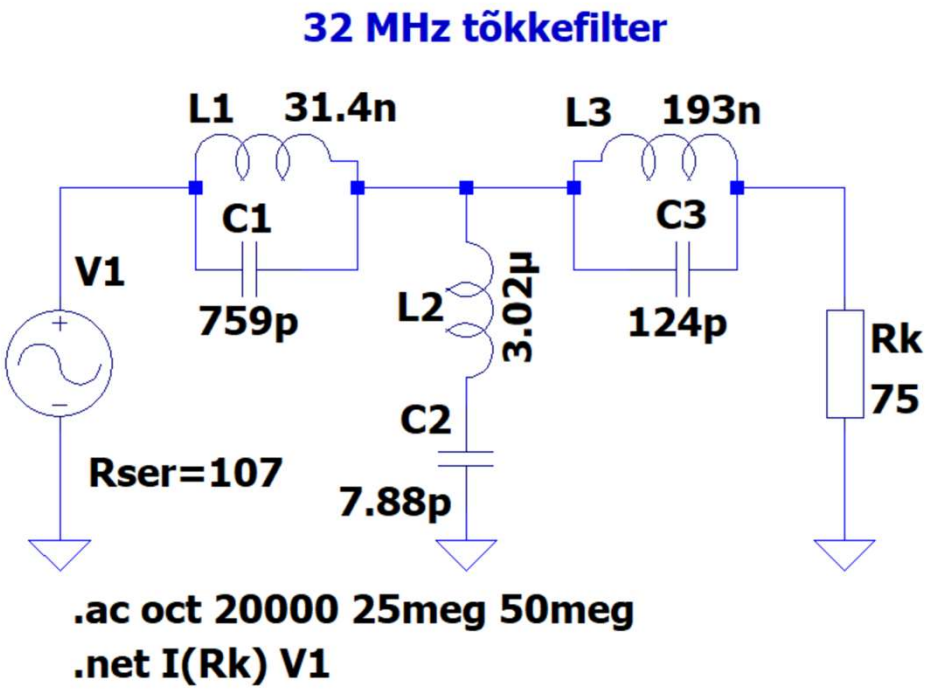
Tõkkefiltri disain

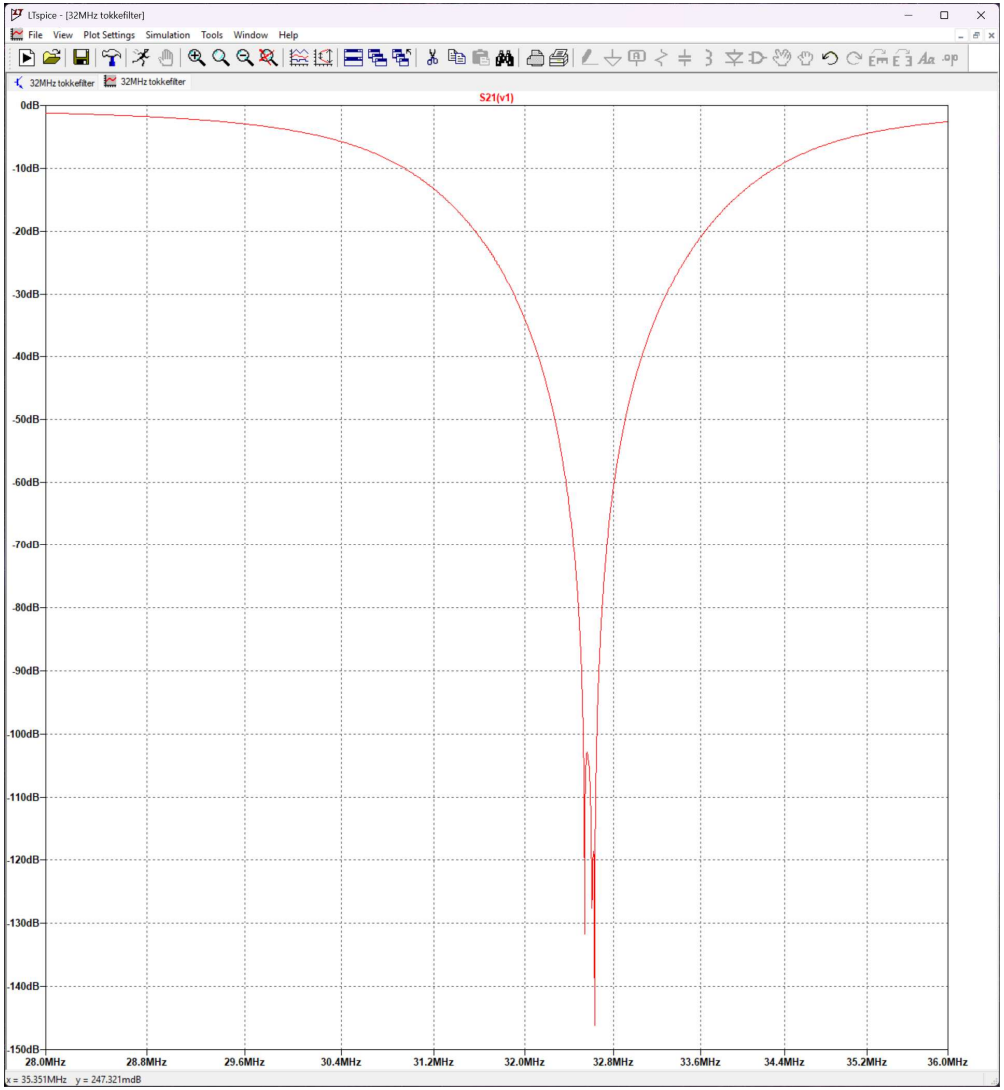
- Seejärel saab kasutada võnkeringide elementide arvutamiseks samu avaldisi mida ribafiltrigi korral (slaid 25).
- **NB!** C. Bowicku õpikus [1] on lehekülje 60 lõpus **valed avaldised** (3-20) kuni (3-23).
- Sarnaselt KP filtrile võib A_n pöördväärtuste leidmise asemel kasutada modifitseeritud avaldisi:

