

Toni Jääskeläinen

DIELEKTRINEN RESONAATTORI

Kandidaatintyö
Informaatioteknologian ja viestinnän tiedekunta
Tarkastaja: Jari Kangas
Joulukuu 2021

TIIVISTELMÄ

Toni Jääskeläinen: Dielektrinen resonaattori
Kandidaatintyö
Tampereen yliopisto
Tieto- ja sähkötekniikan kandidaattiohjelma, Sähkötekniikka
Joulukuu 2021

Resonaattorit ovat niiden luonnollisilla taajuuksilla värähteleviä rakenteita. Rakenne voi olla mekaaninen tai elektroninen. Tässä työssä keskitytään elektronisiin resonaattoreihin, tarkemmin häviöllisiin LC-resonaattoreihin ja dielektrisiin resonaattoreihin. Tämän työn motivaationa ovat erilaiset sovellukset, joissa dielektristä resonaattoria käytetään. Dielektrisiä resonaattoreita käytetään esimerkiksi oskillaattoreissa, jolloin puhutaan DRO:sta (engl. dielectric resonator oscillator). Tässä työssä sovelluksista kuitenkin annetaan lähinnä vain maininta, koska työssä keskitytään dielektriseen resonaattoriin komponenttina.

Työn tavoitteena oli tutustua dielektrisiin resonaattoreihin ja tarkastella niiden ominaisuuksia. Työ rajattiin dielektriseen resonaattoriin elektroniikan komponenttina, joten sen kytkemistä ulkoiseen piiriin ei käsitelty tässä työssä. Myöskään laboratoriototeutusta ei tehty, joten rakentelun ja mittausten sijaan keskityttiin simulointeihin ja niiden analysointiin.

Aluksi työssä esiteltiin resonaattoreita sekä niihin liittyviä tunnuslukuja ja piiritoteutuksia. Tämä tehtiin perehtymällä kirjallisuuteen, datalehtiin ja nettisivuihin. Tämän jälkeen syvennyttiin itse dielektrisiin resonaattoreihin ja vertailtiin niitä perinteisiin häviöllisiin LC-resonaattoreihin. Työssä mallinnettiin sekä häviöllisten LC- että dielektristen resonaattoreiden sijaiskytkentöjä ja simuloitiin kaistanleveyttä ja resonanssitaajuutta Q -arvon laskemista varten Multisim-ohjelmiston avulla.

Työssä havaitaan, että dielektrisen resonaattorin kaistanleveys ja Q -arvo ovat häviöllistä LC-sarjaresonaattoria huomattavasti parempia. Dielektrisen resonaattorin simulointitulokset ja teoreettiset arvot ovat käytännöllisesti katsoen samat. LC-sarjaresonaattorin osalta simulointitulokset vastaavat laskennallisia arvoja pääosin hyvin. Minimi- ja maksimitoleransseilla resonanssitaajuus jää hieman laskennallisen alle, mikä vaikuttaa niiden Q -arvoon. Tärkeimmät tunnusluvut on tau-lukoitu työn yhteenvedoon vertailun helpottamiseksi. Lisäksi simulointipiirikaaviot ja laskuissa käytetty MATLAB-koodi on annettu liitteenä.

Jatkokehitysideoina tälle työlle olisi selvittää, kuinka dielektrinen resonaattori saadaan kytkettyä osaksi muuta piiriä, esimerkiksi siirtolinjan avulla. Lisäksi testipiiristä voisi tehdä laboratoriototeutuksen ja mitata tarvittavat suureet Q -arvon ja kaistanleveyden laskemista varten sekä piiri-että spektrianalyysaattorilla. Näitä tuloksia voisi verrata sekä teoriaan että simulointeihin.

Avainsanat: resonaattori, dielektrinen, sijaiskytkentä, resonanssitaajuus, hyvyysluku, kaistanleveys

Tämän julkaisun alkuperäisyys on tarkastettu Turnitin OriginalityCheck -ohjelmalla.

ALKUSANAT

Omistan sähkötekniikan kandidaatintyöni Olli-Pekka Lundénin muistolle (1964–2020). Hän ehti lyhyen aikaa opettaa minulle suurtaajuustekniikan ihmeitä kurssilla ELT-41711 Johdatus suurtaajuustekniikkaan, josta kiinnostus tämän työn aiheeseen lähti.

Haluan kiittää ohjaajaani Jari Kangasta kiinnostavan aiheen tarjoamisesta ja laadukasta ohjauksesta työhön liittyen. Lisäksi ystäväilleni ja perheelleni kuuluu kiitos tuesta ja kannustuksesta.

Tampereella, 10. joulukuuta 2021

Toni Jääskeläinen

SISÄLLYSLUETTELO

1	JOHDANTO	1
2	RESONAATTORIT	3
2.1	LC-resonaattorit	3
2.1.1	Piiritoteutukset	3
2.1.2	Tunnusluvut	6
2.2	Dielektriset resonaattorit	10
2.2.1	Materiaalit	14
2.2.2	Sijaiskytkennät	17
3	SIMULOINNIT JA VERTAILUT	19
3.1	Simulointien toistaminen ja analysointi	19
3.1.1	LC-sarjaresonaattori	20
3.1.2	Dielektrinen resonaattori	27
3.2	Vertailu teoriaan	29
4	YHTEENVETO	32
	LÄHTEET	34
	Liite A LC-SARJARESONAATTORIN SIMULOINTIPIIRIKAAVIO	36
	Liite B DIELEKTRISEN RESONAATTORIN SIJAIKSKYTKENNÄN SIMULOINTIPIIRIKAAVIO	37
	Liite C MATLAB-KOODI	38

LYHENTEET JA MERKINNÄT

C	kapasitanssi
E_C	resonaattorin sähkökenttään keskimäärin varastoitunut energia
E_L	resonaattorin magneettikenttään keskimäärin varastoitunut energia
L	induktanssi
P_{havio}	resonaattorin tehohäviöt
Q -arvo	hyvyysluku
Q_m	dielektrisen resonaattorin hyvyysluku
R	resistanssi
X	reaktanssi
X_C	kapasitiivinen reaktanssi
X_L	induktiivinen reaktanssi
ϵ	aineen permittiivisyys
ϵ_0	tyhjiön permittiivisyys
ϵ_r	suhteellinen permittiivisyys eli dielektrisyysvakio
ϵ_r''	dielektrisyysvakion imaginääriosa
ϵ_r'	dielektrisyysvakion reaaliosa
Z	impedanssi
Z_C	kondensaattorin impedanssi
Z_L	kelan impedanssi
Z_R	vastuksen impedanssi
BW	kaistanleveys
μ_0	tyhjiön permeabiliteetti
ω	kulmataajuus
ω_0	resonanssikulmataajuus
f	taajuus
f_0	resonanssitaajuus
f_a	dielektrisen resonaattorin ylärajataajuus (antiresonanssi)

f_r	dielektrisen resonaattorin alarajataajuus (resonanssi)
DRO	oskillaattori, jossa käytetään dielektristä resonaattoria
ESR	ekvivalenttinen sarjaresistanssi

1 JOHDANTO

Resonaattorit ovat niiden luonnollisilla taajuuksilla värähteleviä rakenteita [1, s. 107]. Rakenne voi olla mekaaninen tai elektroninen. Tässä työssä keskitytään elektronisiin resonaattoreihin. Näitä ovat diskreeteillä komponenteilla tuotetut häviölliset LC-resonaattorit sekä mikroliuskoja varten suunnitellut keraamiset painonapit. Jälkimmäisiä kutsutaan dielektriksi resonaattoreiksi, joissa työn pääpainokin on.

Tämän työn motivaationa ovat erilaiset sovellukset, joissa dielektristä resonaattoria käytetään. Dielektrisiä resonaattoreita käytetään esimerkiksi oskillaattoreissa, jolloin puhutaan DRO:sta (engl. dielectric resonator oscillator) [2, s. 1]. Tässä työssä sovelluksista kuitenkin annetaan lähinnä vain maininta, koska työssä keskitytään dielektriseen resonaattoriin komponenttina.

Työn tavoitteena on tarkastella dielektristen resonaattoreiden ominaisuuksia. Tämä toteutetaan teorian ja käytännön avulla. Työssä perehdytään kirjallisuuteen, komponenttien datalehtiin ja nettisivuihin. Lisäksi työssä simuloidaan dielektrisen resonaattorin erästä sijaiskytkentää ja verrataan sitä häviölliseen LC-resonaattoriin ja teoriaan. Työ rajataan käsittelemään dielektrinen resonaattori yksittäisenä elektroniikan komponenttina. Sitä ei siis tässä työssä kytketä ulkoiseen piiriin sovelluskohteita varten. Työssä ei myöskään tehdä laboratoriototeutusta, vaan tulokset keskittyvät rakentelun ja mittauksen sijaan simuloimisiin.

Työ koostuu teoriaosasta sekä käytännön osuudesta. Teoriaosassa käsitellään ensin resonaattoreita yleisesti luvussa 2. Tämän jälkeen tehdään jaottelu perinteisiin häviöllisiin resonaattoreihin sekä dielektrisiin resonaattoreihin. Luvussa 2.1 esitellään häviöllisistä LC-resonaattoreista tyypillisimmät piiritoteutukset ja tärkeimmät tunnusluvut. Dielektrisiä resonaattoreita käsitellään tarkemmin luvussa 2.2. Alussa käsitellään dielektrisyyttä ja dielektrisiin resonaattoreihin sopivia materiaaleja. Myös näiden tärkeimmät tunnusluvut mainitaan. Teoriaosuuden lopussa käydään läpi dielektrisen resonaattorin erästä sijaiskytkentää.

Työn käytännön osuudessa simuloidaan sekä dielektrisen että häviöllisen LC-resonaattorin esimerkkikytkentöjä läpi ja analysoidaan tuloksia luvussa 3. Tuloksia vertaillaan teorian lisäksi myös keskenään. Työn hypoteesinä on, että dielektrinen resonaattori on häviöllistä LC-resonaattoria tehokkaampi ainakin hyvyysluvun suhteen. Työn lopussa on yhteenveto

sekä molempien resonaattorityyppien simulointipiirikaaviot ja laskuissa käytetty MATLAB-koodi liitteenä.

2 RESONAATTORIT

Resonaattorit ovat rakenteita, jotka värähtelevät luonnollisilla värähtelytaajuuksilla. Tällaisista taajuuksista käytetään nimitystä resonanssitaajuus. Matalille taajuuksille tarkoitettu elektroninen resonaattori muodostuu kondensaattoreista ja keloista. Korkeammilla taajuuksilla (mikroaallot) voidaan käyttää useita erilaisia rakenteita, kuten avoimia tai suljettuja aaltojohtoja, metallionteloita tai keraamista dielektristä sylinteriä. Tätä suuremmilla taajuuksilla (millimetriaallot) käytetään kvasioptisia resonaattoreita. [1, s. 107]

Resonaattoriirejä käytetään usein oskillaattoreiden osana tuottamaan tarvittava oskillointitaajuus. Lisäksi resonaattoreita voidaan käyttää vahvistimina, suodattimina, taajuusmittareina ym. [1, s. 107]

2.1 LC-resonaattorit

LC-piirit koostuvat kelasta (L) ja kondensaattorista (C). Nämä ovat reaktiivisia komponentteja. Kun näistä komponenteista muodostuvaan sähköpiiriin tuodaan herätesignaali, jonka taajuus on samassa vaiheessa piirin resonanssitaajuuden f_0 kanssa, alkaa piiri värähdellä kyseisellä taajuudella ja piirin energia kasvaa. Värähtelysyklissä kondensaattorin sähkökenttään varautunut energia siirtyy kelan magneettikenttään ja toisin päin. Ideaalisesti värähtely ei loppuisi koskaan, mutta reaktiivisillakin komponenteilla on resistiivisiä ominaisuuksia, joten värähtely vaimenee joka syklillä. [1, s. 108] Resonanssitaajuudella värähtelevä LC-piiri on LC-resonaattori.

2.1.1 Piiritoteutukset

Kahden komponentin LC-piirejä voidaan kytkeä joko sarjan tai rinnan. Ideaalisesti piireissä on vain kela (L) ja kondensaattori (C), mutta piireissä on aina resistiivisiä häviöitä, joita mallinnetaan vastuksen (R) avulla. Tällöin puhutaan RLC-piireistä. Vastuksen ominaisuus on resistanssi R , kelan ominaisuus on induktanssi L ja kondensaattorin ominaisuus on kapasitanssi C .

Rinnankytketyssä piirissä vastus, kela ja kondensaattori kytketään vastaavista terminaleistaan rinnakkain niin, että niiden yli on sama jännite. Rinnakkaisresonanssissa impedanssi saa maksimiarvonsa. Rinnankytketyn LC-piirin resonanssikulmataajuus on [3, s.

