

RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE

Enerģētikas un elektrotehnikas fakultāte
Industriālās elektronikas un elektrotehnikas institūts

Aivis Ašmanis

Doktora studiju programma „Elektrotehnoloģiju datorvadība”

**VIRSMAS MONTĀŽAS KOMPONENŠU IZPĒTE
AR 3D MODELĒŠANAS PALĪDZĪBU
FREKVENČU DIAPAZONĀ 150 KHZ–100 MHZ**

Promocijas darbs

Zinātniskais vadītājs
Profesors *Dr. habil. sc. ing.*
LEONĪDS RIBICKIS

RTU Izdevniecība
Rīga 2018

Anotācija

Promocijas darba mērķis ir, pielietojot telpisko elektromagnētiskā lauka modelēšanas programatūru, veikt virsmas montāžas induktīvo un kapacitatīvo komponentu starpkomponentu mijiedarbības analīzi frekvenču diapazonā 150kHz-100MHz, atkarībā no komponentu savstarpējā novietojuma.

Promocijas darbs sastāv no ievada, trīs nodaļām un secinājumiem.

Pirmajā darba nodaļā ietver virsmas montāžas induktīvo un kapacitatīvo komponentu parametru mērīšanu un mērījumu kļūdu analīzes matemātisko bāzi.

Otrā darba nodaļā ietver virsmas montāžas induktīvo un kapacitatīvo komponentu starpkomponentu mijiedarbības analīzi, izmantojot telpisko elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīku un tās kļūdu analīzi. Pētījuma gaitā ir izstrādāti vairāki telpiskie modeļi induktīvajām un kapacitatīvajām virsmas montāžas komponentēm. Telpiskie modeļi ir optimizēti, lai samazinātu laika un skaitļošanas resursu prasības un veiktu starpkomponentu parazitiskās mijiedarbības analīzi ar telpisko elektromagnētiskā lauka modelēšanas programatūru. Pielietojot pētījuma gaitā iegūtās zināšanas, iespējams samazināt virsmas montāžas komponentu parazitiskās mijiedarbības ietekmi uz EMI filtra veiktspēju, izmantojot telpisko elektromagnētiskā lauka modelēšanas programatūru CST MWS.

Trešajā darba nodaļā ietver filtra prototipa BT optimizēšanu un izstrādi, pielietojot darbā iegūtās zināšanas. Filtrs paredzēts slogotu virsmas montāžas induktīvo komponentu pilnās pretestības mērīšanai frekvenču diapazonā 150kHz-100MHz. Izstrādātais prototips salīdzināts ar tirgū esošu filtra ekvivalentu. Izstrādātais filtrs uzrāda labākus parametrus par tirgū jau pieejamu ekvivalentu. Līdz ar to tiek darbā izstrādātie virsmas montāžas komponentu telpiskie modeļi pierāda savu efektivitāti un liederīgumu filtra izstrādes un optimizēšanas procesā.

Promocijas darbs ir rakstīts latviešu valodā. Darba apjoms – 172 lpp, 146 attēli, 15 tabulas, 52 informācijas avoti un divi pielikumi.

Annotation

The purpose of the promotion work is to achieve an analysis of the parasitic couplings between surface-mount inductive and capacitive components in frequency range of 150 kHz-100MHz, depending from the components position, using 3D electromagnetic field simulation software.

The promotion work consists of an introduction, three chapters and conclusions.

The first chapter of work contain measurement methodology of the the surface-mount inductive and capacitive components parameters and the mathematical base of the measurement error analysis.

The second chapter of work contain an analysis of parasitic couplings between surface-mount inductive and capacitive components using the 3-D electromagnetic field modelling tool and its error analysis. Several 3-D models for surface-mount inductive and capacitive components have been developed. The 3-D models are optimized to reduce the requirements of time and computational resources for analysis of parasitic couplings between surface-mount components with 3D electromagnetic field simulation software. Knowledge acquired in this chapter can be used to reduced a parasitic couplings between surface-mount components what can effect a EMI filter attenuation performance, using the 3D electromagnetic field modelling software CST MWS.

The third chapter of work contain the optimisation and development of filter prototype BT, using knowledge wich acquired at work and 3D electromagnetic field modelling software CST MWS. The filter are designed to measure full resistance of loaded surface-mount inductive components in frequency range of 150 kHz-100 MHz. The prototype is compared with a filter equivalent on the market. The developed filter shows better parameters comparing with equivalent of the market available filter. Therefore, the 3D models for surface-mount components demonstrate effectiveness in filter development and optimisation the process with 3D electromagnetic field modelling software.

The promotion work is written in Latvian. Work volume – 172 pages, 146 images, 15 tables and 52 sources of information, 2 attachments.

Saturs

Ievads.....	6
VISPĀRĒJAIS DARBA RAKSTUROJUMS.....	9
1. EMI filtru raksturošana un mērīšanas metodoloģijas izpēte.....	13
1.1. Izkliedes parametru izmantošana EMI filtru raksturošanā.....	13
1.2. Virsmas montāžas komponentu mērīšanas metodoloģija un mērījumu absolūtā kļūda.....	24
1.2.1. Virsmas montāžas kondensatora atstarošanas koeficienta (S11) mērīšana, izmantojot vienu VNA portu.....	26
1.2.2. Virsmas montāžas kondensatora tiešās pārvades koeficienta (S21) mērīšana, saslēdzot abus VNA portus un pētāmo divpolu paralēli.....	27
1.2.3. Virsmas montāžas induktīvo komponentu tiešās pārvades koeficienta (S21) mērīšana, saslēdzot abus VNA portus un pētāmo divpolu virknē un mērījumu kļūda.....	28
1.2.4. Komponentu pilnās pretestības mērījumi, slēdzot tās virknē ar diviem VNA portiem.....	30
2. Virsmas montāžas telpisko modeļu izstrāde un to verificēšana.....	31
2.1. Virsmas montāžas kapacitīvo komponentu telpisko modeļu izstrāde un to pārbaude.....	31
2.1.1. Spiesto plašu parametru un virsmas montāžas kondensatoru mērījumi, izmantojot vienu VNA portu.....	40
2.1.2. Spiesto plašu parametru un virsmas montāžas kondensatoru mērījumi, izmantojot divus VNA portus.....	44
2.1.3. Virsmas montāžas kondensatoru mijinduktivitāte.....	50
2.2. Virsmas montāžas induktīvo komponentu telpisko modeļu izstrāde un to pārbaude.....	54
2.2.1. Induktīvo komponentu S-parametru mērījumu kļūdas korekcija.....	57
2.2.2. Induktīvo virsmas montāžas komponentu modeļu izstrāde analītisko aprēķinu vajadzībām.....	65
2.2.3. Induktīvo virsmas montāžas komponentu mijinduktivitāte.....	69
2.3. Induktīvās virsmas montāžas komponentu ar atsevišķu serdi un tinumiem telpisko modeļu izstrāde un pārbaude.....	73

2.3.1. Induktīvo komponentu ar atsevišķu serdi un tinumiem telpisku modeļu izstrāde analītisko aprēķinu vajadzībām.....	75
2.3.2. Divu induktīvu komponentu ar atsevišķu serdi un tinumiem mijiedarbības analītiski aprēķini.....	78
2.4. Četrus terminālu induktīvo virsmas montāžas komponentu telpisko modeļu izstrāde un pārbaude.....	80
2.4.1. Četrus terminālu induktīvo komponentu izkliedes parametru mērījumi.....	82
2.4.2. Četrus terminālu induktīvās komponentes izkliedes parametru mērījumi, izmantojot divu portu vektoru ķēžu analizatoru.....	84
2.4.3. Četrus terminālu induktīvās komponentes izkliedes parametru mērījumu rezultātu korekcija.....	88
2.5. Kapacitatīvas un induktīvas virsmas montāžas komponentu mijiedarbības analītiski aprēķini.....	97
2.6. Virsmas montāžas kondensatoru augstfrekvences parametru uzlabošana.....	99
2.6.1. Virsmas montāžas kondensatora novietojuma iespaids uz mijinduktivitāti starp filtra ieeju un izeju.....	99
2.6.2. Virsmas montāžas kondensatoru augstfrekvences parametru uzlabošana filtros ar diviem paralēli slēgtiem kondensatoriem.....	105
3. Filtra Prototipa izstrāde.....	116
3.1. BT1 un BT2 prototipa pielietošana komponentu mērījumos, slogojot tās ar līdzkomponenti.....	131
3.2. Zinātniskajos pētījumos pieejamo komerciālo filtru mērījumi un salīdzinājums ar izstrādāto prototipa filtru.....	137
Secinājumi.....	142
Darba turpinājums.....	144
Izmantotā literatūra.....	145
Pielikumi.....	149

Ievads

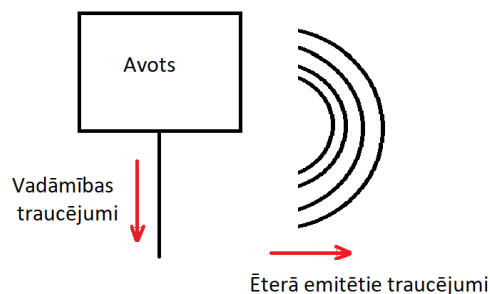
Eiropas savienības (ES) elektromagnētiskā savietojamības (EMS) direktīva 2014/30/ES [1] nosaka, ka visām elektroniskajām iekārtām, kas tiek pārdotas ES tirgū ir jāatbilst tās izvirzītajām prasībām. Prasības tiek noteiktas EMC direktīvas harmonizētajos standartos, to prasības ir saistošas katrai Eiropas Savienības dalībvalstij.

Elektromagnētisko savietojamību standartu izvirzītās prasības var iedalīt divās grupās:

- a) izstarotie traucējumi;
- b) traucējumu noturība.