$$C_p = \frac{1}{2\pi B_{3dB} R_K A_n}; L_p = \frac{R_K B_{3dB} A_n}{2\pi f_0^2};$$

$$C_j = \frac{B_{3dB} A_n}{2\pi f_0^2 R_K}; L_j = \frac{R_K}{2\pi B_{3dB} A_n}.$$

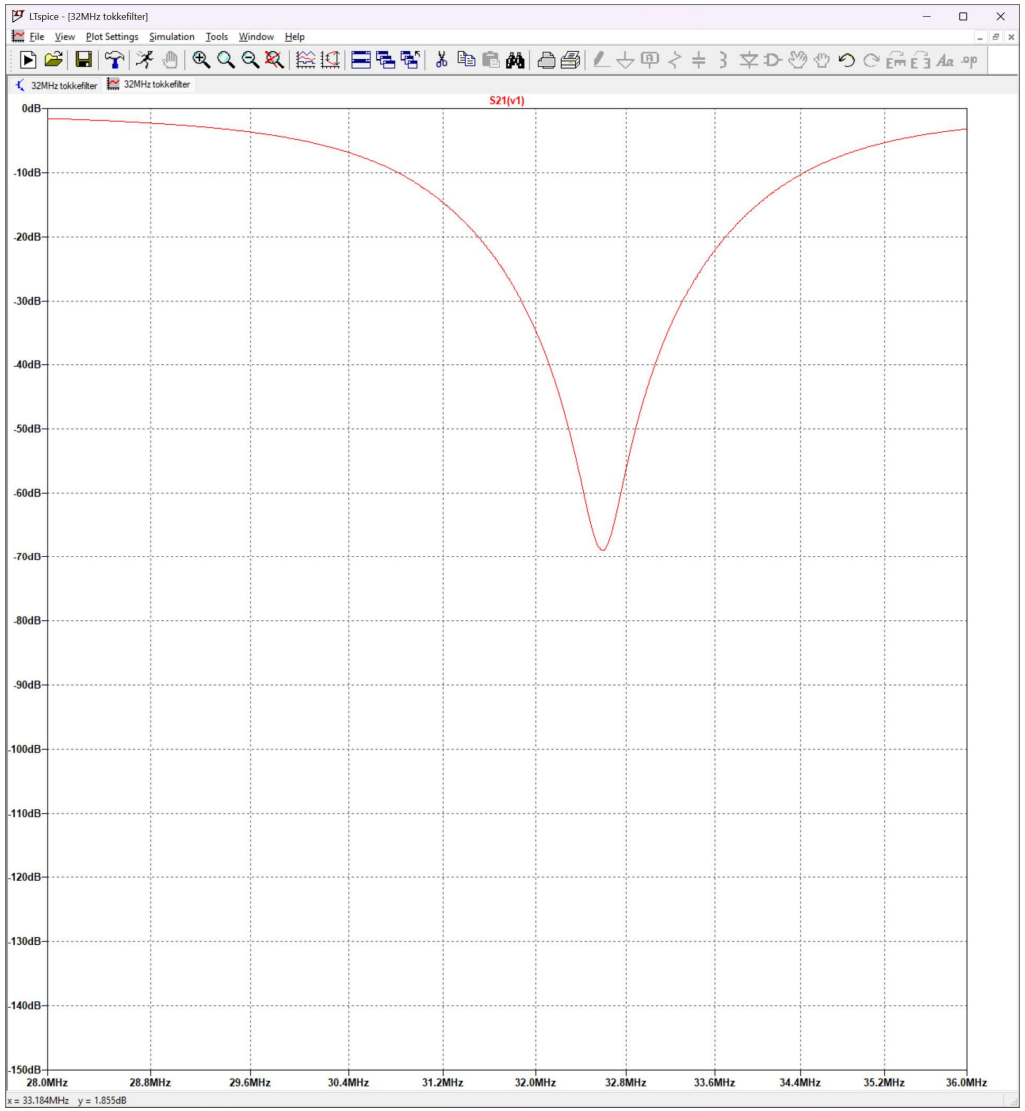
SPICE simulatsioon





Kadude mõju

- Eelmisel slaidil oleva skeemi korral on nüüd kõikide induktiivsuste hüveteguriks seadistatud Q = 100.





Induktiivsus edasijõudnudtele

Magnetvoog

- Teatavasti kaasneb laengukandjate liikumisega magnetväli **H** [A/m].
- Laengukandjate suunatud liikumist, näiteks juhis, tuntakse elektrivoolu *I* [A] all ja sellega kaasneb alati juhti ümbritsev magnetväli.
- Magnetvoog Φ [Wb] on mingit konkreetset ala läbiva summaarse magnetvälja mõõt.
- Voolu kandev juht võib olla sellise kujuga, et mingit tema osa läbivad, teiste osade tekitatud magnetväljad.
- Sellise juhul kasutatakse **aheldusvoo** λ [Wb] (*flux-linkage*) mõistet.
- Sirge juhtme või ühe keeruga silmuse korral on aheldusvoog lihtsalt võrdne koguvooga $\lambda = \Phi$.