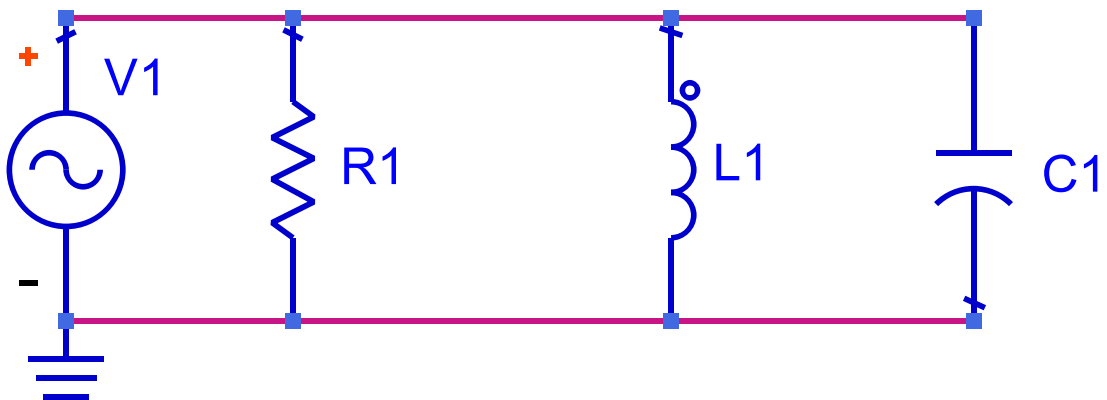
334]

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (2.1)$$

jonka yksikkö on rad/s. Kun muistetaan, että kulmataajuus $\omega = 2\pi f$, niin saadaan rinnankytketyn LC-piirin resonanssitaajuus hertseinä [1, s. 108]

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (2.2)$$

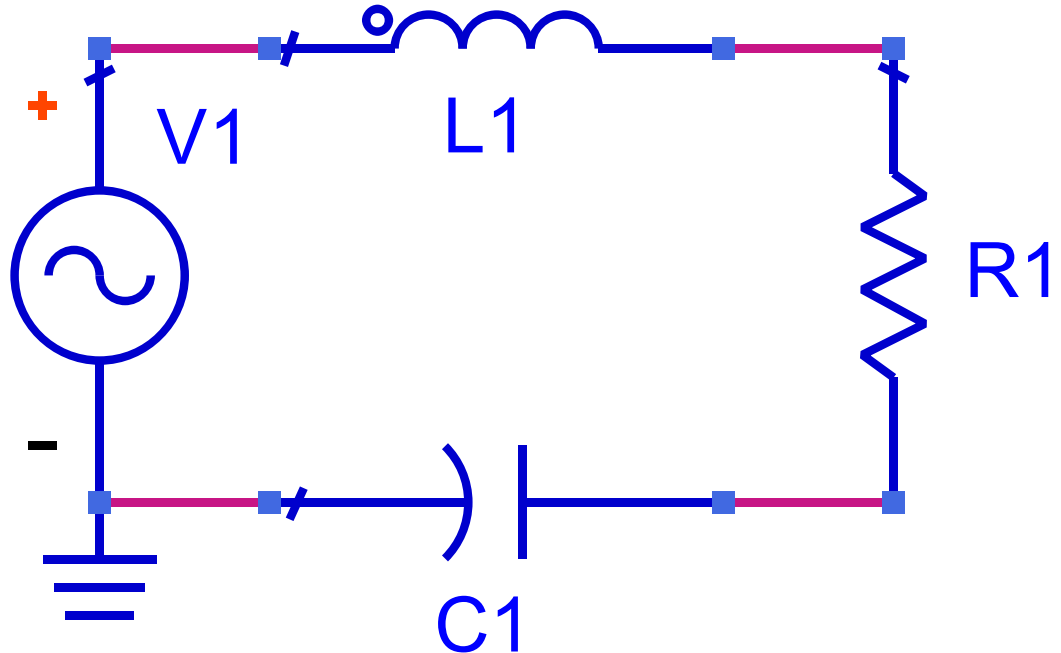
Kuvassa 2.1 on esitetty RLC-resonaattorin rinnankytkentä. Piiriin on kytketty myös signaalilähde, jonka taajuudeksi asetetaan f_0 (tai sen kokonaislukumonikerta).



Kuva 2.1. RLC-resonaattorin rinnankytkentä (sovellettu lähteestä [3, s. 330]). L1 on kela, C1 on kondensaattori ja V1 on signaalilähde, joka värähtelee samassa vaiheessa piirin resonanssitaajuuden kanssa. Vastus R1 kuvaa LC-piirin resistiivisiä häviöitä.

Sarjaankytketyssä piirissä vastus, kela ja kondensaattori kytketään terminaaleistaan peräkkäin niin, että niiden muodostaman piirin läpi kulkee sama virta. Sarjaresonanssissa impedanssi saa minimiarvonsa. Sarjaankytketyn LC-piirin resonanssikulmataajuus on sama kuin rinnankytketyllä LC-piirillä [3, s. 356], jolloin myös resonanssitaajuus on sa-

ma. Kuvassa 2.2 on esitetty RLC-resonaattorin sarjaankytkentä. Piiriin on kytketty jälleen myös signaalilähde, jonka taajuudeksi asetetaan f_0 (tai sen kokonaislukumonikerta).



Kuva 2.2. RLC-resonaattorin sarjaankytkentä (sovellettu lähteestä [3, s. 330]). $L1$ on kela, $C1$ on kondensaattori ja $V1$ on signaalilähde, joka värähtelee samassa vaiheessa piirin resonanssitaajuuden kanssa. Vastus $R1$ kuvaa LC-piirin resistiivisiä häviöitä.

Impedanssi on kompleksinen suure, joka voidaan ilmaista reaaliosan ja imaginääriosan avulla yleisesti

$$\mathbf{Z} = R + j\omega X, \quad (2.3)$$

jossa R on resistanssi ja X on reaktanssi. Reaaliosa kuvaa häviötehoa, eli miten sähkömagneettinen teho muuntuu lämmöksi. Reaktanssi koostuu yleisessä tapauksessa induktiivisesta reaktanssista X_L sekä kapasitiivisesta reaktanssista X_C . Nämä osoittavat imaginääriakselilla eri suuntiin, jolloin kokonaisreaktanssi ilmaistaan muodossa

$$X = X_L - X_C. \quad (2.4)$$

Vastuksen impedanssi on reaalinen, joten $\mathbf{Z}_R = R$. Kelan impedanssi on imaginäärinen ja osoittaa positiivisen imaginääriakselin suuntaan, joten $\mathbf{Z}_L = jX_L = j\omega L$. Kondensaat-

torin impedanssi on imaginäärinen ja osoittaa negatiivisen imaginääriakselin suuntaan, joten $Z_C = -jX_C = -j\frac{1}{\omega C}$. [3, s. 431]

Resonanssitaajuudella reaktanssit ovat yhtä suuret, joten $X = 0$ [3, s. 668], ja jäljelle jää vain resistanssi. Kaavassa (2.2) esitetty resonanssitaajuus saadaan siis merkkamalla

$$X_L - X_C = 0 \Leftrightarrow \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}. \quad (2.5)$$

Ratkaisemalla tästä kulmataajuus, saadaan kaavan (2.1) tulos

$$\omega_0^2 L = \frac{1}{C} \Leftrightarrow \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \Leftrightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (2.6)$$

jonka jakaminen tekijällä 2π tuottaa kaavassa (2.2) mainitun resonanssitaajuuden f_0 .

2.1.2 Tunnusluvut

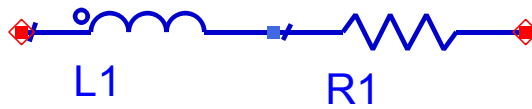
Resonaattoreille tyypillisiä tunnuslukuja ovat resonanssitaajuus, Q -arvo ja kaistanleveys. Dielektrisen resonaattorin tunnuslukuihin kuuluu myös dielektrisyysvakio. Lisäksi Q -arvo lasketaan eri tavalla dielektrisille resonaattoreille.

Q -arvo eli hyvyysluku on resonaattoreiden tärkeimpiä tunnuslukuja. Se kuvaa piiriin varastoidun energian suhdetta sen tehohäviöihin tietyllä taajuudella. Q -arvo voidaan ilmaista yleisesti kaavalla [4, s. 274]

$$Q(\omega) = \omega \cdot \frac{E_L + E_C}{P_{\text{hävio}}}, \quad (2.7)$$

jossa E_L on resonaattorin magneettikenttään keskimäärin varastoitunut energia, E_C on resonaattorin sähkökenttään keskimäärin varastoitunut energia ja $P_{\text{hävio}}$ kuvaa resonaattorin tehohäviöitä tietyllä kulmataajuudella ω .

Kelan Q -arvoon vaikuttaa olennaisesti sen sisäinen resistanssi. Kuvassa 2.3 esitetään epäideaalisen kelan sijaiskytkentä.



Kuva 2.3. Epäideaalisen kelan $L1$ sijaiskytkentä (perustuu lähteeseen [5]). $R1$ kuvaa kelan resistiivisiä häviöitä.

Kelan Q -arvo kuvaa sen induktiivisen reaktanssin X_L suhdetta sen epäideaaliseen resistanssiin R_L . Tämä voidaan ilmaista kaavalla [5]

$$Q = \frac{X_L}{R_L}. \quad (2.8)$$

Käytännössä Q -arvon perusteella voidaan mitata kelan magneettikenttään varastoituneen energian suhde resistanssin takia häviävään energiaan jokaisella resonanssisyklillä [6, p. 162]. Induktiivinen reaktanssi voidaan ilmaista kulmataajuuden ω avulla seuraavasti

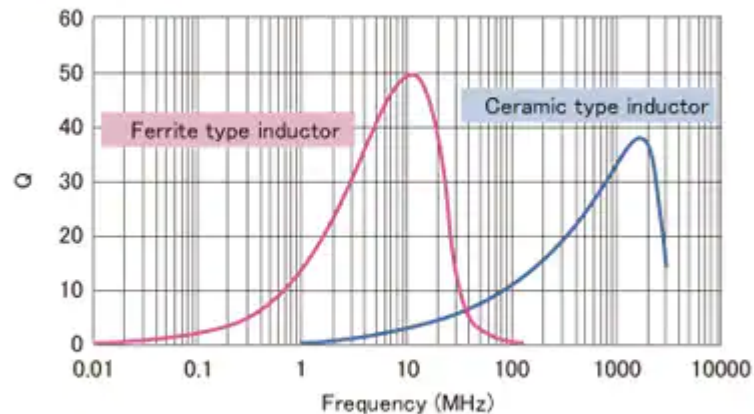
$$X_L = \omega L = 2\pi fL. \quad (2.9)$$

Tämä mahdollistaa Q -arvon ilmaisemisen toisessa muodossa

$$Q = \frac{\omega L}{R_L} = \frac{2\pi fL}{R_L}. \quad (2.10)$$

Tästä muodosta nähdään, että mitä korkeammalla taajuudella kela resonoi tai mitä korkeampi induktanssi sillä on (ja matalampi resistanssi), sitä korkeampi Q -arvo on. Tämä pätee kuitenkin vain tiettyyn rajaan asti, sillä korkeilla taajuuksilla kapasitiivinen reaktanssi alkaa vaikuttamaan Q -arvoon vähentävästi. Korkeilla taajuuksilla myös itseisresonanssi alkaa vaikuttamaan haitallisesti. R ja L ovat myös taajuusriippuvia itsessään: suurella taajuudella on pieni tunketumissyvyys eli efektiivinen pinta-ala, josta seuraa suurempi resistanssi (kyseessä on ilmiö, jota kutsutaan englanniksi nimellä *skin effect*) [7, kappale 9.10]. Kuvassa 2.4 TDK Corporation on havainnollistanut, miten taajuus ja eri substraattimateriaalit vaikuttavat kelan Q -arvoon kaavan (2.10) mukaisesti.

□ Q value and frequency response of inductors with different substrate material



Q value changes depending on frequency and substrate material. In the frequency range of several hundred MHz and above, ferrite substrates cannot be used, and dielectric ceramics are used instead.

Kuva 2.4. Eri substraattimateriaaleista tehtyjen kelojen Q -arvo ja taajuusvaste (tark. amplitudivaste) (kuva rajattu lähteestä [8]). Kuvasta nähdään, että useiden satojen MHz taajuudella täytyy käyttää dielektrisiä keraamisia materiaaleja.

Kondensaattoreille voidaan määritellä Q -arvo kapasitiivisen reaktanssin avulla

$$Q = \frac{X_C}{R_C}. \quad (2.11)$$

Kapasitiivinen reaktanssi voidaan ilmaista kulmataajuuden ω avulla seuraavasti

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}. \quad (2.12)$$

Tämä mahdollistaa Q -arvon ilmaisemisen toisessa muodossa

$$Q = \frac{1}{2\pi f C R_C}. \quad (2.13)$$

Q -arvo kuvaa siis kondensaattorin sähkökenttään varastoituneen energian suhdetta resistiivisesti häviävään energiaan "mittaustaajuudella". Kaavasta (2.13) nähdään, että mitä pienempi kapasitanssi, taajuus tai resistiiviset häviöt, sitä suurempi Q -arvo kondensaattorilla on (lähes itseisresonanssitaajuuteen asti). [6, p. 163]

Kun yhdistetään kelan ja kondensaattorin resistiiviset häviöt, saadaan LC-piirin kokonaisresistanssi R . Kelan ja kondensaattorin parasiittiset resistanssit eivät välttämättä ole sarjassa, mutta kelan ja kondensaattorin resistiiviset häviöt on mahdollista esittää ekvivalenttisen RLC-kytkennän resistanssin avulla.

Näiden tulosten avulla voidaan määrittellä Q -arvo LC-resonaattoreille. Q -arvo on eri sarjaan- ja rinnankytketyille piireille. Kun kaavaan (2.10) syötetään kulmataajuuden paikalle resonanssikulmataajuus kaavasta (2.1) ja kokonaisresistanssi R , saadaan

$$Q = \frac{\frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot L}{R} = \frac{1}{R} \cdot \frac{L}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{R} \cdot \frac{\sqrt{L}}{\sqrt{C}}. \quad (2.14)$$

Sarjaankytketyn LC-resonaattorin Q -arvo on siis [9]

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (2.15)$$

Rinnankytketyssä piirissä impedanssi on käänteinen sarjaankytkettyyn nähden ja voidaan puhua admittansseista. Kun merkitään kaavaan (2.10) impedanssien tilalle niiden käänteisarvot ja kokonaisresistanssi, saadaan

$$Q = \frac{R}{\omega L}. \quad (2.16)$$

Sijoittamalla tähän resonanssikulmataajuus, kuten edellä, saadaan

$$Q = \frac{R}{\frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot L} = R \cdot \frac{1}{\frac{L}{\sqrt{LC}}} = R \cdot \frac{\sqrt{C}}{\sqrt{L}}. \quad (2.17)$$

Rinnankytketyn LC-resonaattorin Q -arvo on siis sarjaankytketyn käänteisarvo [10]

$$Q = R \sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (2.18)$$

Q -arvo määrittelee myös resonanssitaajuuden suhteen kaistanleveyteen seuraavasti [6, p. 163]

$$Q = f_0/BW. \quad (2.19)$$

Kaistanleveys kuvaa, kuinka suurella taajuusalueella piiri toimii tarkoituksenmukaisesti. Yleensä tämä tarkoittaa, että piirin ulostulo on vahvistettu tai sama kuin piirin sisäänmeno. Kaistanleveys määritellään tyypillisesti puolen tehon taajuuden avulla. Tämä tarkoittaa, että rajataajuudet saadaan kohdista, joissa amplitudivasteen teho on tippunut puoleen huippuarvostaan (maksimista tai minimistä). Jännitteen, virran ja impedanssin kohdalla puolen tehon pisteen amplitudivaste on tippunut arvoon $1/\sqrt{2} \approx 0,707$ huippuarvostaan, koska teho on neliöllinen suure. [11]

Kun muunnetaan kaava (2.19) muotoon

$$BW \cdot Q = f_0 \quad (2.20)$$

ja sijoitetaan siihen resonanssitaajuus kaavasta (2.2) sekä sarjaankytketyn RLC-piirin Q -arvo kaavasta (2.15), saadaan kaistanleveys sarjaankytketylle RLC-piirille:

$$\frac{BW}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Leftrightarrow BW \cdot \frac{\sqrt{L}}{\sqrt{C}} = \frac{R}{2\pi\sqrt{L}\sqrt{C}}, \quad (2.21)$$

josta saadaan

$$BW \cdot \sqrt{L} = \frac{R\sqrt{C}}{2\pi\sqrt{L}\sqrt{C}}. \quad (2.22)$$

Tästä päästään muotoon

$$BW = \frac{R}{2\pi L}, \quad (2.23)$$

josta nähdään, että sarjaresonanssiin kaistanleveys lasketaan samalla tavalla kuin passiivisen ensimmäisen asteen RL-suotimen rajataajuus [12].