Izstarotos traucējumus var iedalīt atsevišķās divās apakšgrupās (1.att.):

- a) vadāmības traucējumi;
- b) ēterā emitētie traucējumi.



1.att. Elektromagnētiskās savietojamības izstaroti traucējumi.

Vadāmības traucējumi ir elektromagnētiskie traucējumi, ko rada elektroniska iekārta, kas apkārtējā vidē tiek izplatīti pa barošanas, komunikāciju, u.c. kabeļiem un to tīkliem. Pēc standarta LVS EN 55032 [52] vadāmības traucējumi tiek mērīti frekvenču diapazonā no 150kHz līdz 30 MHz.

Ēterā emitētie traucējumi ir elektromagnētiskie traucējumi, ko rada elektroniskā iekārta, kas apkārtējā vidē tiek izplatīta ar radio viļņu palīdzību, caur iekārtas korpusu, barošanas un komunikāciju kabeļiem. Pēc standarta LVS EN 55032 [52] ēterā emitētie traucējumi tiek mērīti frekvenču diapazonā no 30MHz līdz 6GHz.

Iekārtu atbilstība elektromagnētiskās savietojamības standartiem tiek kontrolēta ar katras dalībvalsts tirgus uzraudzības institūciju palīdzību, un neatbilstība izvirzītajām prasībām noved pie iekārtas izņemšanas no Eiropas Savienības tirgus un lieliem naudas sodiem, dažās dalībvalstīs tiek piemērota kriminālā atbildība.

Tāpēc ļoti svarīgi jau elektronisko iekārtu izstrādes sākuma stadijā pievērst uzmanību EMS traucējumu novēršanai. Pamat risinājums ir elektromagnētiskās interferences (EMI) filtru pielietošana traucējumu novēršanā. EMI filtru pielietošana un izveide ir aprakstīta daudzos pētījumos. Promocijas darbs ir veltīts vadāmības traucējumu filtru izpētei frekvenču diapazonā

150kHz- 100MHz, šādi filtri tiek pielietoti visās elektronikas iekārtās, kas tiek pieslēgtas elektroapgādes tīklam, gan komunikāciju tīkliem.

EMI filtri līdzīgi elektronisko iekārtu tendencei tiek samazināti izmēru un svara ziņā, to panākot ar virsmas montāžas komponentu pielietošanu - kondensatorus un induktīvos elementus – sinfāzes traucējumiem un asinfāzes traucējumiem. Novietojot komponentes arvien tuvāk viena otrai (induktīvās un kapacitatīvās komponentes), rodas komponentu savstarpējā mijiedarbība, kas var degradēt filtra liederīgo vājinājumu noteiktā frekvenču diapazonā. Jāatdzīst, arī ka komponentu savstarpējā mijiedarbība var uzlabot filtra darbību noteiktā frekvenču diapazonā. Diemžēl komponentu savstarpējās mijiedarbības noteikšana un analīze uz EMI filtra darbības ietekmi noteiktā frekvenču diapazonā ir ļoti sarežģīta.

Komponentu savstarpējā mijiedarbība sevī ietver tādus aspektus kā mijinduktivitāte un parazītiskā kapacitāte starp komponentēm un arī starp komponentēm un spiesto plašu celiņiem. Daudzos literatūras avotos [5, 7, 23] šīs parādības tiek sauktas par parazītiskajiem parametriem.

Daudzos pētījumos [5, 26, 34, 36] ir veikti klasisko induktīvo un kapacitatīvo komponentu parazītisko parametru mērīšanas un mērījumu kļūdu analīze, kā arī EMI filtra starpkomponentu mijiedarbības analīze, izmantojot telpiskās elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīkus, bet trūkst informācijas par virsmas montāžas komponentu starpkomponentu mijiedarbības analīzi, pielietojot telpiskos elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīkus. Tas ir izskaidrojams ar virsmas montāžas komponentu mazajiem izmēriem, kas sarežģī precīzu telpisko modeļu izstrādi. Papildus tam, virsmas montāžas komponentēs izmanto ferītiskus materiālus, kuru īpašības nav pieejamas un tiek klasificētas kā ražošanas noslēpums, kas sarežģī precīzu telpisku modeļu izstrādi.

Starpkomponentu parazītiskos parametrus un spiestās plates mijiedarbību ar komponentēm, kā arī spiestās plates parazītiskos parametrus (kapacitāte starp vadošiem celiņiem, mijinduktivitāte starp vadošiem celiņiem) iespējams prognozēt, izmantojot telpiskās elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīkus, kā CST MWS. Spējot prognozēt šo parazītiskos parametrus, iespējams analizēt un izpētīt to ietekmi uz EMI filtru darbību nepieciešamajā frekvenču diapazonā. Spējot noteikt to ietekmi uz filtra liederīgo vājinājumu, iespējams samazināt parazītiskos parametrus ar dažādām tehnikām [43, 44, 45, 46, 47] kā izmainot plašu celiņu ģeometrisku izvietojumu, novietot komponentes dažādos attālumos un lenķos attiecībā vienam pret otru. Tādējādi uzlabojot filtru augstfrekvences parametrus un filtra liederīgo vājinājumu.

Pieejamos pētījumos [5, 20, 22, 26, 27] ir aprakstīta klasiskās montāžas induktīvo komponentu mijinduktivitātes analīze, taču pētījumi ir veikti neslogotām komponentēm, caur kuru neplūst darba strāva, kas reālā elektroniskajā iekārtā var būt mainīga, atkarībā no darba režīma un slodzes. Šādos mainīgas slodzes strāvas apstākļos induktīvās komponentēs serdes materiāls var piesātināties, un notikt elektromagnētiska lauka izmaiņas ap komponenti, kas var ietekmēt induktīvo komponentu mijiedarbību ar citu komponenti vai plates celiņiem. Tāpēc ir ļoti svarīgi veikt šādu slogotu induktīvu komponentu izpēti, analizējot darba strāvas ietekmi uz induktīvo komponentu parazītiskajiem parametriem, lai šādus pētījumus veiktu ir nepieciešams izveidot filtra prototipu. Veicot komponentes slogošanu ar līdzstrāvas komponenti, līdzstrāvas slodzes komponente var tikt ievadīta vektora ķēžu analizatora portos, kas var šo iekārtu

neatgriezeniski sabojāt, vai izmainīt mērījumu rezultātus. Šādi filtri nodrošina slodzes strāvas ievadišanu mērāmajā komponentē, un nodrošina pilnīgu līdzstrāvas izolāciju no mēraparāta pieslēgvietām. Papildus filtram jānodrošina, induktīvās komponentes pilnās pretestības nemainību, mērījumu laikā, ko mērījumu laikā var ietekmēt pieslēgts strāvas avots. Šāda filtra izveide un optimizācija, dos iespēju veikt slogotu induktīvu komponentu pētījumus.

Izstrādājot vienkāršus un precīzus virsmas montāžas komponentu telpiskos modeļus, iespējams atvieglot EMI filtru izveidi un to optimizāciju, iegūstot optimāli liederīgāko vājinājumu vajadzīgajā frekvenču diapazonā. Šādas pieejas izmantošana var ietaupīt iekārtas izstrādes laiku un nepieciešamos līdzekļus.

Viss iepriekš aprakstītais autoram ļauj definēt promocijas darba mērķi un pamatuzdevumus. Par darba mērķi tiek izvirzīts vienkāršu un optimālu trīsdimensionālu virsmas montāžas komponentu modeļu izveide un izpēte, lai tās varētu pielietot induktīvo un kapacitatīvo komponentu starpkomponentu mijiedarbības analīzē EMI filtru izstrādei.

Promocijas darbā noteikto mērķu sasniegšanai autors var izvirzīt noteiktu uzdevumu kopumu - apkopot jaunāko zinātnisko literatūru par virsmas montāžas komponentu parazitiskās mijiedarbības izpēti un tās jauninājumiem, veikt virsmas montāžas kondensatoru un induktivitāžu izpēti ar telpisko elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīku palīdzību; filtra prototipa izstrāde no virsmas montāžas komponentēm ar elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīku palīdzību, kas paredzēts virsmas montāžas induktīvo komponentu pilnās pretestības mērīšanai, slogojot komponenti ar darba strāvu; salīdzināt izstrādātā filtra parametrus ar komerciāli pieejamu filtra ekvivalentu.

Viss iepriekš minētais motivēja promocijas darba autoru pievērsties augstāk minētās problēmas risināšanai un izstrādāt promocijas darbu: “Virsmas montāžas komponentu izpēte ar 3D modelēšanas palīdzību frekvenču diapazonā 150kHz-100MHz”.

VISPĀRĒJAIS DARBA RAKSTUROJUMS

Promocijas darba apjoms ir 172 lappuses. Darbs sastāv no ievada, saīsinājumu saraksta, 3 nodaļām, secinājumiem, literatūras saraksta un diviem pielikumiem.

Darba pirmā nodaļa ir veltīta EMI filtru raksturošanai un to mērīšana metodoloģijas izpētei. Nodaļā ir izpētīti un aprakstīti EMI filtra parametri un to raksturošanas iespējas ar izkliedes parametriem. Kā arī aprakstītas filtra izkliedes parametru mērīšanas metodoloģija ar vektoru ķēžu analizatoru, un tās kļūdas aprēķins.

Darba otrā nodaļa ir veltīta vienkāršotu virsmas montāžas komponentu telpisko modeļu izstrādei frekvenču diapazonā 150kHz-100MHz, to verificēšanai un modeļu paredzēšanas spēju uzlabošanai.

Darba trešā nodaļa ir veltīta filtra prototipa izstrādei, kas paredzēts induktīvo komponentu pilnās pretestības mērīšanai frekvenču diapazonā 150kHz-100MHz, un optimizēšanai ar otrā nodaļā izstrādāto virsmas montāžas komponentu telpisko modeļu palīdzību. Kā arī izstrādātā filtra prototipa salīdzināšana ar jau tirgū esošu filtra ekvivalentu.