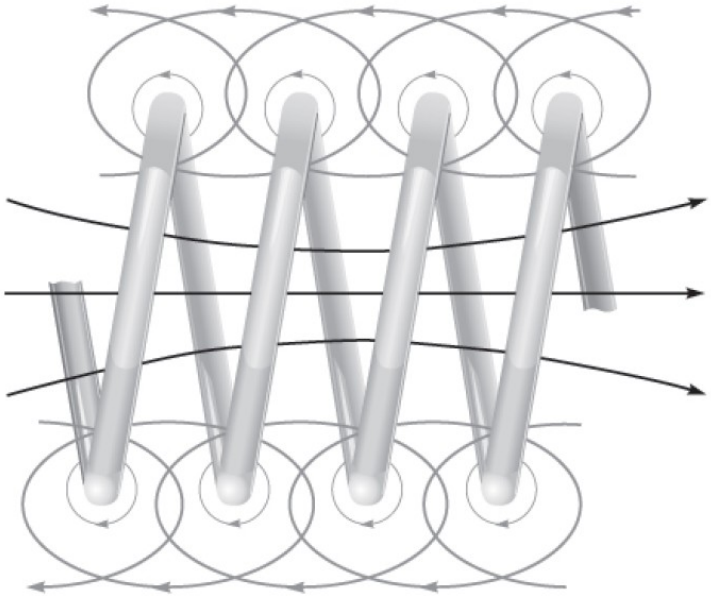
Aheldusvoog

- Kui meil on *N* keeruga solenoid, mille kõiki keerde, võrdsete pindaladega *S*, läbib ühtlane magnetvoog Φ siis on aheldusvoog:

$$\lambda = NBS.$$

- Praktikas ei ole magnetvoog kõigi keerdudega täielikult aheldunud, λ on sellisel juhul üksikuid keerde läbivate voogude Φ_i summa

$$\lambda = \sum_{i=1}^{N} \Phi_i \, .$$



Joonis: W.H. Hayt, J.A. Buck. Engineering Electromagnetics, kuues trükk.

Induktiivsus

- **Induktiivsus** (*inductance*) või ka **eneseinduktiivsus** (*self-inductance*) lineaarses keskkonnas on defineeritud kui aheldusvoo suhet viimast põhjustanud voolu tugevusse

$$L = \frac{\lambda(I)}{I}.$$

- Induktiivsuse mõõtühik on, Ameerika teadlase Joseph Henry auks, henri [H].
- Elektrotehnikast on pigem tuttav seos

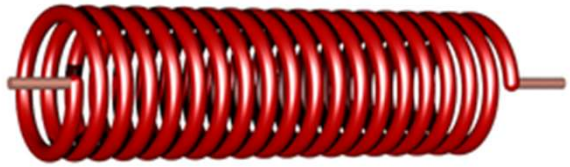
$$u = L\frac{di}{dt}.$$



Induktiivsus

- **Lineaarses magnetilises keskkonnas** sõltub induktiivsus ainult keskkonna magnetilisest läbitavusest μ ja juhi geomeetriast.
- Näiteks on pikkusega *l* pika solenoidi induktiivsus

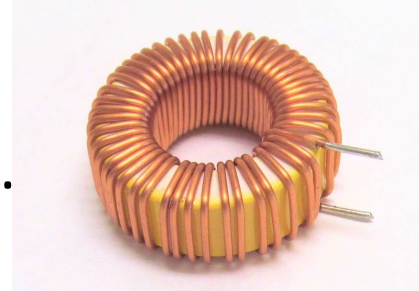
$$L = \frac{\mu N^2 S}{l}.$$



- Rõngassüdamikuga pooli induktiivsus on ligikaudu

$$L \approx \frac{\mu N^2 S}{2\pi r},$$

kus *r* on rõngassüdamiku (torroidi) keskmine raadius.



Südamikuga induktiivpoolid.

- Induktiivpooli induktiivsuse suurendamiseks kasutatakse vajadusel kas ferro- või ferrimagneetikust valmistatud südamike.
- Ferromagneetikutel on suur magnetiline läbitavus, kuid hea juhtivuse ja suure hüstereesi tõttu on neile omased suured kaod. Seega saab neid kasutada ainult suhteliselt madalatel sagedustel.
- Ferrimagneetikute gruppi kuuluvatel ferriitidel on madal juhtivus. Sellised materjalid sobivad kasutada suhteliselt kõrgetel sagedustel, puuduseks on väiksem magnetiline läbitavus. Peamiselt valmistatakse neid raudoksiidist, mangaani ja tsingi või nikli ja tsingi sulamitest.

Poolide südamikud



Magnetmaterjali kaod

- Ideaalse, kaovaba magnetmaterjali, magnetiline läbitavus μ on puhtalt reaalarvuline suurus. Reaalsete materjalide korral on aga tegemist komplekse suurusega

$$\mu = \mu' - \mathrm{j}\mu''.$$

- Magnetilise läbitavuse reaalosa μ’ iseloomustab materjali võimet magnetvälja energiat salvestada. Imaginaarosa μ'' aga näitab sama materjali võimet elektrienergiat muuks energialiigiks muuta, ehk iseloomustab **materjalis tekkivaid kadusid**.
- Üheks kadude põhjuseks on magnetdomeenide füüsiliselt liikumisel tekkivad kaod – **hüstereesikaod**. Viimased on võrdelised sagedusega.