Rinnakkaisresonanssiin kaistanleveyden määrittämistä varten sijoitetaan kaavaan (2.20) resonanssitaajuus kaavasta (2.2) sekä rinnankytketyn RLC-piirin Q -arvo kaavasta (2.18):

$$BW \cdot R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Leftrightarrow BW \cdot R = \frac{\sqrt{L}}{2\pi\sqrt{L}\sqrt{C} \cdot \sqrt{C}}. \quad (2.24)$$

Tästä päästään muotoon

$$BW = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (2.25)$$

josta nähdään, että rinnakkaisresonanssiin kaistanleveys lasketaan samalla tavalla kuin passiivisen ensimmäisen asteen RC-suotimen rajataajuus [12].

2.2 Dielektriset resonaattorit

Dielektristen resonaattoreiden yksi ominaispiirre on permittivyyks, joka kuvaa, millä voimakkuudella aine kykenee vuorovaikuttamaan ulkoisen sähkökentän kanssa. Aineessa oleva varausjakauma juontuu permittiivisyydestä. [13, s. 12] Permittiiviset materiaalit ovat eristeitä ja niissä kokonaisvaraus on nolla. Ulkoisen sähkökentän vaikutuksesta dipolien

suunnat kuitenkin muuttuvat ja aine polarisoituu. Tästä seuraa, että jossain reunalla on ylimääräistä positiivista varausta ja jossain muualla taas ylimääräistä negatiivista varausta.

Dielektrinen vakio tarkoittaa suhteellista permittiivisyyttä, joka kuvaa aineen permittiivisyyden suuruutta suhteutettuna tyhjiön permittiivisyyteen. Aineen permittiivisyyden ja tyhjiön permittiivisyyden välistä suhdetta voidaan havainnoida kaavalla [13, s. 12]

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}, \quad (2.26)$$

jossa ϵ on aineen permittiivisyys ja ϵ_0 on tyhjiön permittiivisyys ($8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m). Aineen permittiivisyys ja siten myös dielektrinen vakio riippuvat sähkökentän taajuudesta. Siksi ϵ mitataan tarvittavalla taajuusalueella. Dielektrinen vakio on mahdollista ilmaista kompleksisessa muodossa kaavalla [13, s. 12]

$$\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r'', \quad (2.27)$$

jossa ϵ_r' kuvaa dielektrisen vakion reaali-osaa ja ϵ_r'' kuvaa vastaavasti kyseisen vakion imaginääriosaa. Reaali-osa kuvaa, kuinka paljon sähkökentän energiaa voi varastoitua materiaaliin. Kyseinen osa vaikuttaa esimerkiksi suoraan levykondensaattorin kapasitanssin suuruuteen, jolloin reaali-osan avulla voidaan päätellä, kuinka moninkertaiseksi kapasitanssin on mahdollista kasvaa eri aineiden välillä. Imaginääriosa kuvaa materiaalin häviöllisyyttä. Sähkökentän vaikutuksen alla tapahtuu energian häviämistä kun dielektrisen väliaineen dipolit orientoituvat sähkökentän suunnan vaihtuessa joka kerta uudelleen. [13, s. 12]

LC-resonaattoreihin verrattuna dielektristen resonaattoreiden Q -arvo voidaan määrittellä kompleksisen dielektrisyysvakion avulla seuraavasti [14, s. 130]

$$Q_m = \frac{\epsilon_r'}{\epsilon_r''}. \quad (2.28)$$

Dielektrisen resonaattorin Q -arvoon vaikuttaa myös resonaattorin geometria. Kaava (2.28) on materiaalille ja pohjautuu datalehtiin.

Dielektrisen resonaattorin hyvyysluku on tyypillisesti hyvin korkea. Korkea hyvyysluku on pienten häviöiden ja suuren ϵ_r' :n ansiota. Se on yleensä 30–100. [1, s. 117] Dielektrinen resonaattori myös oskilloi vakaasti suuresta taajuudesta huolimatta. Dielektriselle resonaattorille on myönnetty suomalainen patentti [15].

Normaalisti dielektrisyysvakion eli eristevakion haluttaisiin olevan pieni esimerkiksi piiri-levyissä, jotta signaalit etenisivät tehokkaasti. Dielektrisen resonaattori muodostaa tähän

poikkeuksen, koska sille on ominaista muodostaa seisova aalto etenevän aallon sijaan. [16, s. 8] Tyhjiössä sähkömagneettiset aallot etenevät valonnopeudella [7, s. 358]

$$c = 1/\sqrt{\mu_0\epsilon_0}, \quad (2.29)$$

jossa μ_0 on tyhjiön permeabiliteetti. Seisovan aallon tapauksessa etenevä ja heijastuva aalto liikkuvat eri suuntiin, muodostaen paikallaan värähtelevän aallon [7, s. 9].








Suuri dielektrisyysvakio mahdollistaa myös pienen koon verrattuna ilmaonkalo-resonaattoriin [14, s. 130]. Dielektrisyysvakio vaikuttaa myös jollakin tietyllä geometrialla resonanssitaajuuteen seuraavasti [14, s. 130]

$$f_r \approx \frac{233}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot V^{1/3}}, \quad (2.30)$$

jossa tilavuus V ilmoitetaan yksikössä mm^3 . Myös tästä kaavasta nähdään, että tietyllä taajuudella suuri dielektrisyysvakio mahdollistaa pienen koon.


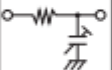
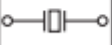
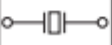
Dielektrisillä keraamisilla resonaattoreilla on eri värähtelytiloja, jotka toimivat tietyillä taajuusalueilla. Murata on esittänyt näitä kuvassa 2.5. Kuvasta nähdään, että esimerkiksi thickness expansion mode toimii yli 1 MHz taajuudelta aina 100 MHz asti.

Vibration Mode and Frequency Range

		Frequency (Hz)						
Vibration Mode		1k	10k	100k	1M	10M	100M	1G
1	Flexural mode 	█						
2	Length mode 			█				
3	Area expansion mode 			█				
4	Radius vibration 			█				
5	Shear thickness mode 				█			
6	Thickness expansion mode 				█			
7	Surface acoustic wave 					█		

[Note] : ←→ show the direction of vibration

Characteristics of Various Oscillator Elements

Name	Symbol	Price	Size	Adjustment	Oscillation Frequency Initial Tolerance	Long-term Stability
LC		lower cost	Big	Required	±2.0%	Fair
CR		lower cost	Small	Required	±2.0%	Fair
Crystal Unit		Expensive	Big	Not required	±0.001%	Excellent
Ceramic Resonator		Inexpensive	Small	Not required	±0.5%	Excellent

Kuva 2.5. Dielektristen resonaattoreiden värähtelytilat ja ominaisuudet muihin oskillointielementteihin nähden [16, s. 2].

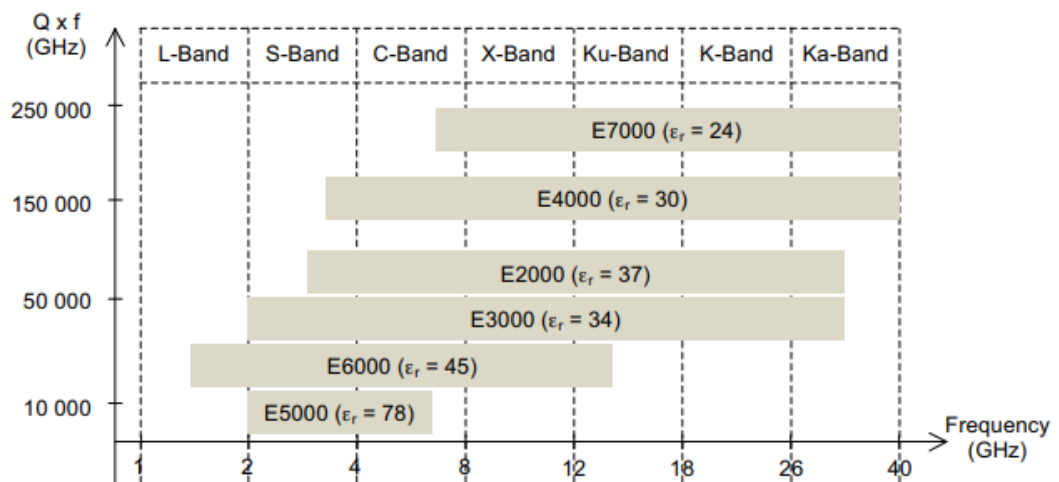
Murata on esittänyt kuvassa 2.5 myös, että keraaminen dielektrinen resonaattori on halpa ja pienikokoinen sekä vakaa pitkällä aikavälillä. Kooltaan ja vakaudeltaan se peittoaa perinteiset oskillointielementit. Vakautensa ansiosta se ei myöskään vaadi säätöä, kuten perinteisesti on ollut tapana, ja sen oskillointitajuuden alkutoleranssi on vain kideoskillaattoria huonompi. Myös lämpöstabiilisuus on perinteisiä resonaattoreita parempi [14, s. 129].

2.2.1 Materiaalit

Dielektriset resonattorit ovat tyypillisesti kiekon, sylinterin, kuution tai suorakulmaisen särmiön muotoisia, mutta kustomoidut muodot ovat myös mahdollisia [14, s. 134]. Joissain tilanteissa dielektrinen resonattori vaatii oikein toimiakseen välikappaleen (engl. spacer) [14, s. 134].

Esimerkiksi dielektriselle keraamiselle materiaalille ja sitä käyttävälle dielektriselle resonattorille on myönnetty oma patenttinsa [17]. Patentista käy ilmi, että erilaiset keraamit sopivat hyvin dielektrisen resonattorin materiaaleiksi. Keraameissa käytetyt oksidit voivat olla esimerkiksi erilaisia titaanioksideja [1, s. 117].

Kuvassa 2.6 Exxelia Temex on havainnollistanut eri keraamisten materiaalien häviöitä ja käyttötaajuuksalueita. Häviöt on kuvattu muodossa $Q \times f$ [14, s. 130], jolloin suurempi arvo tarkoittaa vähemmän häviöitä tietyllä taajuudella tai että tietyillä häviöillä voidaan toimia korkeammilla taajuuksilla.



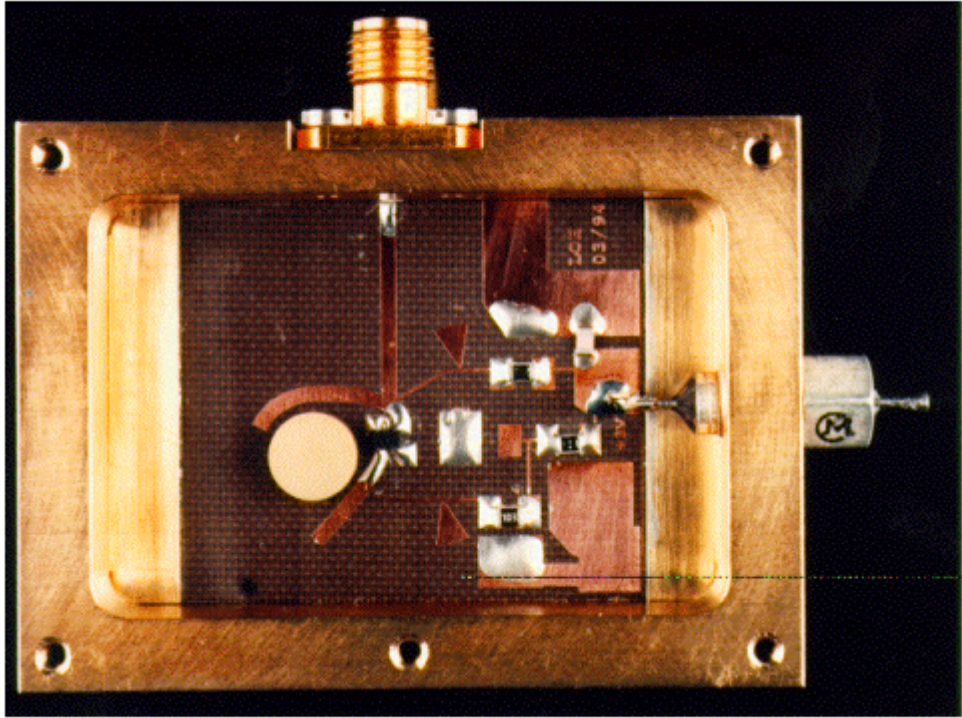
Kuva 2.6. Eri materiaalien häviöt ja käyttötaajuuksalueet [14, s.132].

Eri materiaalit sopivat eri sovelluksiin: E4000 ja E7000 sopivat esimerkiksi armeijan tutkiin ja radiolinkkeihin, kun taas E2000 sopii esimerkiksi ovenavaus- hälytysjärjestelmiin [14, s. 132]. Exxelia Temex on koonnut kuvaan 2.7 yhteenvedon materiaalien ominaisuuksista taulukkomuodossa.