Darba noslēgumā ir dots promocijas darba galveno secinājumu apkopojums.

Darba mērķis un uzdevumi

Promocijas darba mērķis ir: pielietojot telpisko elektromagnētiskā lauka modelēšanas programatūru, veikt virsmas montāžas induktīvo un kapacitatīvo komponentu starpkomponentu mijiedarbības analīzi, atkarībā no komponentu savstarpējā novietojuma.

Promocijas darbā noteikto mērķu sasniegšanai tika izvirzīti šādi uzdevumi:

1. Apkopot jaunāko zinātnisko literatūru par virsmas montāžas komponentu parazītiskās mijiedarbības izpēti un tās jauninājumiem.
2. Izpētīt virsmas montāžas komponentu parametru mērīšanas metodoloģiju.
3. Veikt virsmas montāžas kondensatoru izpēti ar telpisko elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīku palīdzību.
4. Veikt virsmas montāžas induktivitāšu izpēti ar telpisko elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīku palīdzību:
 - Divu terminālu induktīvās komponentes;
 - Četru terminālu induktīvās komponentes.
5. Veikt dažādu virsmas montāžas komponentu savstarpējās mijiedarbības izpēti ar telpisko elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīku palīdzību.
6. Izpētīt un veikt virsmas montāžas kondensatoru augstfrekvences parametru uzlabošanas iespējas ar telpisko elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīku palīdzību.
7. Izstrādāt filtra prototipu kas paredzēts induktīvo komponentu pilnās pretestības mērīšanai frekvenču diapazonā 150kHz-100MHz, ievadot komponentē līdzstrāvu, ar elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīku palīdzību.
8. Veikta jaunā filtra prototipa darbības salīdzināšana ar ekvivalentu komerciāli pieejamu filtru un rezultātu analīze.

Pētīšanas Metodika

Promocijas darba izstrādes laikā tika pielietotas šādas pētīšanas metodes:

Literatūras analīze: Nepieciešama literatūra tika iegūta no IEEE Xplore datu bāzes, zinātniskiem žurnāliem un grāmatām, tiešsaistes materiāliem.

Modelēšanu: Telpisko modeļu izstrādei un pārbaudei tika pielietots telpisko elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīks “Computer Simulation Technology Microwave Studio” (CST MWS).

Matemātisko analīzi: rezultātu matemātiskā analīze un apstrāde tika veikta ar programatūras “Matlab” palīdzību.

Mēriekārtas: Izklīdes parametru mērījumi tika veikti ar ZVRE vektora ķēžu analizatora palīdzību.

Disertācijas zinātniskā novitāte

Balstoties uz iepriekš minētajiem izvirzītajiem uzdevumiem, promocijas darba autors piedāvā EMI filtra prototipu izveidē un optimizācijā izmantot elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīku CST MWS un autora izstrādātos telpiskos virsmas montāžas komponentu modeļus. Autors izvirza ideju, ka, optimizējot un vienkāršojot virsmas montāžas komponentu telpiskos modeļus, ar pietiekamu paredzētspējīgu precizitāti, iespējams pātrināt EMI filtra izstrādi un optimizāciju. Telpisko modeļu vienkāršība nodrošinātu skaitļojamo resursu un modelēšanas laika samazinājumu, kā arī atļautu palielināt modelējamo komponentu skaitu. Pēc autora ziņām šāda pieeja ir izmantota klasisko “kājiņu” komponentu filtru izstrādē, taču ir pieejama ļoti maz informācijas par vienkāršiem virsmas montāžas komponentu telpiskajiem modeļiem, ar kuru palīdzību būtu iespējams paredzēt EMI filtru darbību.

Jauninājums

Otrās nodaļas ietvaros ir izstrādāti vienkāršoti telpiskie virsmas montāžas komponentu modeļi – kapacitīvās komponentes un divu un četru terminālu induktīvās komponentes. Komponentu telpiskie modeļi ir vienkāršoti, bet tajā pat laikā ir saglabāta to spēja precīzi prognozēt komponentes elektro magnētiskā lauka izmaiņas. Katrs izstrādātais telpiskais modelis ir verificēts ar spiestās plātes prototipu, kura izklīdes parametri ir mērīti ar vektora ķēžu analizatoru.

Darba trešās nodaļas ietvaros ir izstrādāts filtrs, kas paredzēts induktīvo komponentu pilnās pretestības mērīšanai frekvenču diapazonā 150kHz-100MHz. Filtra izstrāde un optimizācija tika veikta ar otrajā nodaļā izstrādāto telpisko virsmas montāžas komponentu modeļu palīdzību. Tādējādi pamatojot izstrādāto telpisko modeļu pareizību un precizitāti. Paralēli ar elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīku pielietošanu, tika izveidoti filtra prototipi telpiskā modeļa precizitātes verificēšanai. Ar elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīku optimizētais un izstrādātais filtrs tika salīdzināts ar jau komerciāli pieejamu filtra ekvivalentu, kas paredzēts frekvenču diapazonam 150kHz-100MHz. Secināts, ka izstrādātais filtrs ir ar būtiski labākiem parametriem un sniedz vairāk priekšrocību, nekā tirgū pieejamais ekvivalents.

Darba praktiskā vērtība

Izstrādātie telpiskie virsmas montāžas kondensatoru un induktivitāšu modeļi ļauj veikt starpkomponenšu mijiedarbības iedarbību uz EMI filtru darbības efektivitāti. Virsmas montāžas komponentu modeļi izveidoti, balstoties uz komponentu ražotāja sniegtajiem datiem. Pielietojot izstrādātos telpiskos modeļus, iespējams ietaupīt līdzekļus un laiku EMI filtra prototipa izveidē, atsakoties no dārgu mēraparātu pielietošanas.

Izstrādātā filtra prototips, kas paredzēts induktīvo komponentu pilnās pretestības mērīšanai frekvenču diapazonā 150kHz-100MHz, ir ar būtiski labākiem parametriem un sniedz vairāk priekšrocību, nekā tirgū pieejamais ekvivalents. Pierādot izstrādāto virsmas montāžas komponentu telpisko modeļu liederību filtru optimizācijas procesā.

Rezultātu aprobācija

Promocijas darba rezultāti prezentēti 8 starptautiskajās konferencēs.

1. 2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility, Singapore .
2. 2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Rīga, Latvia.
3. 2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE 2017), Angers, France.
4. 2016 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE 2016) Wroclaw, Poland .
5. 2016 ESA Workshop on Aerospace EMC (Aerospace EMC), Valencia, Spain.
6. 2015 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Rīga, Latvia.
7. 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europa 2015), Dresden, Germany.
8. 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europa 2014), Gothenburg, Sweden.

Promocijas darba rezultāti publicēti 11 publikācijās:

1. **A. Asmanis**, G. Asmanis, D. Stepins, L. Ribickis, "3D Modelling and Analysis of Parasitic Couplings between Surface-Mount Components of EMI Filters" 2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility, Singapore, 2018, pp 1-6.
2. G. Dzerins, **A. Asmanis**, G. Asmanis, A. Dzenis, "LED lighting equipment electromagnetic compatibility" 2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Riga, Latvia, 2017, pp 1-6.

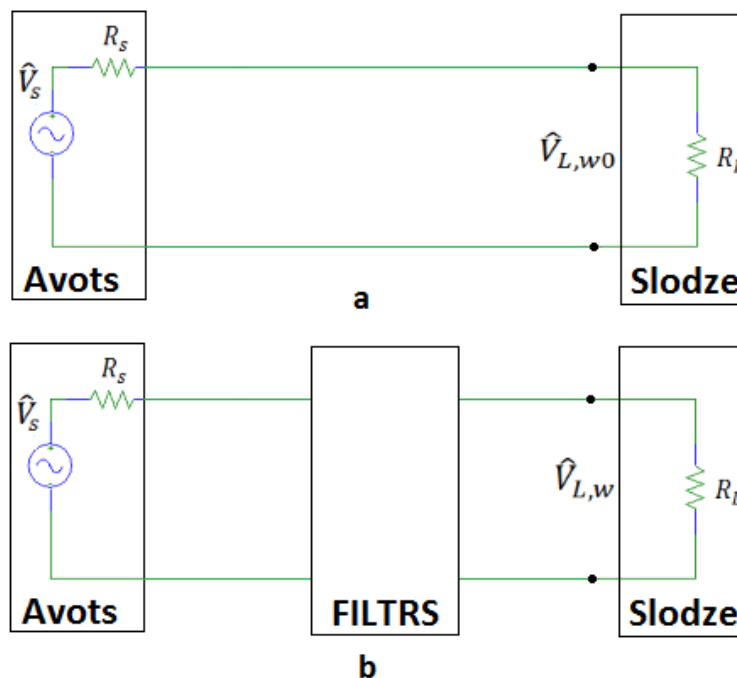
3. **A. Asmanis**, D. Stepins, A. Dzenis, G. Asmanis, “3D modeling of surface-mount capacitors and mutual couplings between them” 2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, Angers, France, 2017, pp. 1-6.
4. **A. Asmanis**, G. Asmanis, D. Stepins, L. Ribickis, “Modeling of EMI filters with shields placed between the filter components” 2016 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, Wroclaw, Poland, 2016, pp. 776-779.
5. **A. Asmanis**, G. Asmanis, D. Stepins, L. Ribickis, “High-frequency modelling of EMI filters considering parasitic mutual couplings” 2016 ESA Workshop on Aerospace EMC (Aerospace EMC), Valencia, Spain, 2016, pp. 1-6.
6. G. Asmanis, L. Ribickis, D. Stepins, **A. Asmanis**, “Differential mode Π -type EMI filter modeling using CST MWS” 2015 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Riga, Latvia, 2015, pp. 1-5.
7. G. Asmanis, D. Stepins, **A. Asmanis**, L. Ribickis, “Mutual couplings between EMI filter components” 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), Dresden, Germany, 2015, pp. 908 – 913.
8. G. Asmanis, D. Stepins, L. Ribickis, **A. Asmanis**, “Modeling of mutual coupling between inductors” 2015 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility and Signal Integrity, Silicon Valley, USA, 2015, pp. 294 – 299.
9. G. Asmanis, D. Stepins, **A. Asmanis**, L. Ribickis, “Capacitors mutual inductance modeling and reduction” 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Gothenburg, Sweden, 2014, pp. 1176 – 1181.
10. G. Asmanis, **A. Asmanis**, D. Stepins, “Mutual couplings in three phase T-type EMI filters” International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, Roma, Italy, 2012, pp. 1-6.
11. G. Asmanis, **A. Asmanis**, L. Ribickis, “Analysis of high frequency effects in three phase EMI filters” 2012 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility, Singapore, 2012, pp. 653 – 656.