Magnetmaterjali kaod

- Teiseks peamiseks kadude allikaks on indutseeritud **pöörisvoolude** (*eddy currents*) põhjustatud oomilised kaod materjalis. Viimased on võrdelised sageduse ruuduga.
- Lisaks sõltub sagedusest ka magnetilise läbitavuse reaalosa, ehk üldjuhul on kogu materjali magnetiline läbitavus sagedusest sõltuv

$$\mu'(\omega) = \mu'(\omega) - \mathrm{j}\mu''(\omega).$$

- Kadude suurust iseloomustatakse tavaliselt kaonurga tangensiga

$$\tan\delta = \frac{\mu''}{\mu'} = \frac{1}{Q},$$

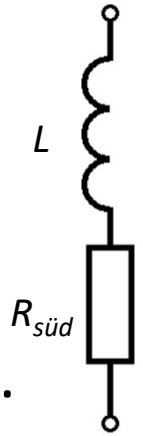
kus Q on südamiku materjali hüvetgur.

Induktiivpooli kaod

- Kui magnetmaterjali kasutada induktiivpooli südamikuna siis kadude tõttu viimases liituks induktiivsusele jadamisi ekvivalentne kaotakistus

$$R_{süd} = L \tan \delta = \frac{L}{Q}.$$

- Lisaks südamikus tekkivatele kadudele läheb energiat täiendavalt kaduma ka oomiliste kadude tõttu mähise traadis.
- Oomilised kaod on, **pinnaefekti** (*skin effect*) tõttu, samuti sagedusest sõltuvad. Täiendavalt avaldab mõju ka **lähedusefekt** (*proximity effect*).



Pinnaefekti mõju

- Olgu meil on ümmarguse ristlõikega juhe diameetriga *d* ja pikkusega *L*. Olgu see juhe valmistatud materjalist juhtivusega σ ja magnetilise läbitavusega μ. Eeldusel et pinnakihi paksus on palju väiksem kui juhtme enda läbimõõt on sellise juhtme takistus

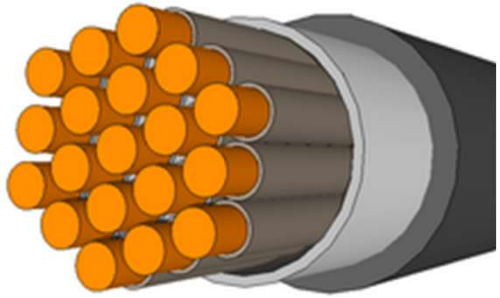
$$R(f) = \frac{L}{d}\sqrt{\frac{f\mu}{\pi\sigma}}.$$

- Näeme, et takistus kasvab võrdeliselt ruutjuurega sagedusest *f*.
- Praktikas on juhtme takistus üsna väike ja avaldab märkimisväärset mõju ainult suurtel sagedustel või pikkade juhtmete (suur induktiivsus) korral.

Litz’i juhe

Sama ruumala, ja seega sama massi ning hinna korral,
saab juhtivat kogupindala suurendada, kui kasutada ühe
juhtme asemel peenikeste traatide kimpu – **Litz’i juhet** (*Litz wire*).
On tõhus madalatel sagedustel (alla 500 kHz).



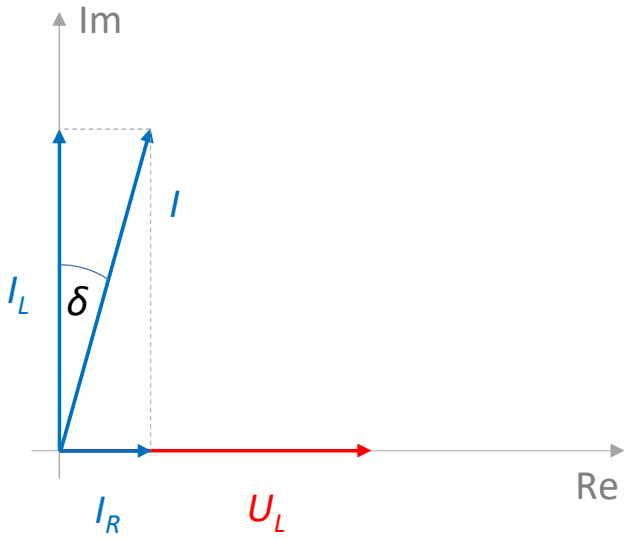


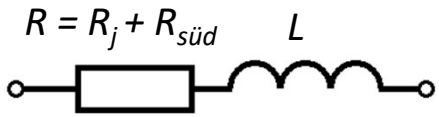
Induktiivpooli kaod

- Summaarsed kaod südamikus ja mähise juhtmetes määravad induktiivpooli hüveteguri

$$Q = \frac{\omega L}{R_j + R_{syd}} = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\tan \delta}.$$

- Kuna nii kaod, kui ka induktiivsus on sagedusest sõltuvad, siis on seda ka hüvetegur ja kaonurk.