	E2000	E3000	E4000	E5000	E6000	E7000
Dielectric constant	37	34	30	78	45	24
Typical Q factor	5000 @ 10 GHz	4000 @ 10 GHz	15000 @ 10 GHz	1600 @ 5 GHz	8000 @ 5 GHz	23000 @ 10 GHz
Recommended frequency range	3 to 30	2 to 30	3 to 40	2 to 5	1.5 to 15	10 to 24
Available t_r (ppm/°C)	0 to 15	0 to 10	0 to 10	0	-6 to 12	0 to 6
Thermal expansion (ppm/°C)	6	5	10	8	6.5	10
Insulation resistivity (Wm^{-1}) (25°C)	10^{15}	10^{15}	10^{15}	10^{14}	10^{15}	10^{15}
Thermal conductivity ($\text{Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$) (25°C)	2.1	1.7	2.5	2.9	2.1	3.2
Water absorption (%)	< 0.01	< 0.01	< 0.01	< 0.01	< 0.01	< 0.01
Density	5.2	5.3	7.6	5.6	4.9	7.5
Oxide composition	Zr Sn Ti	Zr Sn Ti	Ba Zn Ta	Ba Sm Ti	Ti Zr Nb Zn	Ba Mg Ta

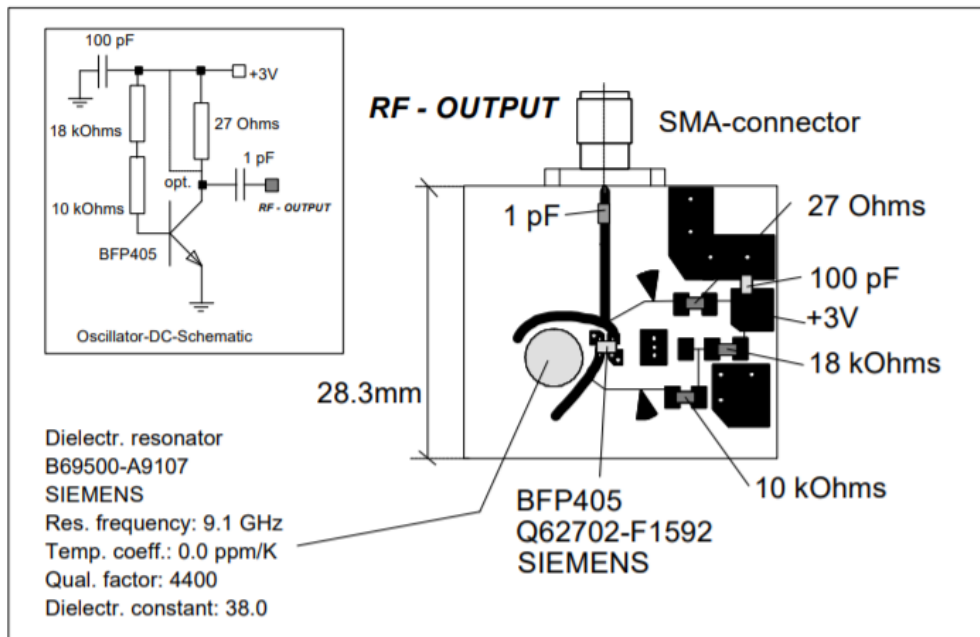
Kuva 2.7. Eri materiaalien ominaisuudet taulukoituna [14, s.133]. Kuvassa suositeltu taajuusalue on esitetty yksikössä GHz.

Siemens Semiconductor Group on käsitellyt erästä dielektrisen resonaattorin kiinnostavaa sovelluskohdetta [2]. Kuvassa 2.8 on esitetty 10 GHz taajuudella toimivan dielektrisen resonaattori-oskillaattorin laboratoriototeutus. Oskillaattorin stabilointi on tehty rinnakkaisella takaisinkytkennällä.



Kuva 2.8. Labraversio DRO:sta [2, s. 1]. Tässä ei ole mukana kansilevyä, viritysruuvia eikä 1 pF DC-blokkikondensaattoria.

Kuvassa 2.9 on esitetty kyseisen DRO:n layout. Tästä käy ilmi, että dielektrinen resonaattori on vasemmalla oleva pyöreä painonappi.



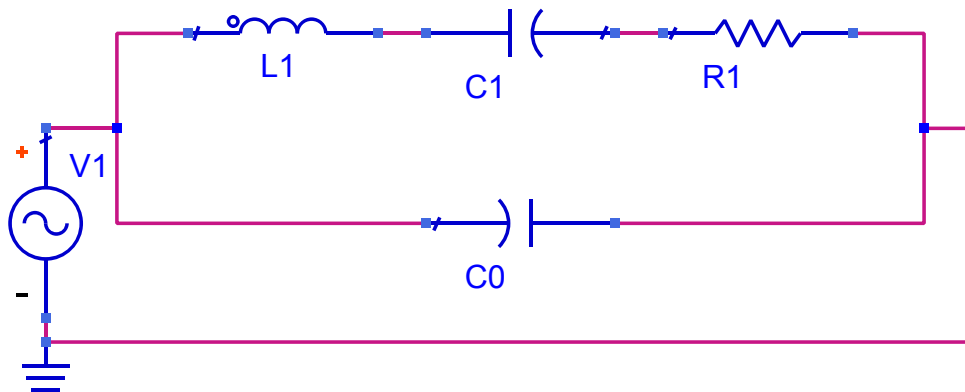
Kuva 2.9. Labraversio DRO:n layout [2, s. 2]. Tästä on tehty paranneltu versio [2, s. 4], jonka fyysinen toteutus eroaisi aiemmasta kuvasta 2.8.

Vaikka sovelluskohteet ovat motivaationa tälle työlle, ei niitä käsitellä tässä tarkemmin. Sen sijaan esitellään dielektristen resonaattoreiden mahdollisia sijaiskytkentöjä.

2.2.2 Sijaiskytkennät

Dielektristen resonaattoreiden mallintaminen ei ole yksiselitteistä, koska resonaattoreita on erimuotoisia ja niitä valmistetaan eri materiaaleista. Täten niiden parametrit myös vaihtelevat. [14, s. 132-134] [18, s. 4] Simion esittää IEEE:n konferenssijulkaisussa [19] erään sylinterimäisen dielektrisen resonaattorin sijaiskytkennän, joka on yhdistetty mikroliuskaan.

Muratan datalehdessä [16, s. 6] esitetään myös eräänlainen keraamisen resonaattorin sijaiskytkentä. Resonaattori on kuin häviöllinen sarjaankytketty LC-resonaattori, mutta sillä on lisäksi rinnakkainen ekvivalenttinen kapasitanssi C_0 (kuva 2.10). Rajatulla taajuusalueella keraaminen resonaattori toimii kuin häviöllinen kela.



Kuva 2.10. Keraamisen dielektrisen resonaattorin sijaiskytkentä (sovellettu lähteestä [16, s. 6]).

Dielektriselle resonaattorille on määritelty ylä- ja alarajataajuudet, joiden erotuksena saadaan dielektrisen resonaattorin kaistanleveys [16, s. 6]

$$BW = f_a - f_r, \quad (2.31)$$

jossa ylärajataajuus $f_a = f_r \cdot \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}}$ on antiresonanssitaajuus ja alarajataajuus $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$ on resonanssitaajuus. Tässä L_1 on sarjainduktanssi ja C_0 rinnakkainen ekvivalenttinen kapasitanssi.

Dielektrisen resonaattorin Q -arvo voidaan laskea sijaiskytkennän komponenttien avulla kaavalla [16, s. 6].

$$Q_m = \frac{1}{2\pi f_r C_1 R_1}, \quad (2.32)$$

jossa C_1 on sijaiskytkennän sarjakapasitanssi ja R_1 on sijaiskytkennän sarjaresistanssi.

3 SIMULOINNIT JA VERTAILUT

Tässä luvussa simuloidaan häviöllisen sarjaankytketyn LC-resonaattorin piiritoteutusta sekä dielektrisen resonaattorin sijaiskytkentää. Sarjaankytketylle LC-resonaattorille simuloidaan teoreettiset arvot, nominaaliset arvot E12-sarjasta [20] sekä kyseisen sarjan toleranssin ($\pm 10\%$) mukaiset minimi- ja maksimiarvot. Tulosten analysoinnin lisäksi niitä vertaillaan keskenään sekä teoriaan.

Alun perin tarkoitus oli simuloida käyttäen Keysightin (PathWave) Advanced Design System -ohjelmistoa (jolla teoriaosion piirikaaviot tehtiin), mutta työssä siirryttiin myöhemmin käyttämään National Instrumentsin Multisim -ohjelmiston Education Edition -versiota 14.1.0 [21], koska se oli toiminnaltaan tutumpi. Piireihin on lisätty komponenttien ja signaalilähteen lisäksi sisäänmenoon jännite- ja virtamittapäät, joiden suhteena (tässä järjestyksessä) saadaan simuloitua koko piirin impedanssi. Häviöllisen LC-sarjaresonaattorin simulointipiirikaavio on nähtävissä liitteessä A ja dielektrisen resonaattorin sijaiskytkennän simulointipiirikaavio liitteessä B.

3.1 Simulointien toistaminen ja analysointi

Kelan parasiittisia ominaisuuksia mallinnetaan LC-resonaattorin avulla sarjaankytkennässä. Tämä perustuu siihen tyypilliseen oletukseen, että kondensaattorin R_C on selkeästi pienempi kuin kelan R_L . Kelan kanssa sarjaan on kuitenkin lisättävä sellainen erillinen kondensaattori, joka mahdollistaa halutun resonanssitaajuuden. Valitsemalla käyttötaajuudeksi 4 MHz, voidaan käyttää sellaista kelaa, jonka itseisresonanssitaajuus on 22 MHz, koska se on tarpeeksi kaukana käyttötaajuudesta. Datalehdessä [22, s. 5] löydetään kelan induktanssiksi tällä taajuudella 10 μH . Ratkaisemalla kaavasta (2.2) C , saadaan sen avulla laskettua kondensaattorin arvoksi 158,3 pF (E12-sarjasta 150 pF). Kaavaan sijoitetaan käyttötaajuus.

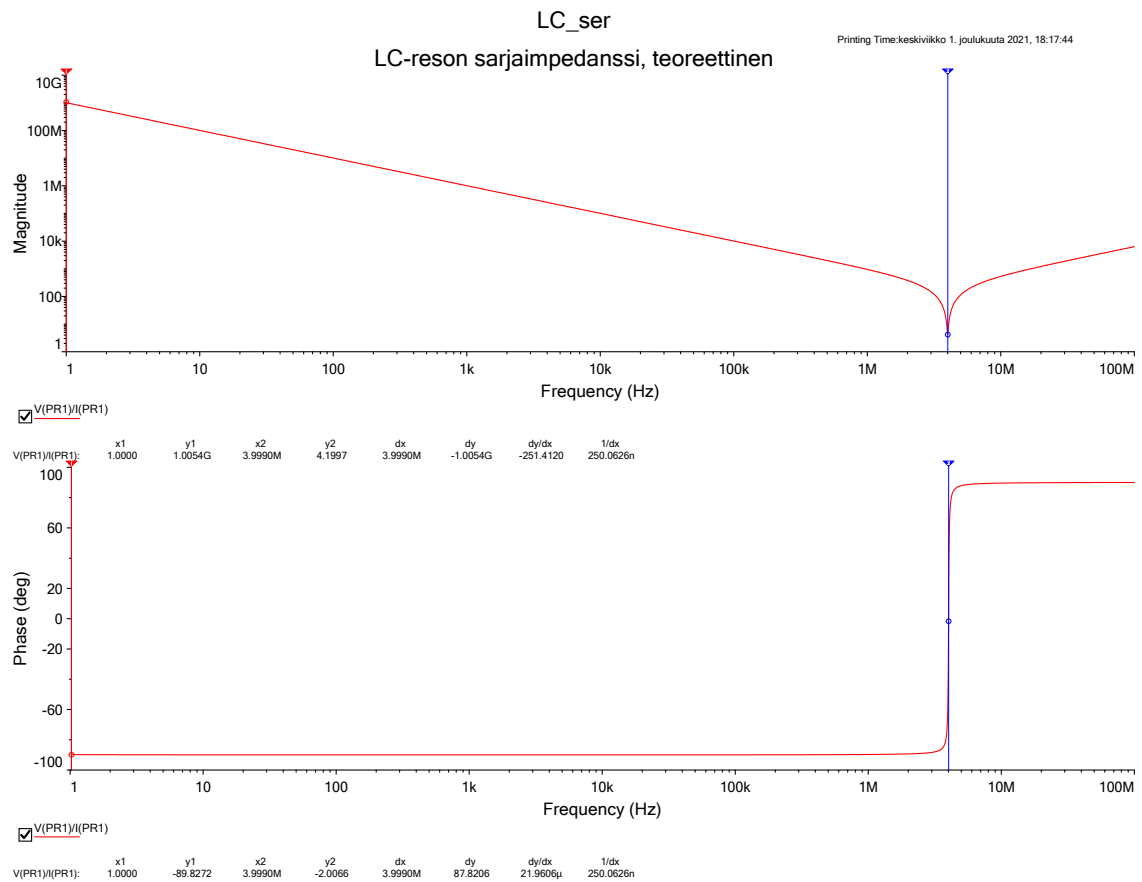
Resistanssin arvona käytetään AC-resistanssia, joka voidaan laskea Q -arvon avulla kaavasta (2.10), kun siitä ratkaistaan R . Q -arvon laskemiseen on datalehdessä käytetty hieinan matalampaa taajuutta ($f_Q = 2,52$ MHz) kuin resonaattorin käyttötaajuus. Se on kuitenkin arvioitavissa datalehden kuvaajista myös käyttötaajuudella (jolloin $Q \approx 60$) [22, s. 7]. AC-resistanssi (kelan ESR) on laskettava käyttötaajuudella, joten simuloinneissakin käytetään sitä. Lisäksi komponenttien standardiarvojen valinta aiheuttaa heittoa teoret-

tisiin arvoihin. AC-resistanssiksi saadaan noin $4,19 \Omega$ (tätä ei vastaa oikea komponentti). Kun ESR lasketaan taajuuden f_Q avulla, saadaan vastuksen arvoksi noin $0,40 \Omega$ ja kelan itseisresonanssitaajuuden avulla noin $34,6 \Omega$. Tästä siis nähdään *skin effect* -ilmiön vaikutus: mitä korkeampi taajuus, sitä suurempi ESR.

Kaistanleveyden simuloimiseksi kursorit siirrettiin kohtaan, jossa amplitudivasteen arvo resonanssitaajuudella kerrottiin luvulla $\sqrt{2}$, koska kuvaajan piikki oli minimi (notch-tyyppi). LC-resonaattorin Q -arvo voidaan laskea myös kapasitiivisuuteen perustuvalla kaavalla 2.13, kun R_C :n paikalle syötetään kelan ESR eli R_L . Tässä on oikaistu, koska käytössä ei ole kondensaattorin ESR:ää. Tämä pätee kuitenkin siksi, että kelan häviöt ovat tyypillisesti kondensaattoria suuremmat. Tällöinkin saadaan sama tulos, $Q = 60$.