1. EMI filtru raksturošana un mērīšanas metodoloģijas izpēte

1.1. Izkliedes parametru izmantošana EMI filtru raksturošanā

Elektromagnētiskā savietojamība (EMS) ir piemērojama visām elektroniskajām iekārtām, kas tiek pārdotas Eiropas Savienībā, to nosaka Eiropas Savienības direktīva 2014/30/ES [1]. Elektroniskās iekārtas rada ap sevi elektromagnētisko vidi, ar kuru ietekmē blakus esošas iekārtas. Tā kā mūsdienu vide ir ļoti piesātināta ar elektroniskajām iekārtām - sākot no mazjaudīgiem mobilo telefonu lādētājiem, līdz jaudīgiem frekvenču pārveidotājiem. Lai atbilstu vienai no elektromagnētiskās savietojamības prasībām - vadāmības traucējumiem, barošanas un komunikācijas līnijām ir jāpielieto filtri, kurus ir jānovieto pēc iespējas tuvāk traucējumu avotam (elektroniskai ierīcei). Filtrs vājina elektromagnētiskos traucējumus noteiktā frekvenču diapazonā, tādējādi nodrošinot traucējumu tālāku neizplatīšanos tīklā. Filtra vājinājums ir lielums, kas ir atkarīgs no sistēmas un traucējumu avota pilnās pretestības. Ja nav zināma sistēmas un avota pilnā pretestība, filtra darbība nav prognozējama. Kā arī filtra vājinājumi parasti tiek noteikti ar mēriekārtām, kas darbojas $50\ \Omega$ un neatbilst realitātei sistēmā.

EMI filtri parasti tiek raksturoti ar ienesto vājinājumu, kas ir norādīts decibelos (dB). Filtrus parasti novieto starp traucējuma avotu un slodzi, tādējādi novēršot nevēlamu traucējumu izplatīšanos sistēmā, kā tas attēlots 1.1. att. (b).



1.1. att. EMI filtra klasisks novietojums.

a – sistēma bez filtra, b – sistēma ar filtru.

1.1.att. attēlotais slodzes spriegums bez filtra ir apzīmēts ar $V_{L,wo}$, bet slodzes spriegums ar filtru apzīmēts ar $V_{L,w}$.

Filtra ienesto vājinājumu var noteikt pēc izteiksmes (1.1.) [2]:

$$IL_{dB} = 10\log_{10} \left(\frac{P_{Lwo}}{P_{Lw}} \right) = 10\log_{10} \left(\frac{\frac{V_{Lwo}^2}{R_L}}{\frac{V_{Lw}^2}{R_L}} \right), \quad (1.1.)$$

kur IL_{dB} - ienestais vājinājums dB,
 P_{Lwo} – jauda Slodzei ar filtru,
 P_{Lw} – jauda Slodzei bez filtra,
 V_{Lwo} - spriegums slodzei ar filtru,
 V_{Lw} - spriegums slodzei bez filtra,
 R_L – slodzes pretestība,
 R_S – avota pretestība.

Pēc literatūras [7] izteiksmi (1.1.) iespējams vienkāršot:

$$IL_{dB} = 20\log_{10} \left(\frac{V_{Lwo}}{V_{Lw}} \right). \quad (1.2.)$$

Filtra vājinājums IL_{dB} raksturo filtra spēju samazināt traucējumus noteiktā frekvenču diapazonā.

Filtra specifikācijās parasti pieņem, ka slodzes un avota pretestībai ir kāda noteikta vērtība, visizplatītākā pretestība ir 50 Ω . Tas ir izskaidrojams ar vienkāršo mērījuma procedūru un mēriekārtu pieejamību (savienojumi, testa koaksiālie kabeļi, mēriekārtas pretestība ir 50 Ω sistēmā). Diemžēl filtra specifikācija, kas ir sagatavota pie noteiktas avota un slodzes pretestības ir nepilnīga, tās tiek kritizētas daudzos literatūras avotos [50], kā arī standartos Mil Std 228 [2] un CISPR 17 [3]. Kritizēts tiek fakts, ka katra sistēma, kurai tiks pielietots filtrs, ir dažādas pretestības, kas mainās, līdz ar to 50 Ω sistēmā mērīti filtra vājinājumi nav objektīvi, un ir grūti piemērojami sistēmai ar savādāku pretestību. Standarts CISPR 17 piedāvā alternatīvu mērījuma metodi, ko sauc par “aproximēto sliktākā gadījuma metodi”. Šī metode izmanto 0.1 Ω pretestību slodzes pusē un 100 Ω pretestību avota pusē, mērot filtra ienesto vājinājumu. Pēc mērījuma veikšanas slodzes tiek apmainītas vietām - 0.1 Ω pretestību avota pusē, un 100 Ω pretestību slodzes pusē. Protams, arī šī metode nav pilnīga, lai objektīvi raksturotu filtru, bet tā dod pilnīgāku filtra raksturojumu, kas ir vairāk pietuvināta reāliem darbības apstākļiem. Jāpiebilst, ka CISPR 17 ir vienīgā standartizētā un ar augstu atkārtojamību pielietojamā metode.

Lai noteiktu ienesto vājinājumu (dB), ja avota (Z_S) un slodzes (Z_L) pilnās pretestības ir zināmas, var pielietot izteiksmes (1.3.) un (1.4.), atkarībā no filtra raksturojošās caurlaides pilnās pretestības (Z_T). Izteiksme (1.3.) ir pielietojama vienīgi gadījumā, ja filtrs ir pielietots kā šunts vai pievienots paralēli slodzei un avotam.

$$IL_{dB} = 20\log_{10} \left| 1 + \frac{Z_S Z_L}{Z_T(Z_S + Z_L)} \right|, \quad (1.3.)$$

kur Z_S – avota pretestība,
 Z_L – slodzes pretestība,
 Z_T – Filtra pretestība,

un

$$IL_{dB} = 20\log_{10} \left| 1 + \frac{Z_T}{Z_S + Z_L} \right|. \quad (1.4.)$$

Filtra pilnā pretestība Z_T var būt vienāda ar filtra izejas sprieguma attiecību pret filtra strāvu, pielietojot algebras principus, ienesto vājinājumu var iegūt no izteiksmes (1.5.):

$$IL_{dB} = 20\log_{10} \left| \frac{\frac{V_{Lwo}}{V_S}}{\frac{V_{Lw}}{V_S}} \right| = 20\log_{10} \left| \frac{\frac{Z_L}{Z_L + Z_S}}{\frac{\frac{Z_L Z_T}{Z_L + Z_T}}{\frac{Z_L Z_T}{Z_L + Z_T} + Z_S}} \right|, \quad (1.5.)$$

kur V_S – avota spriegums.

Kā piemēru var minēt - šunta filtrs ir kondensators. Kondensatora pilno pretestību vajadzētu modelēt kā RLC ķēdi, reprezentējot reālu kondensatora piemērotību noteiktam frekvenču diapazonam.

Izteiksme (1.4.) ir pielietojama gadījumos, ja filtrs ir pielietots virknē ar slodzi un avotu. Šāda filtra ienesto vājinājumu iespējams noteikt pēc izteiksmes (1.6.):

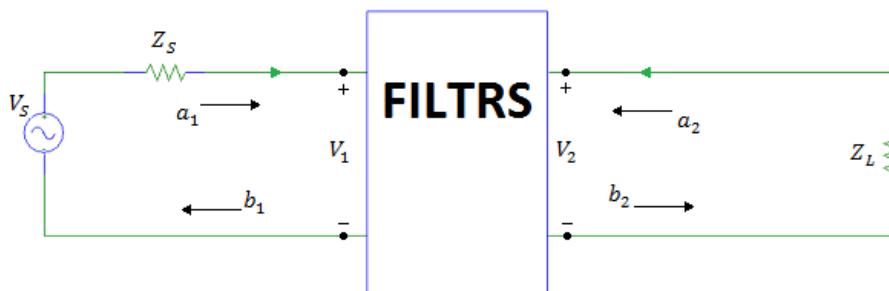
$$IL_{dB} = 20\log_{10} \left| \frac{\frac{V_{Lwo}}{V_S}}{\frac{V_{Lw}}{V_S}} \right| = 20\log_{10} \left| \frac{\frac{Z_L}{Z_L + Z_S}}{\frac{Z_L Z_T}{Z_L + Z_T + Z_S}} \right| = 20\log_{10} \left| 1 + \frac{Z_S Z_L}{Z_T(Z_S + Z_L)} \right|. \quad (1.6.)$$

Filtri, ko pielieto virknē ar avotu un slodzi, ir induktīvas komponentes- ferīta gredzeni un spoles.