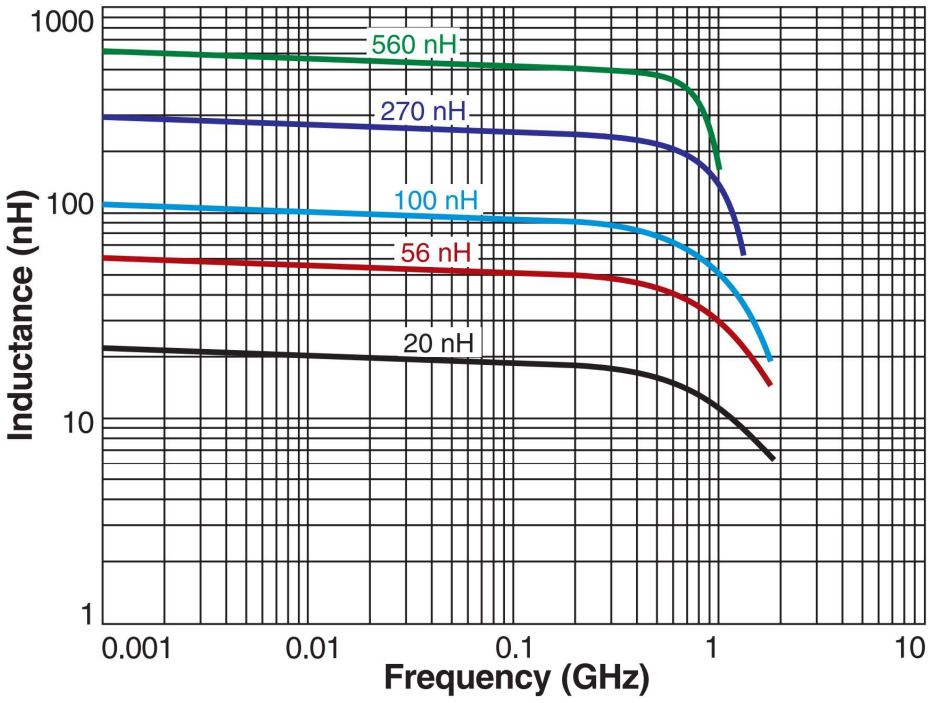
Ferriitsüdamikuga induktiivpoolid

Part number[1]	Inductance[2] (nH)	Percent Tolerance	Impedance typ (Ohms) 900 MHz	Impedance typ (Ohms) 1.7 GHz	SRF typ[3] (MHz)	DCR max[4] (Ohms)	Irms[5] (mA)
0402AF-200XJL_	20	**5**	83	118	2600	0.050	1600
0402AF-220XJL_	22	**5**,3,2	96	146	2500	0.065	1300
0402AF-330XJL_	33	**5**	142	207	2300	0.060	1400
0402AF-360XJL_	36	**5**,3,2	157	249	2300	0.075	1300
0402AF-390XJL_	39	**5**,3,2	173	263	2200	0.115	830
0402AF-510XJL_	51	**5**,3,2	218	330	1930	0.070	1100
0402AF-560XJL_	56	**5**	239	360	1900	0.095	1000
0402AF-720XJL_	72	**5**	311	453	1650	0.100	1000
0402AF-780XJL_	78	**5**,3,2	344	522	1600	0.130	970
0402AF-101XJL_	100	**5**,3,2	513	850	1400	0.160	900
0402AF-141XJL_	140	**5**,3,2	629	949	1220	0.260	630
0402AF-181XJL_	180	**5**,3,2	832	1270	1150	0.280	560
0402AF-201XJL_	200	**5**	1110	1890	1000	0.440	400
0402AF-221XJL_	220	**5**,3,2	1050	1560	1150	0.530	380
0402AF-251XJL_	250	**5**	1230	1940	900	0.360	520
0402AF-271XJL_	270	**5**,3,2	1320	1960	860	0.550	360
0402AF-301XJL_	300	**5**,3,2	1550	2230	860	0.410	420
0402AF-331XJL_	330	**5**	1850	2880	820	0.560	350
0402AF-361XJL_	360	**5**	1920	2640	810	0.575	360
0402AF-391XJL_	390	**5**	2350	2970	760	0.750	300
0402AF-421XJL_	420	**5**	2270	2800	700	0.700	340
0402AF-471XJL_	470	**5**,3,2	2680	3010	650	0.730	310
0402AF-561XJL_	560	**5**,3,2	3620	3110	600	0.920	200

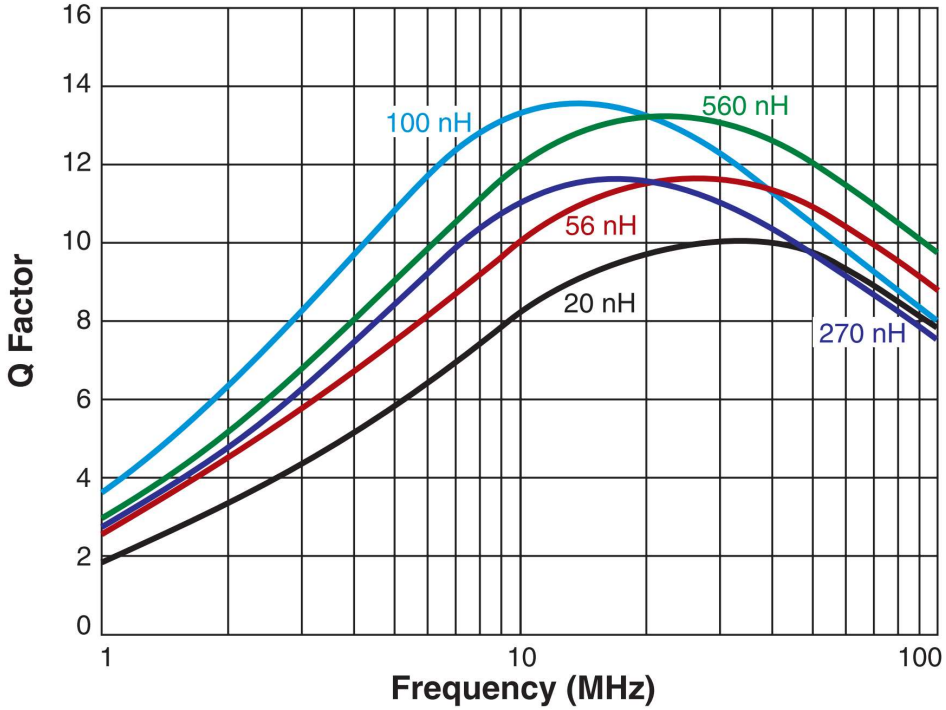
Andmeleht: https://www.mouser.ee/datasheet/2/597/0402af-270718.pdf