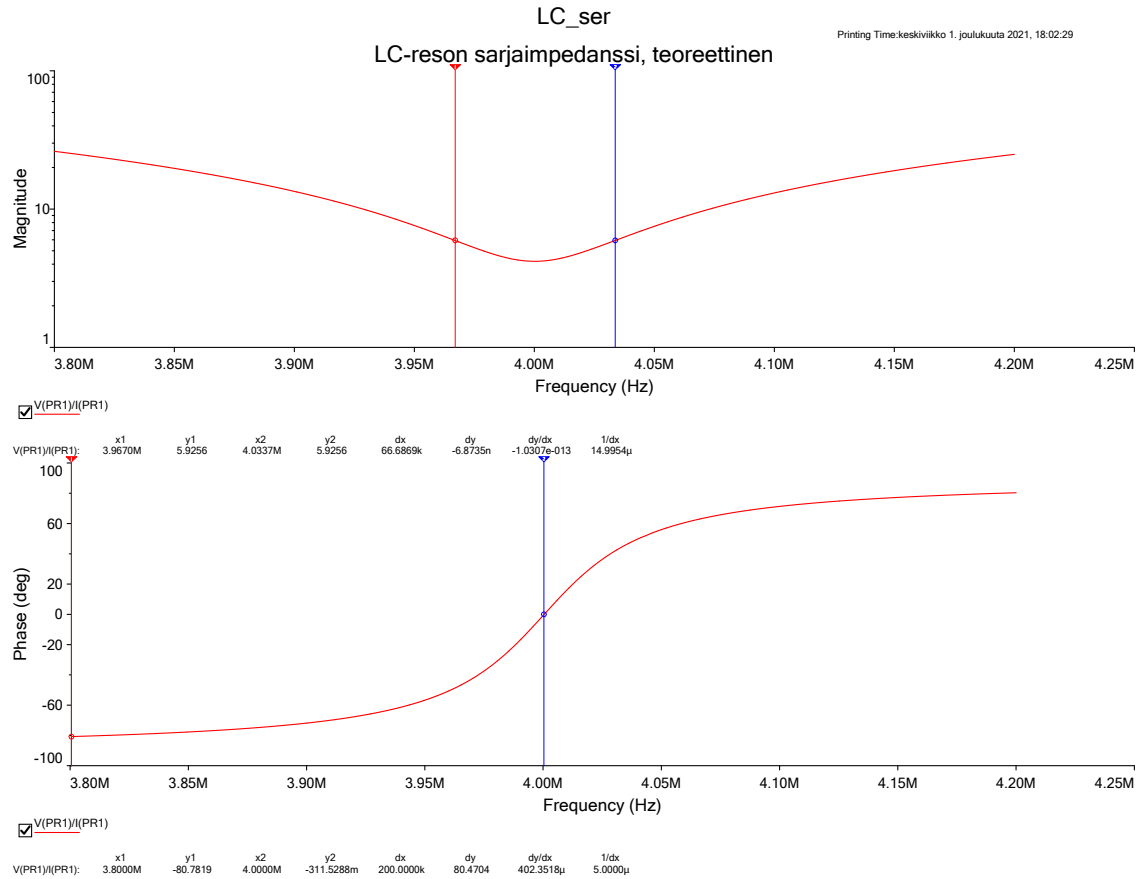
3.1.1 LC-sarjaresonaattori

Kuvassa 3.1 on esitetty häviöllisen LC-sarjaresonanssipiirin impedanssi teoreettisilla arvoilla. Tästä nähdään, että sarjaresonanssipiirin impedanssi on ensin kapasitiivinen ja resonanssitaajuuden jälkeen induktiivinen. Myös vaihe vaihtaa merkkiään (nollan kautta) resonanssitaajuudella. Resonanssitaajuus on 4 MHz ja impedanssi on minimissään noin $4,2 \Omega$ eli piirin vastuksen verran. Yleiskuvan simulointi ei anna yhtä tarkkoja arvoja kuin zoomattu versio.



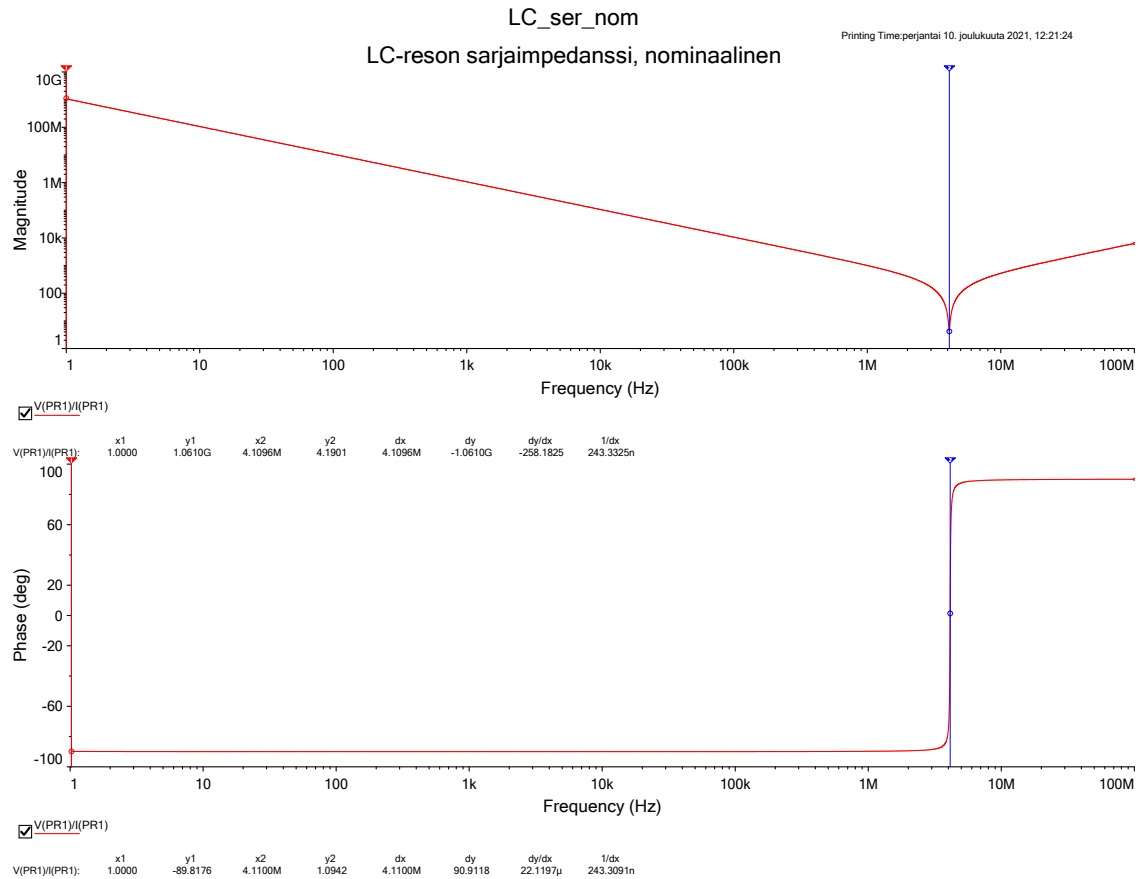
Kuva 3.1. LC-sarjaresonanssipiirin impedanssi teoreettisilla arvoilla, yleiskuva.

Tarkempi simulointi on suoritettu kaistanleveyden mittaamista varten kuvassa 3.2. Tästä nähdään, että kaistanleveys on noin 66,69 kHz ja vaihe on resonanssissa noin $-0,3^\circ$. Simulointitarkkuus vaikuttaa siihen, ettei vaihe näytä täysin nollaa resonanssitaajuudella. Q -arvoksi saadaan kaavan (2.19) avulla 59,97, joka on hyvin lähellä datalehdessä arvioitua hyvyyslukua 60.



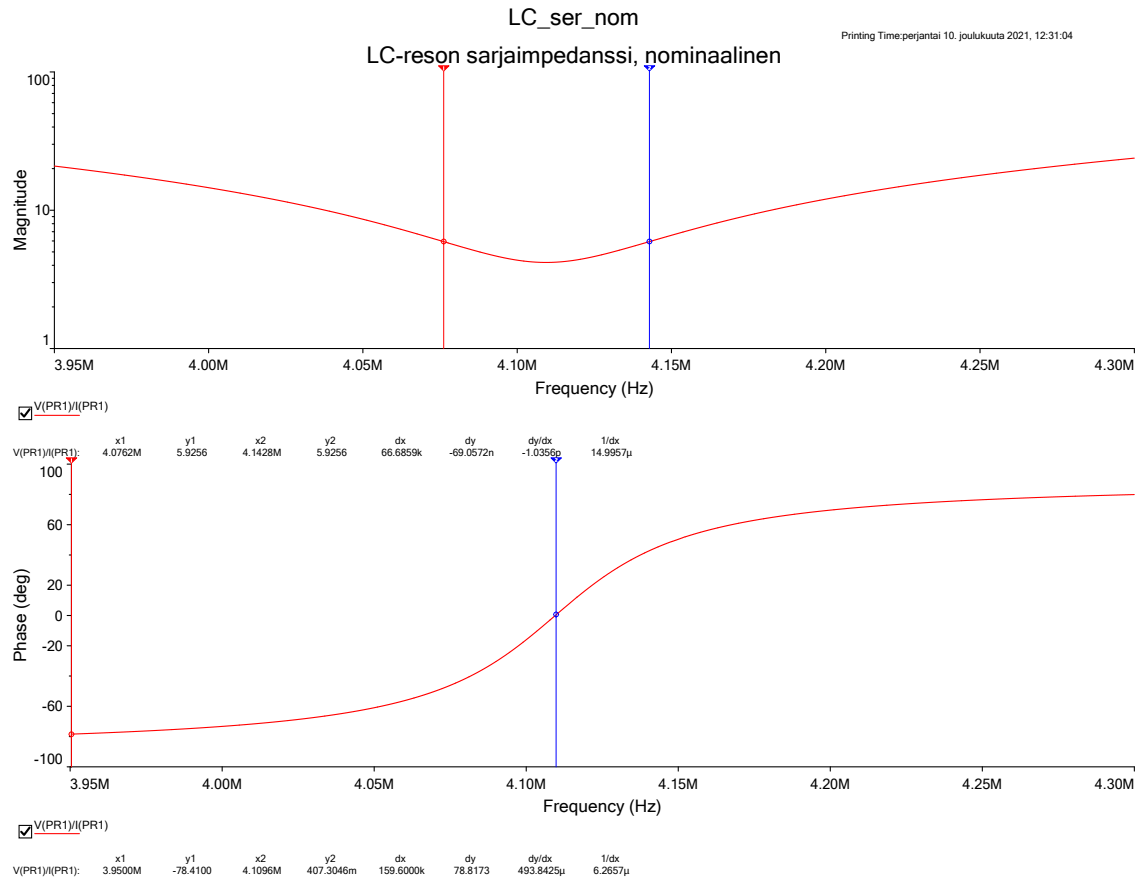
Kuva 3.2. LC-sarjaresonanssipiirin impedanssi teoreettisilla arvoilla, kaistanleveyden mitaus.

Kuvassa 3.3 on esitetty LC-sarjaresonanssipiirin impedanssi nominaalisilla arvoilla. Tästä nähdään, että resonanssitaajuus on hieman korkeampi kuin teoreettisesti, 4,11 MHz. Tämä johtuu siitä, että standardiarvoinen kondensaattori on hieman teoreettista pienempi. Impedanssi on minimissään noin $4,19 \Omega$ eli piirin vastuksen verran. Yleiskuvan simulointi ei anna yhtä tarkkoja arvoja kuin zoomattu versio.



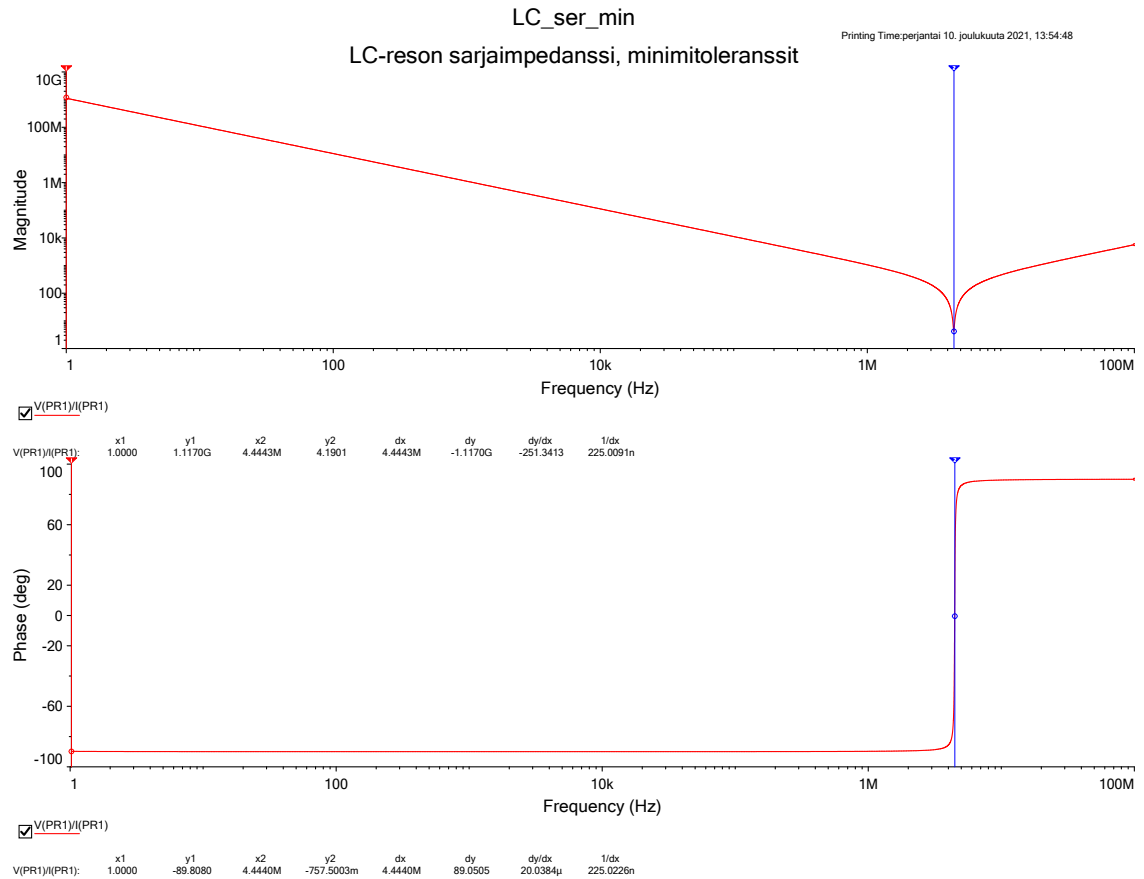
Kuva 3.3. LC-sarjaresonanssipiirin impedanssi nominaalisilla arvoilla, yleiskuva.

Tarkempi simulointi on suoritettu kaistanleveyden mittaamista varten kuvassa 3.4. Tästä nähdään, että kaistanleveys on noin 66,69 kHz ja vaihe on resonanssissa noin $0,4^\circ$. Simulointitarkkuus vaikuttaa siihen, ettei vaihe näytä täysin nolaa resonanssitaajuudella. Q -arvoksi saadaan kaavan (2.19) avulla 61,6, joka on hieman datalehdessä arvioitua hyvyyslukua suurempi. Tämä johtuu korkeammasta resonanssitaajuudesta.