EMI filtrus var uzskatīt par četrpolu [42], [50]. Četrpols dod iespēju izolēt filtru no visas sistēmas un šo izolēto sistēmas daļu aizvieto ar noteiktiem parametriem. Šie parametri izolēto sistēmas daļu - filtru - izveido par “melno kasti”, kuras iekšējai shēmai un sarežģītībai nav nozīmes, tādējādi vienkāršojot filtra analīzi. Pastāv dažādu veidi parametri, ar kuriem var raksturot četrpolu – Z, Y, H, G un ABCD parametrus. Šie parametri ir ierobežoti ar nosacījumu, ka četrpols ir lineārs pie dažādiem izejas un ieejas portu stāvokļiem – īsslēgtiem vai atvērtiem. Z, Y, H, G un ABCD parametri prasa veikt mērījumus četrpolam - gan atvērtiem portiem, gan īsslēgtiem portiem - kas šo parametru pielietošanu padara sarežģītu, īpaši augstajās frekvencēs, kurās rodas nevēlami parazītiskie parametri, kuru novēršana ir sarežģīta un dārga.

Izkliedes parametru (S-parametru) pielietošanas priekšrocības EMI filtru raksturošanā, ir to vienkāršība un precizitāte plašā frekvenču diapazonā [5]. Salīdzinoši, pielietojot parametrus Z, Y, H, G vai ABCD, mērījumi prasa atvērtu un īsslēgtu četrpola portu stāvokļus, taču, pielietojot izkliedes parametrus (S-parametrus), nepastāv vajadzība pēc atvērtu un īsslēgtu četrpola portu apstākļiem. S parametri tiek mērīti jaudas izteiksmē. Pielietojot vektora ķēžu analizatoru portu

kalibrēšanā, tiek izslēgta parazitisko parametru ietekme uz mērījumiem, jo mērījumu kabeļi un to savienojumi tiek kalibrēti, un rezultātā parazitiskie parametri tiek kompensēti.



1.2.att. EMI filtrs – četrpols,

kur a_1, a_2 – gadījuma vilnis no avota puses un slodzes puses,

b_1, b_2 – atstarotais vilnis no avota puses un slodzes puses,

I_1, I_2 – ieejas strāva portā 1 un portā 2,

V_1, V_2 – ieejas spriegums uz portu 1 un portu 2,

V_S – sprieguma avots,

Z_S – avota pilnā pretestība,

Z_L – slodzes pilnā pretestība.

1.2. att. EMI filtrs ir attēlots kā četrpols, tomēr tas nav lineārs četrpols, jo sastāv no nelineārām komponentēm (piemēram, induktivitātes). Lai gan induktīvās komponentes var uzskatīt par lineārām, ja mērījumus veic ar strāvu, kas neatstāj iespaidu uz magnētiskā materiāla īpašībām - magnētiskā materiāla piesātinājumu. Tāpēc līderīgi ir EMI filtru raksturot kā pasīvu lineāru četrpolu pie apstākļiem, kad parametru mērījumā izmanto necīgu strāvas lielumu, kas neietekmē elementa magnētiskā materiāla īpašības, tādējādi iegūstot lineāru sistēmu.

Pamatā izkļiedes parametrus ir definējusi K.Kurokava (K. Kurokawa) [4]. Izkļiedes parametri izskaidro savstarpējās sakarības starp mainīgajiem a_1, a_2, b_1, b_2 . 1.2. att. redzami četri viļņi- gadījuma vilnis a_1 un tā atstarotais vilnis b_1 portā 1, un gadījuma vilnis a_2 un atstarotais vilnis b_2 portā 2. Šos mainīgos var izteikt ar četrpola spriegumu V_1, V_2 , strāvu I_1, I_2 vidējām vērtībām un atskaites pilno pretestību Z_0 , kas ir pieņemta $Z_0=50\Omega$. Neatkarīgos mainīgos a_1 un a_1 viļņus var izteikt ar izteiksmēm (1.7.) un (1.8.):

$$a_1 = \frac{V_1 + I_1 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i1}}{\sqrt{Z_0}}, \quad (1.7.)$$

kur a_1 – normalizēts gadījuma vilnis portā viens,

V_1 – Spriegums uz portu 1,

I_1 – Strāva portā 1,

Z_0 – atskaites pilnā pretestība,

V_{i1} – gadījuma spriegums uz portu 1.

$$a_2 = \frac{V_2 + I_2 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i2}}{\sqrt{Z_0}}, \quad (1.8.)$$

kur a_2 – normalizēts gadījuma vilnis portā 2,
 V_2 – Spriegums uz portu 2,
 I_2 – Strāva portā 2,
 V_{i2} – gadījuma spriegums uz portu 2.

Atkarīgos mainīgos - atstarotos viļņus b_1 un b_2 var izteikt ar izteiksmēm (1.9.) un (1.10.):

$$b_1 = \frac{V_1 + I_1 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r1}}{\sqrt{Z_0}}, \quad (1.9.)$$

kur b_1 – normalizēts atstarojošais vilnis no porta 1,
 V_{r1} – spriegums atstarotajam vilnim no porta 1.

$$b_2 = \frac{V_2 + I_2 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r2}}{\sqrt{Z_0}}, \quad (1.10.)$$

kur b_2 – normalizēts atstarojošais vilnis no porta 2,
 V_{r2} – spriegums atstarotajam vilnim no porta 2.

Kā arī zinot gadījuma viļņus un to atstarojumus, ar izteiksmēm (1.11.) - (1.14.) var izteikt izejas un ieejas portu strāvas uz spriegumus.

$$V_1 = \sqrt{Z_0}(a_1 + b_1), \quad (1.11.)$$

$$V_2 = \sqrt{Z_0}(a_2 + b_2), \quad (1.12.)$$

$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(a_1 + b_1), \quad (1.13.)$$

$$I_2 = \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(a_2 + b_2). \quad (1.14.)$$

Pasīvu lineāru četrpolu, kas attēlots 1.2.att., var raksturot, izmantojot tiešo un atstaroto viļņu lineāru vienādojumu sistēmu (1.15.) vai matricu sistēmu (1.16.).

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (1.15.)$$

kur S_{11} – tiešais atstarošanas koeficients,
 S_{21} - tiešais pārvades koeficients,
 S_{12} - reversais pārvades koeficients,
 S_{22} reversais atstarošanas koeficients.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}. \quad (1.16.)$$

Saskaņā ar viļņu teoriju - kad tiešais vilnis a_1 un a_2 sasniedz četrpolu, pilno pretestību nesakritību dēļ rodas atstarotie viļņi b_1 un b_2 . Arī atstarotie viļņi b_1 un b_2 , sasniedzot slodzi vai avotu atkārtoti, tiek atstaroti. No pārvades līniju teorijas šis efekts ir izskaidrojams ar atstarošanas koeficientiem:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}, \quad (1.17.)$$

kur Γ_L – slodzes atstarošanas koeficients,
 Z_L – slodzes pilnā pretestība.

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}, \quad (1.18.)$$

kur Γ_S – avota atstarošanas koeficients,
 Z_S – avota pilnā pretestība.

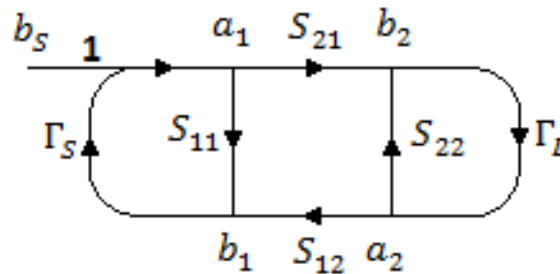
$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}, \quad (1.19.)$$

kur Γ_{in} – četrpola ieejas atstarošanas koeficients,
 Z_{in} – filtra ieejas pilnā pretestība.

$$\Gamma_{out} = \frac{Z_{out} - Z_0}{Z_{out} + Z_0} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{22}\Gamma_S}, \quad (1.20.)$$

kur Γ_{out} – četrpola izejas atstarošanas koeficients,
 Z_{out} – filtra izejas pilnā pretestība.

Pielietojot signāla plūsmas grafu, četrpolu (1.2. att.) var raksturot savādāk: pielietojot vienkāršotu sistēmas analīzi pūsma grafu [5] 1.3.att.



1.2.att. Četrpols, kas raksturots ar signāla plūsma grafu.

1.3 attēlā ir attēlots normalizēts vilnis b_S , kas iznāk no avota, un ko var izteikt ar izteiksmi (1.21.):

$$b_S = \frac{\sqrt{Z_0}V_S}{Z_S + Z_0}, \quad (1.21.)$$

kur b_S - normalizēts vilnis, kas iznāk no avota.

Pielietojot Mansona ieguvuma izteiksmi, lai atrastu pārvades funkciju lineāram signālu plūsmas grafam (1.3. att.), ir iespējams definēt attiecības:

$$\frac{a_2}{b_S} = \frac{S_{21}\Gamma_L}{1-(S_{11}\Gamma_S+S_{21}\Gamma_L S_{12}\Gamma_S+S_{22}\Gamma_L)+S_{11}\Gamma_S S_{22}\Gamma_L}, \quad (1.22.)$$

$$\frac{b_2}{b_S} = \frac{S_{21}}{1-(S_{11}\Gamma_S+S_{21}\Gamma_L S_{12}\Gamma_S+S_{22}\Gamma_L)+S_{11}\Gamma_S S_{22}\Gamma_L}, \quad (1.23.)$$

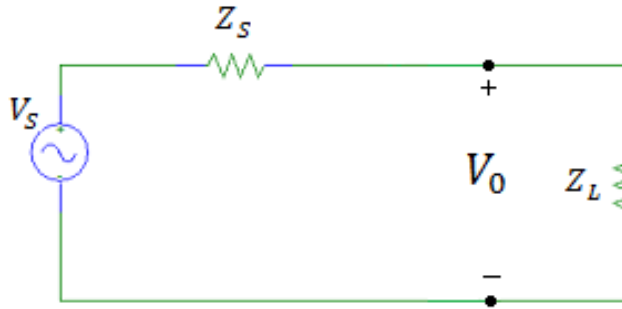
$$\frac{a_1}{b_S} = \frac{1-S_{22}\Gamma_L}{1-(S_{11}\Gamma_S+S_{21}\Gamma_L S_{12}\Gamma_S+S_{22}\Gamma_L)+S_{11}\Gamma_S S_{22}\Gamma_L}, \quad (1.24.)$$

$$\frac{b_1}{b_S} = \frac{S_{11}(1-S_{22}\Gamma_L)+S_{21}\Gamma_L S_{12}}{1-(S_{11}\Gamma_S+S_{21}\Gamma_L S_{12}\Gamma_S+S_{22}\Gamma_L)+S_{11}\Gamma_S S_{22}\Gamma_L}. \quad (1.25.)$$

Lai noteiktu EMI filtra sprieguma vājinājumu (A_v), sākumā tas ir jāaplūko no RF viļņu teorijas. RF viļņu teorija sprieguma vājinājumu definē kā attiecību starp slodzes puses spriegumu V_2 un avota puses spriegumu V_1 (1.2. att.) [6], kā tas parādīts izteiksmē (1.26.), pielietojot S-parametrus un atstarojumu koeficientus.