Ferriitsüdamikuga induktiivpoolid

Induktiivsus



Hüvetegur

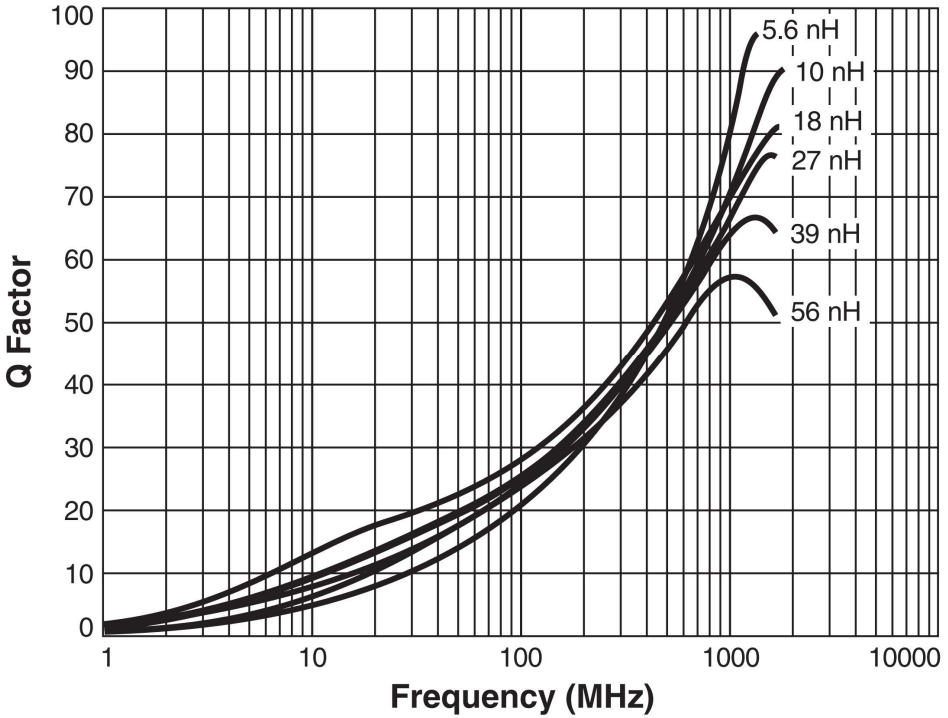


Andmeleht: https://www.mouser.ee/datasheet/2/597/0402af-270718.pdf

Õhk (keraamilise) südamikuga induktiivpoolid

Part number[1]	Inductance[2] (nH)	Percent tolerance[3]	900 MHz L typ	900 MHz Q typ[4]	1.7 GHz L typ	1.7 GHz Q typ[4]	SRF typ[5] (GHz)	DCR max[6] (Ohms)	Irms[7] (mA)
0603CT-1N0XJR_	1.0	**5**	0.98	39	0.99	58	16.0	0.045	1600
0603CT-1N2XJR_	1.2	**5**	1.18	35	1.19	50	16.0	0.105	1100
0603CT-2N0XJR_	2.0	**5**	1.98	46	1.98	70	12.0	0.034	1900
0603CT-2N2XJR_	2.2	**5**	2.10	50	2.13	74	10.7	0.046	1600
0603CT-2N3XJR_	2.3	**5**	2.27	55	2.28	81	11.0	0.046	1600
0603CT-2N5XJR_	2.5	**5**	2.48	52	2.50	77	11.0	0.060	1300
0603CT-3N0X_R_	3.0	**5,2**	2.96	57	2.97	82	10.7	0.039	1600
0603CT-3N3X_R_	3.3	**5,2**	3.27	60	3.33	83	7.00	0.039	1600
0603CT-3N6X_R_	3.6	**5,2**	3.58	69	3.63	95	7.00	0.044	1600
0603CT-3N9X_R_	3.9	**5,2**	3.87	68	3.95	90	6.30	0.050	1400
0603CT-4N3X_R_	4.3	**5,2**	4.26	58	4.34	84	6.30	0.076	1300
0603CT-4N7X_R_	4.7	**5,2**	4.66	50	4.75	70	5.60	0.120	960
0603CT-5N1X_R_	5.1	**5,2**	5.12	68	5.18	93	5.50	0.050	1400
0603CT-5N6X_R_	5.6	**5,2**	5.60	67	5.73	90	5.05	0.058	1300
0603CT-6N8X_R_	6.8	**5,2**	6.78	60	7.00	81	4.50	0.080	1200
0603CT-7N2X_R_	7.2	**5,2**	7.19	65	7.44	88	4.50	0.047	1500
0603CT-8N2X_R_	8.2	**5,2**	8.18	60	8.46	78	4.25	0.075	1300
0603CT-9N5X_R_	9.5	**5,2**	9.52	63	9.92	80	3.95	0.092	1100
0603CT-10NX_R_	10	**5,2**	10.0	67	10.4	85	3.95	0.075	1300
0603CT-11NX_R_	11	**5,2**	11.0	66	11.5	86	4.00	0.110	1000
0603CT-12NX_R_	12	**5,2**	12.0	68	12.7	85	3.50	0.130	920
0603CT-15NX_R_	15	**5,2**	15.2	65	16.1	80	3.30	0.145	800
0603CT-16NX_R_	16	**5,2**	16.3	63	17.5	76	3.10	0.175	760
0603CT-18NX_R_	18	**5,2**	18.1	66	19.2	80	2.95	0.200	720
0603CT-20NX_R_	20	**5,2**	20.2	67	21.6	80	2.90	0.175	760
0603CT-22NX_R_	22	**5,2**	22.4	60	24.3	70	2.75	0.220	700
0603CT-24NX_R_	24	**5,2**	24.4	61	26.5	72	2.70	0.240	680
0603CT-27NX_R_	27	**5,2**	27.4	62	29.8	75	2.55	0.270	670
0603CT-30NX_R_	30	**5,2**	30.5	62	33.9	73	2.45	0.330	600
0603CT-33NX_R_	33	**5,2**	34.0	55	39.1	61	2.20	0.330	600
0603CT-36NX_R_	36	**5,2**	37.2	61	42.3	63	2.30	0.335	600
0603CT-39NX_R_	39	**5,2**	40.3	60	45.3	65	2.25	0.400	570
0603CT-43NX_R_	43	**5,2**	44.5	57	51.3	60	2.10	0.440	530
0603CT-47NX_R_	47	**5,2**	48.2	55	57.8	57	1.90	0.540	470
0603CT-51NX_R_	51	**5,2**	53.0	55	63.2	55	1.85	0.570	440
0603CT-56NX_R_	56	**5,2**	59.4	54	75.4	48	1.75	0.700	420