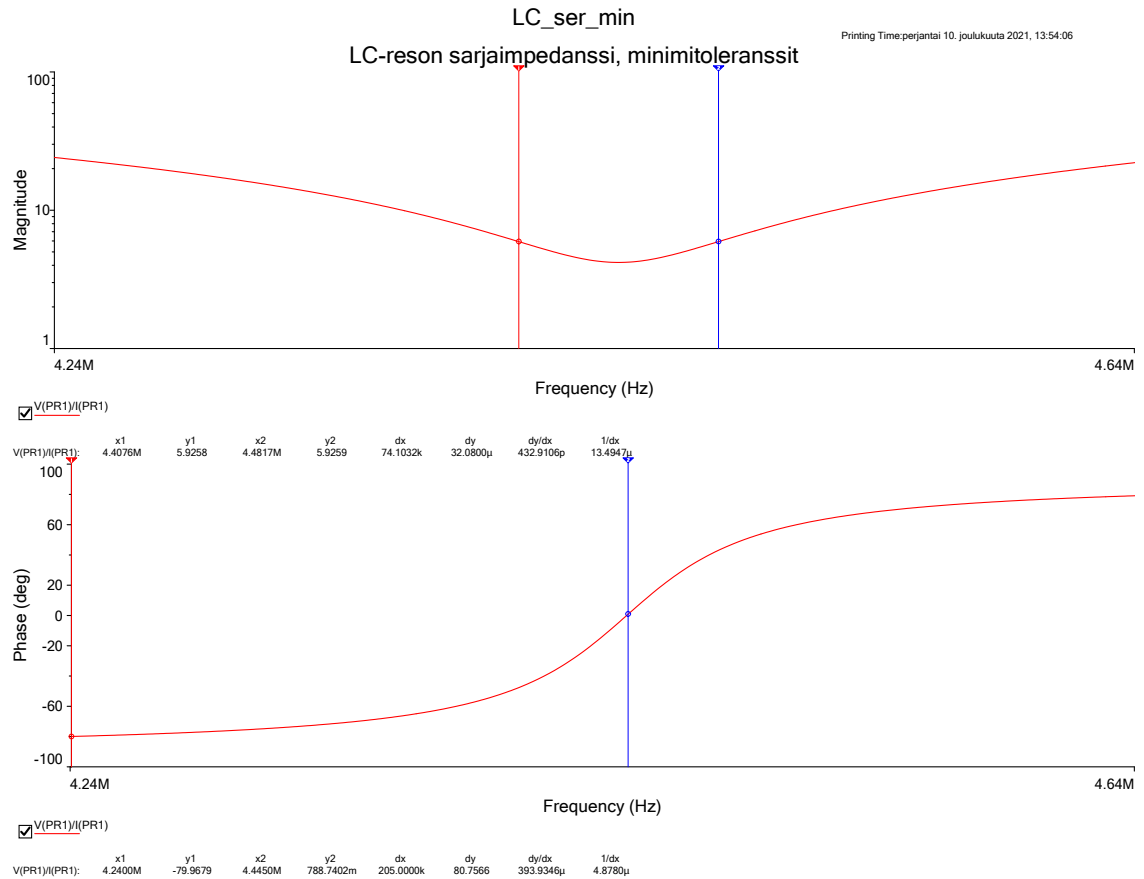
Kuva 3.4. LC-sarjaresonanssipiirin impedanssi nominaalisilla arvoilla, kaistanleveyden mittaus.

Kuvassa 3.5 on esitetty LC-sarjaresonanssipiirin impedanssi maksimiresonanssitaajuden tuottavilla komponenttiarvoilla. Kelan ja kondensaattorin arvot valittiin kaavan (2.2) perusteella -10% standardiarvoista. Tällöin $L_{\min} = 9 \mu\text{H}$ ja $C_{\min} = 142,48 \text{ pF}$. Muutosta ei tehty vastukselle, koska ESR ei ole oikea komponentti, vaan seurausta komponenttien parasiittisistä ominaisuuksista. Kyseisestä kuvasta nähdään, että resonanssitaajuus on hieman korkeampi kuin standardiarvo, $4,44 \text{ MHz}$. Tämä johtuu siitä, että kondensaattori ja kela ovat standardiarvoja pienempiä. Impedanssi on minimissään noin $4,19 \Omega$ eli piirin vastuksen verran.



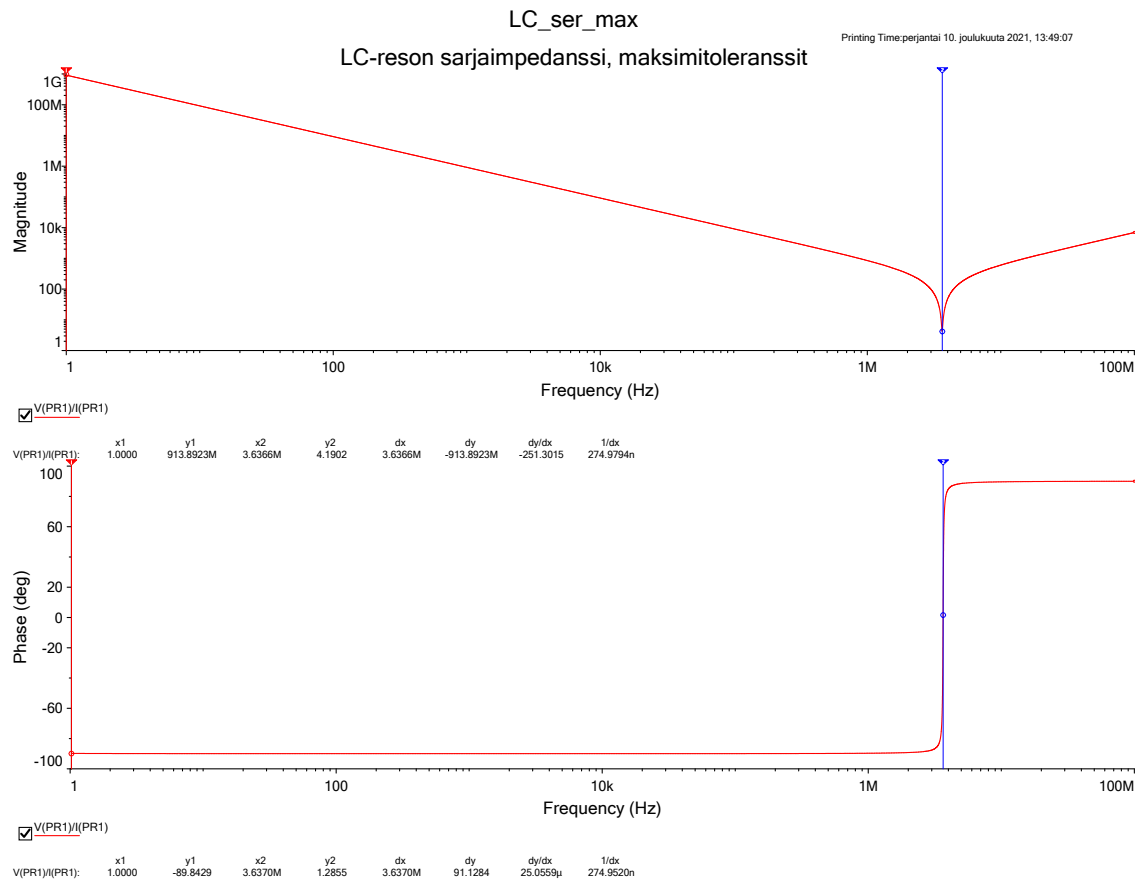
Kuva 3.5. LC-sarjaresonanssipiirin impedanssi minimitoleransseilla, yleiskuva.

Tarkempi simulointi on suoritettu kaistanleveyden mittaamista varten kuvassa 3.6. Tästä nähdään, että kaistanleveys on noin 74,1 kHz ja vaihe on resonanssissa noin $0,79^\circ$. Simulointitarkkuus vaikuttaa siihen, ettei vaihe näytä täysin nolaa resonanssitaajuudella. Q -arvoksi saadaan kaavan (2.19) avulla 59,97, joka vastaa hyvin datalehdestä luettua.



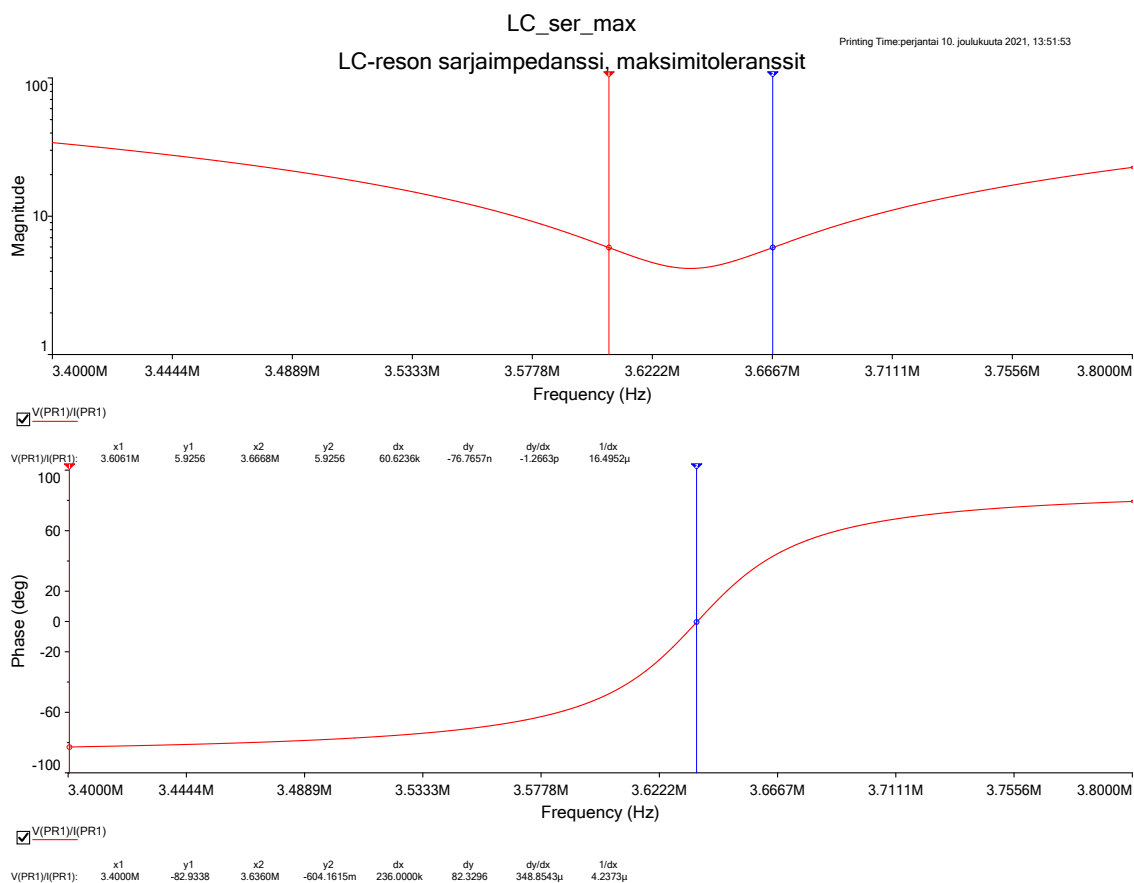
Kuva 3.6. LC-sarjaresonanssiin impedanssi minimitoleransseilla, kaistanleveyden mitaus.

Kuvassa 3.7 on esitetty LC-sarjaresonanssiin impedanssi minimiresonanssitaajuden tuottavilla komponenttiarvoilla. Kelan ja kondensaattorin arvot valittiin kaavan (2.2) perusteella +10 % standardiarvoista. Tällöin $L_{\max} = 11 \mu\text{H}$ ja $C_{\max} = 174,15 \text{ pF}$. Muutosta ei tehty vastukselle, koska ESR ei ole oikea komponentti, vaan seurausta komponenttien parasiittisistä ominaisuuksista. Kyseisestä kuvasta nähdään, että resonanssitaajuus on hieman matalampi kuin standardiarvo, 3,64 MHz. Tämä johtuu siitä, että kondensaattori ja kela ovat standardiarvoja suurempia. Impedanssista jää resonanssitaajuudella jäljelle piirin vastuksen arvo, noin $4,19 \Omega$. Yleiskuvan simulointi ei anna yhtä tarkkoja arvoja kuin zoomattu versio.



Kuva 3.7. LC-sarjaresonanssipiirin impedanssi maksimitoleransseilla, yleiskuva.

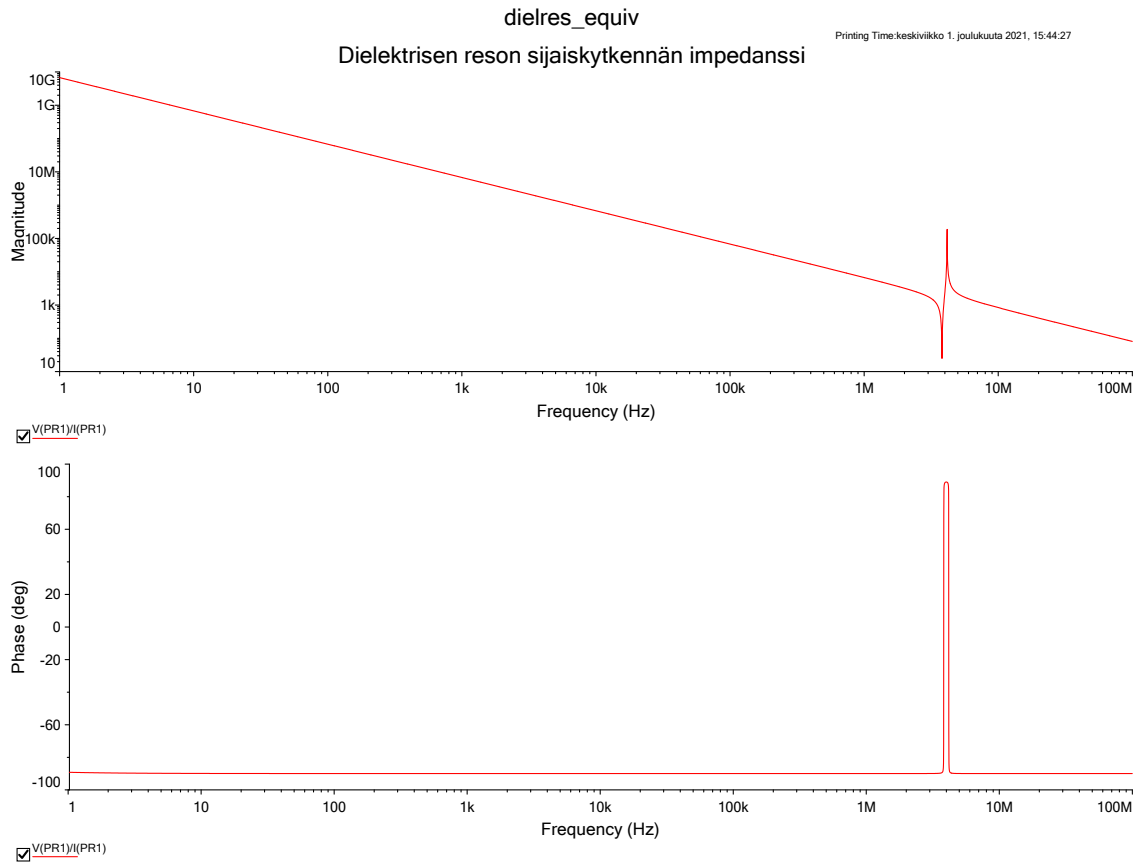
Tarkempi simulointi on suoritettu kaistanleveyden mittaamista varten kuvassa 3.8. Tästä nähdään, että kaistanleveys on noin 60,62 kHz ja vaihe on resonanssissa noin $-0,6^\circ$. Simulointitarkkuus vaikuttaa siihen, ettei vaihe näytä täysin nollaa resonanssitaajuudella. Q -arvoksi saadaan kaavan (2.19) avulla 59,99, joka vastaa hyvin datalehdessä luettua.