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{S_{21}(1+\Gamma_L)}{(1-S_{11})(1-S_{22}\Gamma_L)+S_{21}\Gamma_L S_{12}}. \quad (1.26.)$$

Tomēr, skatoties no EMI filtra izveides viedokļa [7], filtra sprieguma vājinājums ir definēts kā attiecība starp slodzes puses spriegumu V_2 ar filtru (1.2. att.) un slodzes spriegumu V_0 bez filtra (1.4. att.), kā tas parādīts izteiksmē (1.7.).



1.3.att. Filtra vājinājuma aprēķiniem izmantojamā shēma.

$$A_v = \frac{V_2}{V_0} = \frac{V_2}{\frac{Z_L}{Z_S+Z_L}V_S} = \frac{V_2}{\frac{Z_L}{Z_S+Z_L}(V_1-I_1 Z_S)}, \quad (1.27.)$$

kur V_1, V_2 – spriegums, kas definēts 1.2.att,
 I_1, I_2 – Strāva, kas definēts 1.2.att.,
 V_0, V_S – spriegums, kas definēts 1.4.att.,
 Z_L, Z_S – slodzes un avota pilnās pretestības.

Izteiksmi (1.27.) pilnveidojot ar izteiksmēm (1.11.) - (1.13.), iegūst izteiksmi (1.28.):

$$A_v = \frac{\frac{a_2+b_2}{b_S} \frac{Z_S}{Z_0}}{\frac{a_1}{b_S} \left(1+\frac{Z_S}{Z_0}\right) + \frac{b_1}{b_S} \left(1-\frac{Z_S}{Z_0}\right)} \left(\frac{Z_S+Z_L}{Z_L}\right). \quad (1.28.)$$

Pielietojot izteiksmes (1.22.)–(1.25.) un (1.17.), (1.18.) ir iespējams noteikt filtra sprieguma vājinājumu, pielietojot atstarošanās koeficientus un izkliedes parametrus [8]:

$$A_V = \frac{S_{21}(1-\Gamma_L\Gamma_S)}{(1-S_{11}\Gamma_S)(1-S_{22}\Gamma_L)-S_{21}\Gamma_LS_{12}\Gamma_S}. \quad (1.29.)$$

Aplūkojot izteiksmi (1.29.), filtra sprieguma vājinājumu ir iespējams noteikt no vektora ķēža analizatora S-parametru mērījumiem S_{11} , S_{21} , S_{22} , S_{12} , kā arī veicot atstarošanas koeficientu aprēķinus ar izteiksmēm (1.17.) un (1.18.). Atstarošanās koeficienti tiek noteikti, pieņemot, ka Z_L ir tīkla ekvivalenta (LISN) pilnā pretestība (DM filtra pilnā pretestība tīkla ekvivalentam ir 100Ω un CM filtra pilnā pretestība tīkla ekvivalentam ir 25Ω), $Z_0=50\Omega$ un Z_s kas ir avota pilnā pretestība, kas ir iegūta ar metodēm no literatūras avotiem [9], [10].

No iepriekš aplūkotajām izteiksmēm var secināt, ka EMI filtru var raksturo tikai caur S-parametriem S_{11} , S_{21} , S_{22} , S_{12} , kas ir neatkarīgi no avota (Z_S) un slodzes (Z_L) pilnajām pretestībām, lai noteiktu filtra sprieguma vājinājumu, ir nepieciešams noteikt arī atstarošanās koeficienti Γ_S , Γ_L , kuri ir atkarīgi no avota (Z_S) un slodzes (Z_L) pilnajām pretestībām. Veicot EMI filtra mērījumus ar vektora ķēža analizatoru, kad abi analizatora porti ir kalibrēti, var pieņemt, ka parametra S_{21} - reversais pārvades koeficients ir arī filtra sprieguma vājinājums, pie nosacījuma, ka Z_S un Z_L ir vienādi ar sistēmas raksturojošo pilno pretestību Z_0 . Ja $Z_L=50\Omega$ un $Z_S=50\Omega$, tad $\Gamma_S=0$ un $\Gamma_L=0$, pie šiem nosacījumiem pārveidojot izteiksmi (1.29.), var iegūt filtra sprieguma vājinājuma izteiksmi (1.30.):

$$A_V = \frac{S_{21}(1-\Gamma_L\Gamma_S)}{(1-S_{11}\Gamma_S)(1-S_{22}\Gamma_L)-S_{21}\Gamma_LS_{12}\Gamma_S} = S_{21}. \quad (1.30.)$$

Ar izkliedes parametriem ir iespējams raksturot filtru neatkarīgi no avota (Z_S) un slodzes (Z_L) pilnajām pretestībām. Tomēr filtra darbība reālos sistēmas apstākļos ir atkarīga no avota (Z_S) un slodzes (Z_L) pilnajām pretestībām, tāpēc tam būtu jāpievērš uzmanība izstrādājot filtrus. No viļņu teorijas viedokļa [8] filtrus var izstrādāt, pielietojot atstarošanās koeficientus. No Mansona izteiksmes atstaroto vilni b_1 1.3.att. var izteikt ar izteiksmi (1.31.):

$$b_1 = a_1 \left(S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \right). \quad (1.31.)$$

Slodzes pilnā pretestība EMI filtriem ir zināma, ja pielieto tīkla ekvivalentu (LISN) $Z_{DM}=100\Omega$ un $Z_{CM}=25\Omega$. Šajā gadījumā atstarošanās koeficienti ir:

$$\begin{aligned} \text{DM: } \Gamma_L &= \frac{1}{3}, \\ \text{CM: } \Gamma_L &= -\frac{1}{3}. \end{aligned} \quad (1.32.)$$

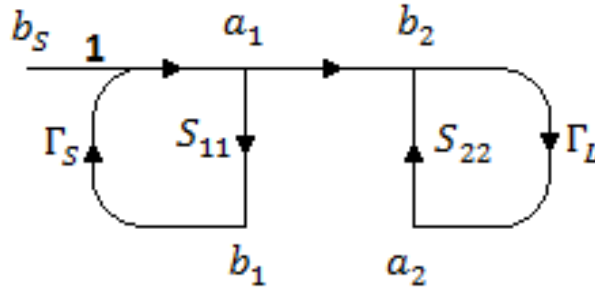
EMI filtru pārvades koeficienti S_{21} un S_{12} ir daudz mazāki par atstarošanās koeficientiem S_{11} un S_{22} , ir pieņemts, ka:

$$0 \leq |S_{22}| \leq 1,$$

tāpēc izteiksmi (1.29.) iespējams vienkāršot:

$$b_1 \approx a_1 S_{11}. \quad (1.33.)$$

Izmantojot izteiksmi (1.33.), iespējams arī vienkāršot signāla plūsma grafu, kā tas parādīts 1.5.att.



1.5. att. Četrpols, kas raksturots ar vienkāršotu signāla plūsma grafu.

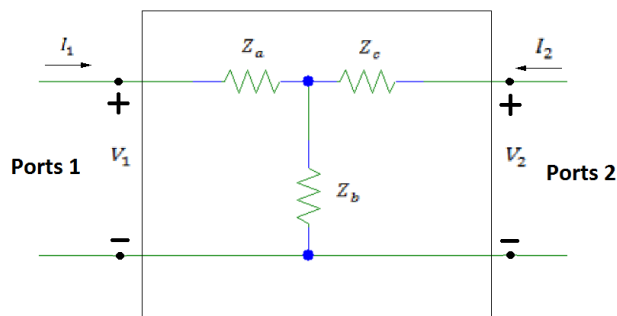
Līdz ar signāla plūsmas grafa vienkāršošanu, iespējams vienkāršot arī izteiksmi(1.30.), kā parādīts (1.34).

$$|A_V| \approx \frac{|S_{21}||1-\Gamma_L\Gamma_S|}{|1-S_{11}\Gamma_S||1-S_{22}\Gamma_L|}, \quad (1.34.)$$

kur $0 \leq |1 - S_{11}\Gamma_S| \leq 2;$
 $0 \leq |1 - S_{22}\Gamma_S| \leq 2.$

Analizējot izteiksmi (1.34.), redzams, ka pārvades koeficients S_{21} ir jāsamazina līdz mazākai iespējamai vērtībai, lai uzlabotu EMI filtra vājinājumu, bet $|1 - S_{11}\Gamma_S|$ un $|1 - S_{22}\Gamma_S|$ ir jāpalielina līdz maksimālai iespējamai vērtībai. Tā kā atstarošanas koeficienti Γ_S un Γ_L ir atkarīgi no slodzes un avota pilnās pretestības, kas ir neatkarīgs lielums no filtra, tad vienīgā iespēja uzlabot filtra darbību ir kontrolēt atstarošanas koeficientu S_{11} un S_{22} vērtības.