Hüvetegur

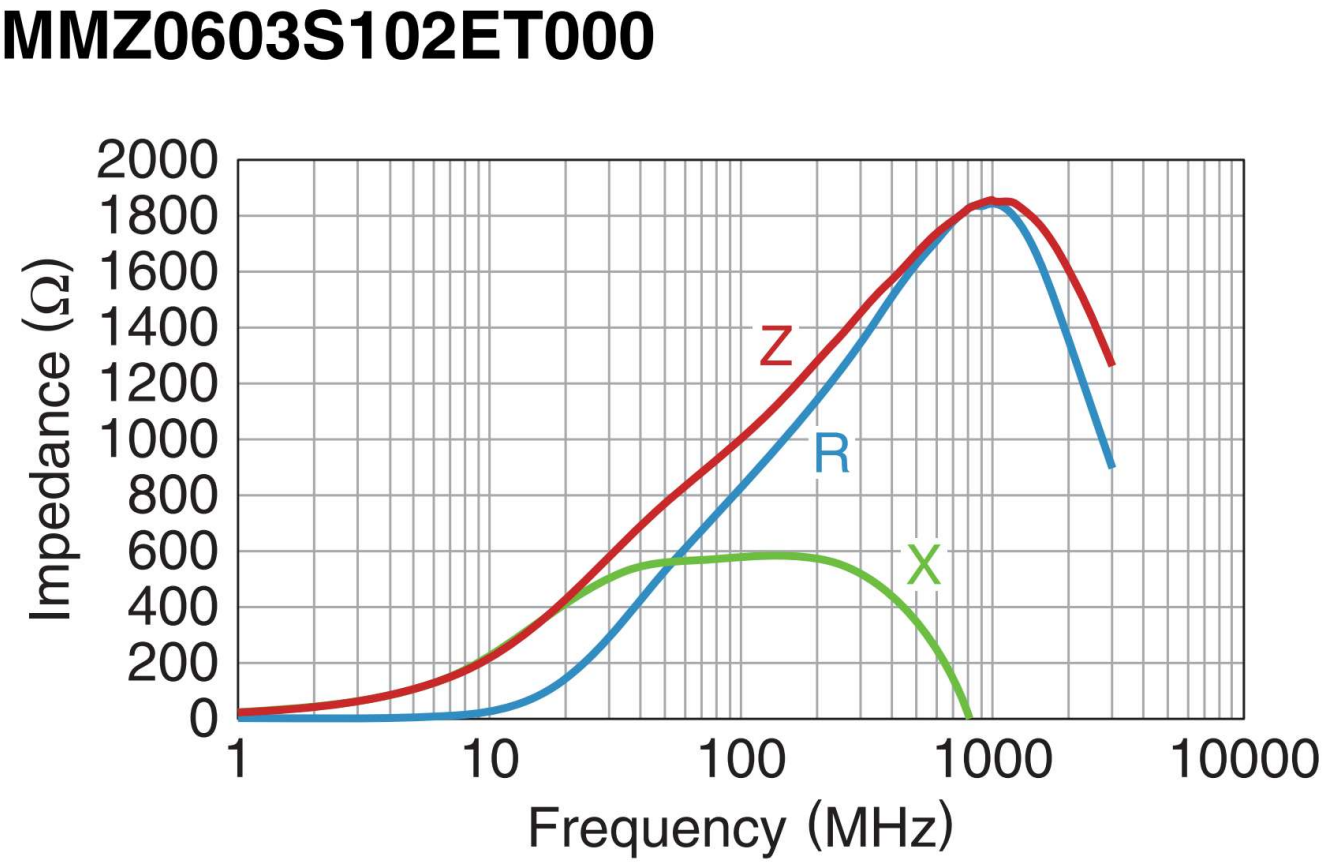


Andmeleht: https://www.mouser.ee/datasheet/2/597/0603ct-253285.pdf

Paispoolid

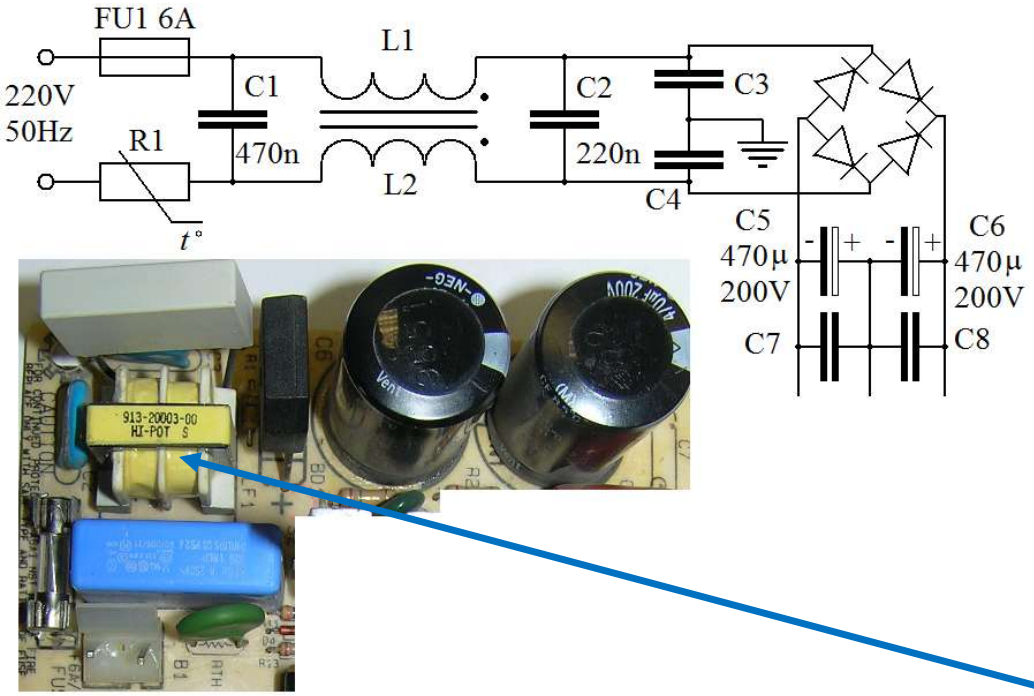
- **Paispool** või **drossel** (*choke*) on induktiivpool mille eesmärgiks on takistada kõrgsagedusliku vahelduvvoolu edasipääsu.
- Neid kasutatakse nii toite lahtisidestuses kui ka häirete edasipääsu takistamiseks signaaliahelas.
- Oma eesmärgi täitmiseks peab neil olema kõrgetel sagedustel suur impedants. Selle saavutamiseks saab ära kasutada magnetmaterjalides tekkivaid kadusid. Oma töösagedusel muutub taolise **ferriitdrosseli** (*ferrite bead*) impedants reaalseks (aktiivtakistus) ning seade muundab häirete energia soojuseks.

Ferriitsüdamikuga paispool



Andmeleht: https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/emc/emc/beads/catalog/beads_commercial_signal_mmz0603-e_en.pdf