Kuva 3.8. LC-sarjaresonanssiin impedanssi maksimitoleransseilla, kaistanleveyden mittaus.

3.1.2 Dielektrinen resonaattori

Kuvassa 2.10 on määritelty simuloinneissa käytettävä dielektrisen resonaattorin sijaiskytkentä. Dielektrisen resonaattorin komponenttiarvot määritettiin Muratan datalehden perusteella 4 MHz käyttötaajuudella [16, s. 7]. Kuvassa 3.9 nähdään yleiskuva dielektrisen resonaattorin impedanssista laajalla taajuusalueella. Aluksi impedanssi on hyvin korkea ja kapasitiivinen. Resonanssitaajuuden kohdalla impedanssin suuruuteen muodostuu piikki alaspäin, koska kyseessä on sarjaresonanssi. Tästä eteenpäin impedanssi on induktiivinen, koska se kasvaa taajuuden funktiona. Seuraava piikki kohdataan antiresonanssitaajuuden kohdalla, ja kyseessä on tällöin rinnakkaisresonanssi. Tämän jälkeen impedanssi on taas kapasitiivinen. Piikit muodostavat dielektriselle resonaattorille ominaisen z:n muotoisen amplitudivasteen. Piikkien välissä nähdään myös, että vaihe saavuttaa maksimiarvonsa (lähes $+90^\circ$). Piikkien kohdalla vaihe on nolla, kuten resonoidessa pitääkin.

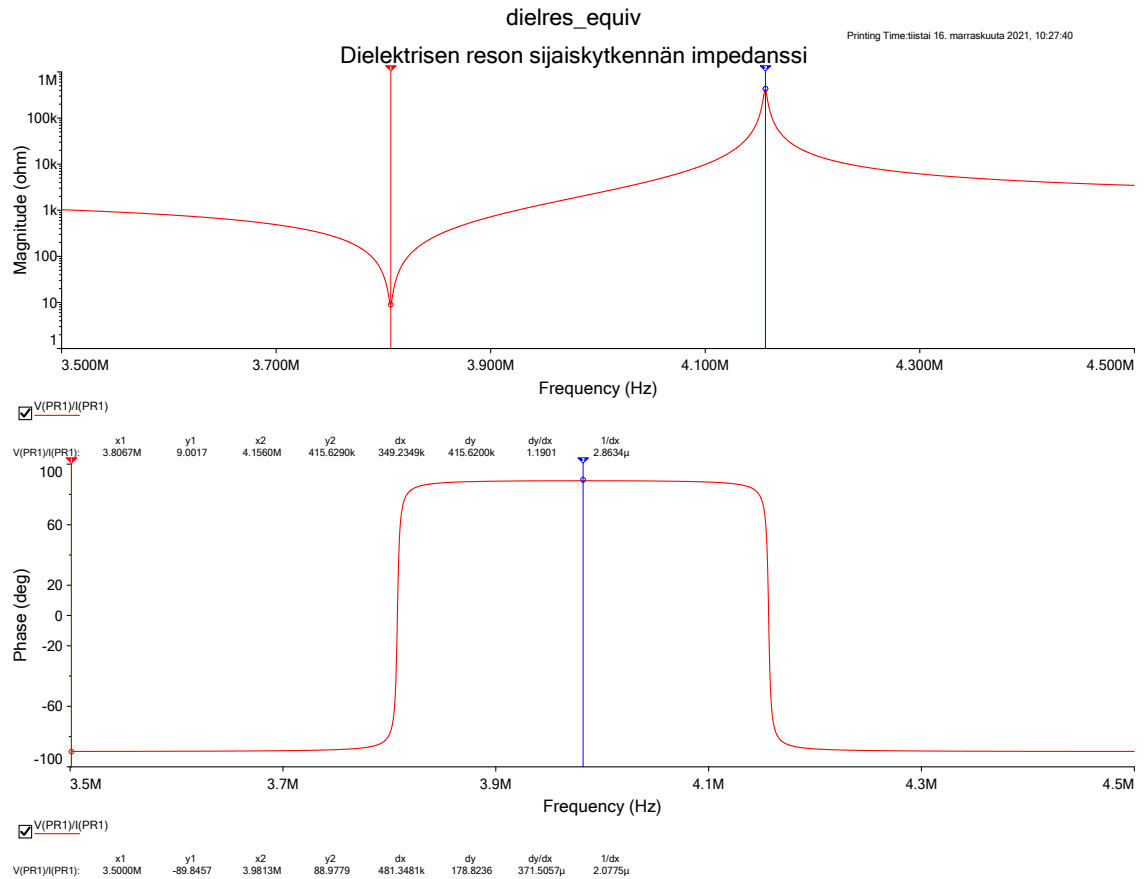


Kuva 3.9. Dielektrisen resonaattorin sijaiskytkennän impedanssi, yleiskuva.

Kuvassa 3.10 on simuloitu dielektrisen resonaattorin sijaiskytkennän kaistanleveys. Tästä saadaan simuloitua kaistanleveydeksi (Magnitude-kuvassa Δx) noin 349,23 MHz. Laskemalla kaistanleveys kaavan (2.31) avulla saadaan noin 349,30 MHz. Nämä vastaavat hyvin toisiaan.

Näiden kahden taajuuden välissä dielektrinen resonaattori toimii induktiivisesti (kuten häviöllinen kela), koska sen impedanssi kasvaa taajuuden funktiona. Tällöin sen vaihe saa maksimiarvonsa, joka lähenee 90 astetta.

Q -arvon laskemiseksi käytetään Magnitude-kuvassa näkyviä arvoja (f_r vastaa $x1$:tä ja f_a vastaa $x2$:tä). Näistä sekä liitteen B komponenttiarvoista saadaan kaavan (2.32) avulla laskettua $Q_m = 1\,222,5$.



Kuva 3.10. Dielektrisen resonaattorin sijaiskytkennän impedanssi, kaistanleveyden simulointi.

Alempi taajuus on dielektrisen resonaattorin resonanssitaajuus, joka vastaa sarjaresonanssiin resonanssitaajuutta. Tällöin impedanssi on minimissään ja se on reaalinen ja arvoltaan noin 9Ω , kuten sijaiskytkennästä on pääteltävissä. Tämä on kaksinkertainen verrattuna LC-sarjaresonaattorin minimi-impedanssiin.

Ylempi taajuus on dielektrisen resonaattorin antiresonanssitaajuus, joka vastaa rinnakkaisresonanssiin resonanssitaajuutta. Tällöin impedanssi on maksimissaan ja se on $415 \text{ k}\Omega$ luokkaa simuloinneissa (ja lähestyisi ideaalisesti kohti ääretöntä).

LC-sarjaresonaattoria vastaava resonanssitaajuus on mahdollista määrittää Phase-kuvasta, kun vaihe on maksimissaan (lähes 89°). Tällöin saadaan $f_0 \approx 3,98 \text{ MHz}$. Tämä vastaa dielektrisen resonaattorin sijaiskytkennälle valittua käyttötaajuutta (4 MHz) (ja siten myös LC-sarjaresonaattorin resonointitaajuutta).

3.2 Vertailu teoriaan

Tässä luvussa vertaillaan, kuinka hyvin LC- ja dielektristen resonaattoreiden simulointitulokset vastaavat teoriaa. Kaikki tunnusluvut käydään läpi komponenttien toleranssit huomioiden.

LC-resonaattorin laskennalliset arvot eri komponenttiarvoille:

Teoreettisesti resonanssitaajuudeksi saadaan kaavan (2.2) avulla 4 MHz. Kaistanleveydeksi saadaan kaavan (2.23) avulla 66,67 kHz. Q -arvoksi saadaan kaavan (2.15) avulla 60.

Kun käytetään nominaalisia arvoja, resonanssitaajuudeksi saadaan kaavan (2.2) avulla 4,11 MHz. Kaistanleveydeksi saadaan kaavan (2.23) avulla 66,69 kHz. Q -arvoksi saadaan kaavan (2.15) avulla 61,6.

Kun käytetään minimiarvoja, resonanssitaajuudeksi saadaan kaavan (2.2) avulla 4,57 MHz. Kaistanleveydeksi saadaan kaavan (2.23) avulla 74,1 kHz. Q -arvoksi saadaan kaavan (2.15) avulla 61,6.

Kun käytetään maksimiarvoja, resonanssitaajuudeksi saadaan kaavan (2.2) avulla 3,74 MHz. Kaistanleveydeksi saadaan kaavan (2.23) avulla 60,62 kHz. Q -arvoksi saadaan kaavan (2.15) avulla 61,6.

LC-resonaattorin simuloituvat arvot:**Teoreettisilla arvoilla simulointi:**

$$f_0 = 4 \text{ MHz.}$$

$$BW = 66,69 \text{ kHz.}$$

$$Q = 59,97 \text{ saadaan kaavalla (2.19).}$$

$$|Z(2\pi f_0)| = 4,2 \ \Omega. \text{ Simulointitarkkuus pyöristää ylöspäin.}$$

Nominaalisilla arvoilla simulointi:

$f_0 = 4,11 \text{ MHz.}$ Korkeampi kuin teoreettisilla komponenteilla, koska pienempi kondensaattori. Vastaa nominaalista laskennallista arvoa.

$$BW = 66,69 \text{ kHz.}$$

$Q = 61,6$ saadaan kaavalla (2.19). Suurempi kuin teoreettisilla komponenteilla, koska korkeampi resonanssitaajuus. Vastaa nominaalista laskennallista arvoa.

$$|Z(2\pi f_0)| = 4,19 \ \Omega.$$

Minimiarvoilla simulointi:

$f_0 = 4,44 \text{ MHz.}$ Hieman alempi kuin minimitoleranssien laskennallinen arvo.

$BW = 74,1 \text{ kHz.}$ Suurempi kuin teoreettisilla komponenteilla, koska pienempi kela. Vastaa minimitoleranssien laskennallista arvoa.

$Q = 59,97$ saadaan kaavalla (2.19). Alempi kuin minimitoleranssien laskennalliset arvot.

Johtuu alemmasta resonanssitaajuudesta laskuihin nähden.

$$|Z(2\pi f_0)| = 4,19 \ \Omega.$$

Maksimiarvoilla simulointi:

$f_0 = 3,64$ MHz. Hieman alempi kuin maksimitoleranssien laskennallinen arvo.

$BW = 60,62$ kHz.

$Q = 59,99$ saadaan kaavalla (2.19). Alempi kuin maksimitoleranssien laskennalliset arvot. Johtuu alemmasta resonanssitaajuudesta laskuihin nähden.

$|Z(2\pi f_0)| = 4,19 \Omega$.

LC-sarjaresonaattorin simuloitut arvot vastaavat suhteellisen hyvin teoriaa. Toleranssiarvoilla resonanssitaajuus oli hieman laskennallista alempi, mikä vaikutti myös niiden Q -arvoihin.

Dielektrisen resonaattorin sijaiskytkennän teoreettiset arvot:

$f_r = 3,8$ MHz saadaan kaavan (2.31) ohesta.

$f_a = 4,16$ MHz saadaan kaavan (2.31) ohesta.

$BW = 349,27$ kHz saadaan kaavan (2.31) avulla.

$Q = 1\,222,5$ saadaan kaavan (2.28) avulla.

$f_0 = f_r + BW/2 = 3,97$ MHz.

$|Z(2\pi f_r)| = 9 \Omega$.

$|Z(2\pi f_a)| \rightarrow \infty \Omega$.

Dielektrisen resonaattorin sijaiskytkennän simuloitut arvot:

$f_r = 3,8$ MHz.

$f_a = 4,16$ MHz.

$BW = 349,23$ kHz. Mitätön poikkeama teoriasta.

$Q_m = 1\,222,5$ saadaan simulointituloksista kaavan (2.28) avulla.

$f_0 = 3,98$ MHz.

$|Z(2\pi f_r)| = 9 \Omega$.

$|Z(2\pi f_a)| = 415 \text{ k}\Omega$. Tarpeeksi suuri (teoreettista arvoa ei voi saavuttaa).

Muratan datalehdeltä [16, s. 7] saadaan dielektrisen resonaattorin sijaiskytkennälle seuraavat arvot 4 MHz käyttötaajuudella:

$Q_m = 1\,220$

$BW = 350,9$ kHz

Dielektrisen resonaattorin simuloitut arvot vastaavat erittäin hyvin teoriaa! Simuloitu Q -arvo on hieman datalehden arvoa suurempi. Vastaavasti datalehden kaistanleveys on hieman simuloiteja suurempi. Kaikki tulokset ovat kuitenkin käytännöllisesti katsoen samat dielektriselle resonaattorille, koska muutaman yksikön poikkeamat ovat mitättömiä tuhansien kertaluokassa.

4 YHTEENVETO

Työn tavoitteena oli tutustua dielektrisiin resonaattoreihin ja tarkastella niiden ominaisuuksia. Tämä saavutettiin kohtuullisella tasolla. Motivaationa tälle toimivat eri sovelluskohteet, joissa dielektrisiä resonaattoreita voidaan käyttää, esimerkiksi DRO. Työ rajattiin dielektriseen resonaattoriin elektroniikan komponenttina, joten sen kytkemistä ulkoiseen piiriin ei käsitelty tässä työssä. Myöskään laboratoriototeutusta ei tehty, joten rakentelun ja mitausten sijaan keskityttiin simulointeihin ja niiden analysointiin.