Tādā pašā veidā kā tika definēti S-parametri, ir iespējams izteikt sistēmas pilnās pretestības parametru - Z- parametrus. Četropolu ar T-veida shēmu, kas ir parādīts 1.6.att., var raksturot ar Z-parametriem atvērtu portu apstākļos, pielietojot izteiksmes (1.25.) un (1.26.).



1.6. att. Četrpols ar T-veida shēmu.

$$Z_{11} = Z_a + Z_b \text{ ja } I_2 = 0, \quad (1.35.)$$

kur Z_{11}, Z_a, Z_b – četrpola parametri 1.6.att.,
 I_2 – četrpola porta 2 strāva 1.6.att.

$$Z_{22} = Z_c + Z_b \text{ ja } I_1 = 0 \quad (1.36.)$$

kur Z_{22}, Z_c – četrpola parametri 1.6.att.,
 I_2 – četrpola porta 2 strāva 1.6.att.

Ja ieejas strāva ir I_1 , tad atvērtu portu gadījumā izejas spriegums ir $I_1 Z_b$, līdz ar to $Z_{12} = Z_b$. Atrisinot izteiksmes (1.35.) un (1.36.), var uzskatīt, ka:

$$Z_{11} - Z_{12} = Z_a \quad (1.37.)$$

kur Z_{12} – četropla parametrs 1.6.att.

$$Z_{22} - Z_{12} = Z_c, \quad (1.38.)$$

$$Z_{21} = Z_{21} = Z_b, \quad (1.39.)$$

kur Z_{21} – četropla parametrs 1.6.att.

Ar četropla Z- parametriem, identiski kā S-parametriem, var izteikt tā spriegumus:

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2, \quad (1.40.)$$

kur V_1 - Četropla porta 1 spriegums 1.6.att.

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (1.41.)$$

kur V_2 - Četropla porta 2 spriegums 1.6.att.

Kamēr sistēmas parametri ir mērīti kā S- parametri, ir liederīgi tos pārveidot Z- parametros, ja ir nepieciešams četrpolu apskatīt kā T-veida slēgumu, kur S parametri ir mērīti pie references pilnās pretestības Z_0 [11].Pielietojot matemātiskas izteiksmes (1.42.)-(1.45.), ir iespējams no S-parametriem iegūt Z- parametrus:

$$Z_{11} = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}, \quad (1.42.)$$

$$Z_{12} = \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}, \quad (1.43.)$$

$$Z_{21} = \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}, \quad (1.44.)$$

$$Z_{22} = \frac{(1+S_{22})(1-S_{11})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}, \quad (1.45.)$$

Ievietojot izteiksmes (1.42.) – (1.45.) izteiksmēs (1.37.)- (1.39.), ir iespējams raksturot četrpolu ar T-veida ekvivalentās shēmas parametriem, kas ir atsevišķo zaru pilnās pretestības - Z_a , Z_b un Z_c , rezultātus var normalizēt pie noteiktas sistēmas pilnās pretestības Z_0 :

$$Z_a = Z_0 \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{21}^2-2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{21}^2}, \quad (1.46.)$$

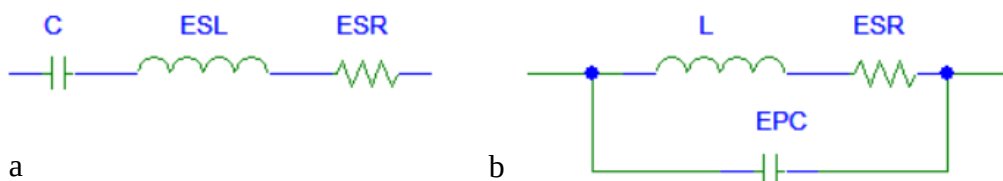
$$Z_b = Z_0 \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{21}^2}, \quad (1.47.)$$

$$Z_c = Z_0 \frac{(1+S_{22})(1-S_{11})+S_{21}^2-2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{21}^2}. \quad (1.48.)$$

1.2. Virsmas montāžas komponentu mērīšanas metodoloģija un mērījumu absolūtā kļūda

Virsmas montāžas kondensatoru parametrus - kapacitātes C , ekvivalentās virknes induktivitātes ESL , ekvivalentās virknes pretestības ESR - un virsmas montāžas induktīvo komponentu parametru - induktivitātes L , ekvivalentās paralēlās kapacitātes EPC , ekvivalentā virknes pretestība ESR - mērījumi (1.7. att.) ir sarežģīti dēļ:

- virsmas montāžas elementu mazajiem izmēriem attiecībā pret savienotajiem un viļņvadiem;
- virsmas montāžas elementu plašās darba joslas (rezonanses frekvence sasniedz 100MHz);
- parametri ir frekvences atkarīgi;
- relatīvi mazās ekvivalentās virknes induktivitātes ESL lieluma attiecība pret mērīšanas sistēmas izkliedes induktivitāti.



1.7. att. Elementu ekvivalentās shēmas.

a – kondensatora, b – induktivitātes.

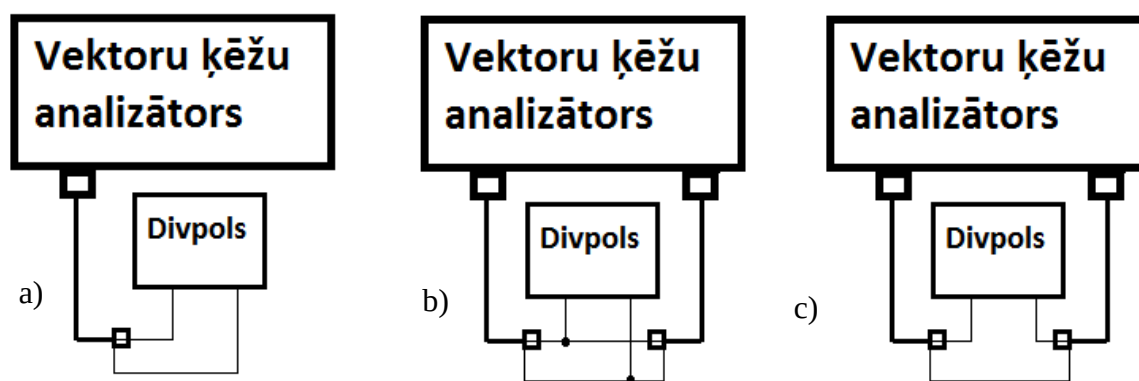
Tāpēc mērīšanas sistēmas izveidei un tās kalibrēšanai jāpievērš īpaša uzmanība. Mērījumiem var izmantot pilnās pretestības mērītājus, taču šādas mēriekārtas frekvenču diapazonam līdz 100MHz ir dārgas un reti pieejamas. Virsmas montāžas komponentu mērījumiem iespējams izmantot arī vektoru ķēžu analizatoru VNA, kurš mēra izkliedes parametrus (S-parametri).

Kondensatora un induktīvo elementu pilno pretestību Z_{11} , izmantojot VNA, var mērīt, pielietojot trīs metodes [12], [5]:

- Atstarošanas koeficienta (S_{11}) mērīšana, izmantojot vienu VNA portu (1.8. att.(a));
- Tiešās pārvades koeficienta (S_{21}) mērīšana, saslēdzot abus VNA portus un pētāmo divpolu paralēli (1.8. att.(b));
- Tiešās pārvades koeficienta (S_{21}) mērīšana, saslēdzot abus VNA portus un pētāmo divpolu virknē (1.8. att.(c)).

Z_{11} mērījumu kļūda palielinās, kad $|S_{11}|$ vai $|S_{21}|$ ir tuvu 1 (0dB), tādēļ mērīšanas metodes izvēle ir atkarīga no $|Z_{11}|$ vērtības [5]:

- metodi labāk izmantot, ja $|Z_{11}|$ vērtība ir tuvu 50Ω . Šajā gadījuma atstarošanas koeficients $|S_{11}|$ būs ievērojami mazāks par 0 dB;
- metodi labāk izmantot, ja $|Z_{11}|$ ir mazāks par 10Ω . Šajā gadījumā pārvades koeficienta vērtība $|S_{21}|$ būs ievērojami mazāka par 0 dB;
- metodi labāk izmantot, ja $|Z_{11}|$ ir lielāks par 100Ω . Šajā gadījumā pārvades koeficients $|S_{21}|$ būs ievērojami mazāks par 0 dB.



1.8. att. Kondensatora un induktīvās komponentes mērīšanas metodes, izmantojot VNA.

Kondensatoru mērījumiem frekvenču diapazonā 100kHz-500MHz vispiemērotākā metode ir kondensatoru slēdzot paralēli mērījumu portiem (b metode), jo kondensatora pilnā pretestība Z_{11} MHz diapazonā ir zemāka par 10Ω . Papildus var izmantot metodi, kur tiek pielietots tikai viens VNA ports, mērot atstarošanās koeficientu S_{11} (a metode). Metodi a rekomendēts pielietot, mērot divpolus ar pilno pretestību Z_{11} , kas ir tuva 50Ω , taču metodes lietderība tiks pārbaudīta turpmākā darbā, tās pielietošanas vienkāršības dēļ.

Induktīvo komponentu mērījumiem frekvenču diapazonā 100kHz-500MHz vispiemērotākā metode ir komponenti slēdzot virknē mērījumu portiem (c metode), jo induktīvās komponentes pilnā pretestība Z_{11} MHz diapazonā ir lielāka par 100Ω .