Sünfaasdrossel



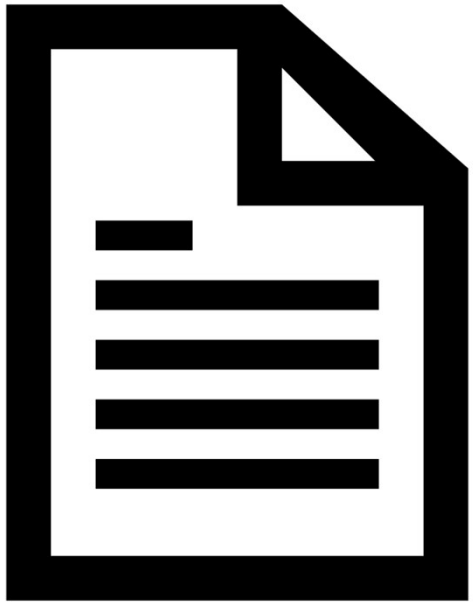
- Välised häired juhtmepaaris on tavaliselt sünfaassed.
- Kasulikud signaalid või toitevoolud on aga juhtmetes võrdsed kuid vastupidiste suundadega. Viimaste mõjul on südamikus magnetvoog null ja seega ahela takistus väike.
- Sünfaassete voolude magnetvood liituvad ja takistus neile on suur.
- Taolist seadet nimetatakse **sünfaasdrosseliks** (*common mode choke*)

Ferriitmantel



- Juhtmete ümber paigutamiseks sünfaassete häirete mahasurumise eesmärgil saab kasutada **ferriitmantlit** (*ferrite clamp*).
- Juhtme võib mantlist läbi tuua mitme keeruna.





Lisamaterjale

- Butterworth, S. (1930). "On the Theory of Filter Amplifiers„ https://www.changpuak.ch/electronics/downloads/On_the_Theory_of_Filter_Amplifiers.pdf, 14.10.24.
- .NET -- Compute Network Parameters in a .AC Analysis