Aluksi työssä esiteltiin resonaattoreita sekä niihin liittyviä tunnuslukuja ja piiritoteutuksia. Sen jälkeen syvennyttiin itse dielektrisiin resonaattoreihin ja vertailtiin niitä perinteisiin häviöllisiin LC-resonaattoreihin. Työssä mallinnettiin sekä häviöllisten LC- että dielektristen resonaattoreiden sijaiskytkentöjä ja simuloitiin kaistanleveyttä ja resonanssitaajuutta Q -arvon laskemista varten. Työssä havaittiin, että dielektrisen resonaattorin kaistanleveys ja Q -arvo ovat häviöllistä LC-sarjaresonaattoria huomattavasti parempia. Hypoteesi dielektrisen resonaattorin korkeammasta Q -arvosta siis piti paikkaansa. Dielektriselle resonaattorille simulointitulokset ja teoreettiset arvot ovat käytännöllisesti katsoen samat. LC-sarjaresonaattorin osalta simulointitulokset vastaavat laskennallisia arvoja pääosin hyvin. Minimi- ja maksimitoleransseilla resonanssitaajuus jää hieman laskennallisen alle, mikä vaikuttaa niiden Q -arvoon. Tärkeimmät tunnusluvut on koottu vertailun helpottamiseksi taulukkoon 4.1.

Taulukko 4.1. LC-sarjaresonaattorin ja dielektrisen resonaattorin simuloitut tunnusluvut.

	f_0 (MHz)	BW (kHz)	Q
LC-sarjaresonaattori (nominaalinen)	4,11	66,7	62
Dielektrinen resonaattori (sijaiskytkentä)	3,98	$349,2 \cdot 10^3$	1 223

Jatkokehitysideoina tälle työlle olisi selvittää, kuinka dielektrinen resonaattori saadaan kytkettyä osaksi muuta piiriä, esimerkiksi siirtolinjan avulla. Lisäksi testipiiristä voisi tehdä laboratoriototeutuksen ja mitata tarvittavat suureet Q -arvon ja kaistanleveyden laskemista

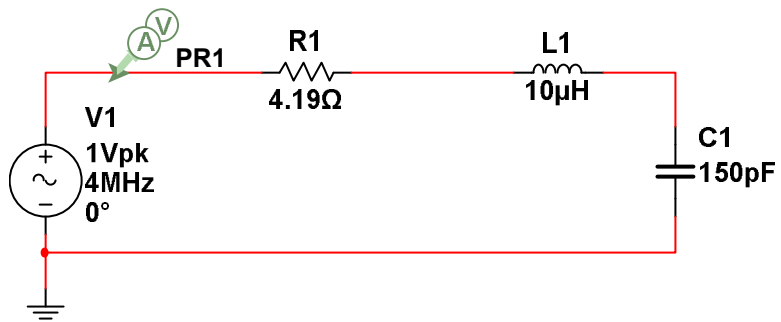
varten sekä piiri- että spektrianalysointilla. Näitä tuloksia voisi verrata sekä teoriaan että simuloimisiin.

LÄHTEET

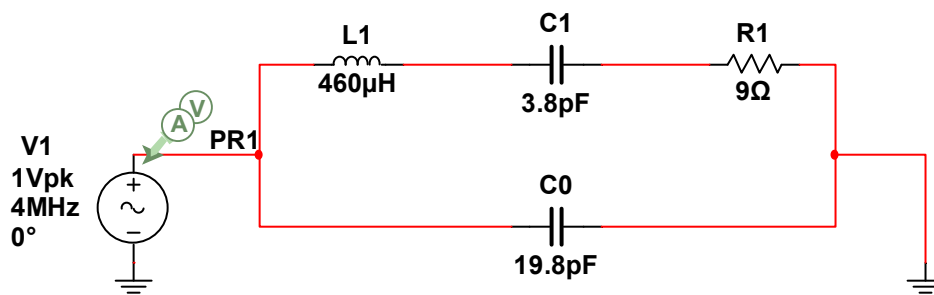
- [1] Räisänen, A. ja Lehto, A. *Radiotekniikka*. Espoo: Otatieto, 1992. ISBN: 951-672-149-4.
- [2] *SIEGET@25 Silicon Bipolar-Dielectric Resonator Oscillator (DRO) at 10 GHz*. Application Note No. 002, Edition A03. Siemens Semiconductor Group. 26. tammikuuta 1995. URL: http://pierrebuissou.free.fr/dossiers_techniques/osc3GHz/annexe/AN02_SiliconBipolar_DR010GHz.pdf (viitattu 10.08.2021).
- [3] Nilsson, J. W. ja Riedel, S. A. *Electric Circuits*. 7. painos, International Edition. Upper Saddle River: Prentice-Hall, 2005. ISBN: 0-13-127760-X.
- [4] Pozar, D. M. *Microwave Engineering*. 4. painos. Hoboken, NJ: Wiley, 2012. ISBN: 978-0-470-63155-3.
- [5] *Inductor Q, Quality Factor*. Electronics Notes. URL: https://www.electronics-notes.com/articles/basic_concepts/q-quality-factor/inductor-q-factor.php (viitattu 16.01.2021).
- [6] Storey, N. *Electronics : A Systems Approach*. 4. painos. Harlow, England: Pearson/Prentice Hall, 2009. ISBN: 978-0-273-71918-2.
- [7] Guru, B. S. ja Hiziroglu, H. R. *Electromagnetic Field Theory Fundamentals*. 2. painos. Cambridge University Press, 2004. ISBN: 978-0-511-21039-6.
- [8] *Q. What is the Q value of an inductor (a coil)?* TDK Corporation. 2021. URL: <https://product.tdk.com/en/contact/faq/inductors-0003.html> (viitattu 24.08.2021).
- [9] *Series Resonance Circuit*. ElectronicsTutorials. URL: <https://www.electronicstutorials.ws/accircuits/series-resonance.html> (viitattu 09.08.2021).
- [10] *Parallel Resonance Circuit*. ElectronicsTutorials. URL: <https://www.electronicstutorials.ws/accircuits/parallel-resonance.html> (viitattu 09.08.2021).
- [11] *Bandwidth of RLC Circuit*: EEEGuide.com. URL: <https://www.eeeguide.com/bandwidth-of-rlc-circuit/> (viitattu 12.09.2021).
- [12] Adhitama, W. *RL and RC Low Pass Filter Circuit and Formula*. Wira Electrical. URL: <https://wiraelectrical.com/rc-low-pass-filter-circuit/> (viitattu 12.09.2021).
- [13] Tolvanen, J. *PUR/PZT/C komposiittivaahtojen dielektriset ominaisuudet ja mittauksen mallinnus*. Diplomityö. Oulun yliopisto. Teknillinen tiedekunta. Sähkötekniikan osasto. 2015. URL: <http://jultika.oulu.fi/files/nbnfioulu-201503131165.pdf> (viitattu 22.06.2021).

- [14] *Dielectric Resonators*. Exxelia Temex. Heinäkuu 2015. URL: <https://exxelia.com/uploads/PDF/e7000-v1.pdf> (viitattu 10.08.2021).
- [15] Särkkä, V.-M. *Dielektrinen resonaattori*. Patentti. Nokia Telecommunications Oy. 1996. URL: <https://patentimages.storage.googleapis.com/d6/d8/06/b4e60dd56c2fd1/FI97089C.pdf> (viitattu 22.06.2021).
- [16] *Ceramic Resonators (CERALOCK). Application Manual*. Murata Manufacturing Co., Ltd. 1. maaliskuuta 2021. URL: <https://www.murata.com/~media/webrenewal/support/library/catalog/products/timingdevice/ceralock/p17e.ashx> (viitattu 21.09.2021).
- [17] Sue, T. *Dielektrinen keraaminen materiaali ja dielektrinen resonaattori, jossa sitä käytetään*. Patentti. Kyocera Corporation. 2012. URL: <https://patentimages.storage.googleapis.com/a4/64/c9/b582a0a838c8a4/FI122780B.pdf> (viitattu 22.06.2021).
- [18] *Dielectric Resonators*. First Technology. URL: http://sites.science.oregonstate.edu/~hetheriw/astro/rt/info/rf_devices/dielectric_resonators.pdf (viitattu 10.08.2021).
- [19] Simion, S. Dielectric resonator equivalent circuit. *Proceedings of MELECON '94. Mediterranean Electrotechnical Conference*. Huhtikuu 1994, 488–491 vol.2. DOI: 10.1109/MELCON.1994.381050.
- [20] *Standard Resistor Values: E3, E6, E12, E24, E48 & E96*. Electronics Notes. URL: https://www.electronics-notes.com/articles/electronic_components/resistors/standard-resistor-values-e-series-e3-e6-e12-e24-e48-e96.php (viitattu 21.09.2021).
- [21] *Multisim*. National Instruments Corp. URL: <https://www.ni.com/fi-fi/shop/software/products/multisim.html> (viitattu 26.10.2021).
- [22] *Inductors. RF chokes, LBC+ series*. Series/Type: B82144B2. EPCOS AG. Huhtikuu 2015. URL: <https://www.farnell.com/datasheets/2295152.pdf> (viitattu 21.09.2021).

A LC-SARJARESONAATTORIN SIMULOINTIPIIRIKAAVIO



B DIELEKTRISEN RESONAATTORIN SIJAIKYYTKENNÄN SIMULOINTIPIIRIKAAVIO



C MATLAB-KOODI

```

1 format short eng % tekninen muotoilu
2
3 %% Dielektrisen reso, SIJAIKSKYTKENTÄ
4 L1 = 0.46e3 * 1e-6; % 460 µH
5 R1 = 9;
6 C1 = 3.8e-12;
7 C0 = 19.8e-12;
8
9 Fr = 1 / (2*pi * sqrt(L1*C1))
10 Fa = Fr * sqrt(1 + C1/C0)
11 BW_diel = Fa - Fr
12 Qm = 1 / (2*pi*Fr * C1*R1)
13
14 % Simuloinneista
15 Fr_sim = 3.8067e6
16 Fa_sim = 4.1560e6
17 BW_diel_sim = Fa_sim - Fr_sim
18 Qm_sim = 1 / (2*pi*Fr_sim * C1*R1)
19
20 %% LC-sarjareso, TEOREETTISET
21 L = 10e-6
22 f0 = 4e6 % käyttötaajuus
23 Cthe = 1 / (L * (2*pi*f0)^2) % ERILLINEN kondensaattori!
24 Qdata4M = 60
25
26 f0_theLC = 1 / (2*pi * sqrt(L*Cthe))
27 ESR_f0_the = 2*pi*f0_theLC*L / Qdata4M
28 QtheLCf0 = 1/ESR_f0_the * sqrt(L/Cthe)
29 BWtheLCf0 = ESR_f0_the / (2*pi*L)
30
31 % Koko resonaattorin Q-arvo
32 Qkoko_the = 1 / (2*pi*f0_theLC * Cthe * ESR_f0_the)

```

```

33
34 % Simuloinneista
35 y2sim_the = 4.1997
36 simlimit_the = sqrt(2) * y2sim_the % notchille
37 f0sim_the = 3.9990e6
38 BWsim_the = 66.6869e3
39 Qsim_the = f0sim_the / BWsim_the
40
41 %% LC-sarjareso, NOMINAALISET (E12)
42 L = 10e-6
43 Cnom = 150e-12 % ERILLINEN kondensaattori!
44 Qdata4M = 60
45
46 f0_nomLC = 1 / (2*pi * sqrt(L*Cnom))
47 ESR_f0_nom = 4.19 % ESR oletetaan annetuksi!
48 QnomLCf0 = 1/ESR_f0_nom * sqrt(L/Cnom)
49 BWnomLCf0 = ESR_f0_nom / (2*pi*L)
50
51 % Koko resonaattorin Q-arvo
52 Qkoko_nom = 1 / (2*pi*f0_nomLC * Cnom * ESR_f0_nom)
53
54 % Simuloinneista
55 y2sim_nom = 4.1901
56 limit_nom = sqrt(2) * y2sim_nom % notchille
57 f0sim_nom = 4.1096e6
58 BWsim_nom = 66.6859e3
59 Qsim_nom = f0sim_nom / BWsim_nom
60
61 %% LC-sarjareso, MINIMIT (E12, -10 % toleranssi)
62 L = 10e-6
63 Lmin = .9*L % 10.8000e-006
64 C = 150e-12
65 Cmin = .9*C % 5.0400e-012 ERILLINEN kondensaattori!
66 Qdata4M = 60
67
68 f0_mintol_LC = 1 / (2*pi * sqrt(Lmin*Cmin))
69 ESR_f0_mintol = 4.19 % ESR oletetaan annetuksi!
70 Qmintol_LC = 1/ESR_f0_mintol * sqrt(Lmin/Cmin)
71 BWmintol_LC = ESR_f0_mintol / (2*pi*Lmin)
72

```

```

73 % Koko resonaattorin Q-arvo
74 Qkoko_mintol = 1 / (2*pi*f0_mintol_LC * Cmin * ESR_f0_mintol)
75
76 % Simuloinneista
77 y2sim_mintol = 4.1901
78 simlimit_mintol = sqrt(2) * y2sim_mintol % notchille
79 f0sim_mintol = 4.4443e6
80 BWsim_mintol = 74.1032e3
81 Qsim_mintol = f0sim_mintol / BWsim_mintol
82
83 %% LC-sarjareso, MAKSIMIT (E12, +10 % toleranssit)
84 L = 10e-6
85 Lmax = 1.1*L % 13.2000e-006
86 C = 150e-12
87 Cmax = 1.1*C % 6.1600e-012 ERILLINEN kondensaattori!
88 Qdata4M = 60
89
90 f0_maxtol_LC = 1 / (2*pi * sqrt(Lmax*Cmax))
91 ESR_f0_maxtol = 4.19 % ESR oletetaan annetuksi!
92 Qmaxtol_LC = 1/ESR_f0_maxtol * sqrt(Lmax/Cmax)
93 BWmaxtol_LC = ESR_f0_maxtol / (2*pi*Lmax)
94
95 % Koko resonaattorin Q-arvo
96 Qkoko_maxtol = 1 / (2*pi*f0_maxtol_LC * Cmax * ESR_f0_maxtol)
97
98 % Simuloinneista
99 y2sim_maxtol = 4.1902
100 simlimit_maxtol = sqrt(2) * y2sim_maxtol % notchille
101 f0sim_maxtol = 3.6366e6
102 BWsim_maxtol = 60.6236e3
103 Qsim_maxtol = f0sim_maxtol / BWsim_maxtol

```

Ohjelma C.1. Laskuissa apuna käytetty MATLAB-koodi.