1.2.1. Virsmas montāžas kondensatora atstarošanas koeficienta (S₁₁) mērīšana, izmantojot vienu VNA portu

Atstarošanas koeficienta (S₁₁) mērīšanā, izmantojot vienu VNA portu, divpolu ieslēdz paralēli vienam VNA portam un mēra S₁₁. No S₁₁ var aprēķināt Z₁₁, izmantojot sakarību (1.49.):

$$Z_{11} = 50 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} = 50 \frac{1 - |S_{11}|^2 + j2|S_{11}|\sin\varphi}{1 - 2|S_{11}|\cos\varphi + |S_{11}|^2}, \quad (1.49.)$$

kur φ - atstarošanas koeficienta S₁₁ fāze. Z₁₁ reālo daļu var aprēķināt, izmantojot vienādojumu (1.50.):

$$\operatorname{Re}\{Z_{11}\} = 50 \frac{1 - |S_{11}|^2}{1 - 2|S_{11}|\cos\varphi + |S_{11}|^2}. \quad (1.50.)$$

Savukārt imagināro daļu var aprēķināt, izmantojot vienādojumu (1.51.):

$$\operatorname{Im}\{Z_{11}\} = 100 \frac{|S_{11}|\sin\varphi}{1 - 2|S_{11}|\cos\varphi + |S_{11}|^2} \quad (1.51)$$

un Z₁₁ modulis aprēķināms sekojoši (2.4.1.52.):

$$|Z_{11}| = \sqrt{(\operatorname{Re}\{Z_{11}\})^2 + (\operatorname{Im}\{Z_{11}\})^2} = \frac{50}{1 - 2|S_{11}|\cos\varphi + |S_{11}|^2} \sqrt{(1 - |S_{11}|^2)^2 + (100|S_{11}|\sin\varphi)^2} \quad (1.52.)$$

Ja pētāmā divpola |Z₁₁| ir daudzkārt mazāks par 50Ω, tad |S₁₁| būs tuvu 1 (0 dB) un divpola |Z₁₁| mērījumu kļūda un kondensatora ESR mērījumu kļūda var sasniegt pat 100%.

|Z₁₁| un kondensatora ESR (Re(Z₁₁)) mērījumu absolūto kļūdu var iegūt, izmantojot parciālo atvasināšanu. VNA tehniskajā specifikācijā mērījumu absolūtā kļūda tiek uzrādīta atstarošanas un pārvades koeficientu modulim un fāzei.

Parciāli atvasinot vienādojumus (1.50.) un (1.52.), var noteikt |Z₁₁| un Re(Z₁₁) absolūtas mērījumu kļūdas Δ|Z₁₁|, ΔRe(Z₁₁):

$$\Delta \operatorname{Re}\{Z_{11}\} = \left| 50 \frac{-2A|S_{11}| - (1 - |S_{11}|^2)(-2\cos\varphi + 2|S_{11}|)}{A^2} \Delta|S_{11}| - 50 \frac{2(1 - |S_{11}|^2)|S_{11}|\sin\varphi}{A^2} \Delta\varphi \right|, \quad (1.53.)$$

$$\text{kur } A = 1 - 2|S_{11}|\cos\varphi + |S_{11}|^2.$$

$$\Delta \operatorname{Im}\{Z_{11}\} = \left| 100 \frac{|S_{11}|(A\cos\varphi - 2|S_{11}|(\sin\varphi)^2)}{A^2} \Delta\varphi + 100 \frac{A\sin\varphi - |S_{11}|\sin\varphi(2|S_{11}| - 2\cos\varphi)}{A^2} \Delta|S_{11}| \right| \quad (1.54.)$$

$$\Delta|Z_{11}| = \frac{\operatorname{Re}\{Z_{11}\}\Delta \operatorname{Re}\{Z_{11}\} + \operatorname{Im}\{Z_{11}\}\Delta \operatorname{Im}\{Z_{11}\}}{|Z_{11}|}, \quad (1.55.)$$

kur Δ|S₁₁| ir tiešās pārvades koeficienta moduļa absolūta mērījuma kļūda;

Δφ ir tiešās pārvades koeficienta fāzes absolūta mērījuma kļūda (radiānos).

1.2.2. Virsmas montāžas kondensatora tiešās pārvades koeficienta (S₂₁) mērīšana, saslēdzot abus VNA portus un pētāmo divpolu paralēli

Mērot tiešās pārvades koeficientu (S₂₁), saslēdzot abus VNA portus un pētāmo divpolu paralēli, ir iespējams aprēķināt Z₁₁, izmantojot vienādojumu (2.8. 1.56.) [13]:

$$Z_{11} = 25 \frac{S_{21}}{1 - S_{21}} = 25 \frac{|S_{21}| \cos \varphi - |S_{21}|^2 + j|S_{21}| \sin \varphi}{1 - 2|S_{21}| \cos \varphi + |S_{21}|^2}. \quad (1.56.)$$

Z₁₁ reālo daļu sakarībai (1.57.):

$$\operatorname{Re}\{Z_{11}\} = 25 \frac{|S_{21}| \cos \varphi - |S_{21}|^2}{1 - 2|S_{21}| \cos \varphi + |S_{21}|^2}, \quad (1.57.)$$

Z₁₁ imaginārā daļa sakarībai (1.58.):

$$\operatorname{Im}\{Z_{11}\} = 25 \frac{|S_{21}| \sin \varphi}{1 - 2|S_{21}| \cos \varphi + |S_{21}|^2}, \quad (1.58.)$$

Z₁₁ modulis sakarībai (1.59.):

$$|Z_{11}| = \frac{25|S_{21}|}{\sqrt{1 - 2|S_{21}| \cos \varphi + |S_{21}|^2}}. \quad (1.59.)$$

Ja $|Z_{11}| \ll 50 \Omega$ (tad $|S_{21}| \ll 1$), tad var uzskatīt, ka

$$Z_{11} = 25S_{21}. \quad (1.60.)$$

$|Z_{11}|$ un kondensatora ESR ($\operatorname{Re}(Z_{11})$) mērījumu absolūto kļūdu var iegūt, izmantojot parciālo atvasināšanu. Parciāli atvasinot sakarību (1.56.), (1.57.) un (1.58.), var noteikt $|Z_{11}|$ un $\operatorname{Re}(Z_{11})$ absolūtas mērījumu kļūdas $\Delta|Z_{11}|$, $\Delta\operatorname{Re}(Z_{11})$:

$$\Delta \text{Re}\{Z_{11}\} = \left| 25 \frac{B(\cos \varphi - 2|S_{21}|) - (|S_{21}| \cos \varphi - |S_{21}|^2)(2|S_{21}| - 2 \cos \varphi)}{B^2} \Delta S_{21} - \frac{|S_{21}| B \sin \varphi + 2|S_{21}| \sin \varphi (|S_{21}| \cos \varphi - |S_{21}|^2)}{B^2} \Delta \varphi \right|, \quad (1.61.)$$

$$\Delta |Z_{11}| = 25 \left| \frac{\sqrt{B} - |S_{21}| \frac{1}{2\sqrt{B}} (2|S_{21}| - 2 \cos \varphi)}{B} \Delta |S_{21}| - 25 \frac{2|S_{21}|^2 \sin \varphi}{2B\sqrt{B}} \Delta \varphi \right|, \quad (1.62.)$$

$$\text{kur } B = 1 - 2|S_{21}| \cos \varphi + |S_{21}|^2.$$

Ja $|S_{21}| \ll 1$, var izmantot arī izteiksmi (1.60.). Veicot vienkāršus matemātiskus pārveidojumus, var pierakstīt:

$$Z_{11} = 25 |S_{21}| \cos(\varphi) + j 25 |S_{21}| \sin(\varphi). \quad (1.63.)$$

Izmantojot parciālo atvasināšanu, var noteikt $|Z_{11}|$, $\text{Re}(Z_{11})$ un $\text{Im}(Z_{11})$ absolūtas mērījumu kļūdas $\Delta |Z_{11}|$, $\Delta \text{Re}(Z_{11})$ un $\Delta \text{Im}(Z_{11})$:

$$\Delta \text{Re}\{Z_{11}\} = 25 |S_{21}| \sin(\varphi) \Delta \varphi + 25 \cos(\varphi) \Delta |S_{21}|, \quad (1.64.)$$

$$\Delta \text{Im}\{Z_{11}\} = 25 |S_{21}| \cos(\varphi) \Delta \varphi + 25 \sin(\varphi) \Delta |S_{21}|, \quad (1.65.)$$

$$\Delta |Z_{11}| = 25 \Delta |S_{21}|, \quad (1.66.)$$

kur $\Delta |S_{21}|$ ir tiešās pārvades koeficienta moduļa absolūta mērījuma kļūda;
 $\Delta \varphi$ ir tiešās pārvades koeficienta fāzes absolūta mērījuma kļūda (radiānos).

1.2.3. Virsmas montāžas induktīvo komponentu tiešās pārvades koeficienta (S_{21}) mērīšana, saslēdzot abus VNA portus un pētāmo divpolu virknē un mērījumu kļūda

Izmantojot mērīšanas metodi, slēdzot komponenti virknē ar abiem VNA portiem, tiek mērīts pārvades koeficients – S_{21} . Pieņemot, ka atstarošanās koeficienti ir niecīgi, jo induktīvās komponentes pilnā pretestība ir lielāka par 100Ω . Izmantojot S_{21} , pilno pretestību var aprēķināt, izmantojot (1.67.) [14]:

$$Z_{11} = 100 \frac{1 - S_{21}}{S_{21}} = 100 \left[\frac{\cos \varphi}{|S_{21}|} - 1 - j \frac{\sin \varphi}{|S_{21}|} \right]. \quad (1.67.)$$

Z_{11} reālo daļu var aprēķināt, izmantojot izteiksmi (1.68.):

$$\operatorname{Re}\{Z_{11}\} = 100 \left(\frac{\cos \varphi}{|S_{21}|} - 1 \right). \quad (1.68.)$$

Savukārt imagināro daļu var aprēķināt ar izteiksmi (1.69.):

$$\operatorname{Im}\{Z_{11}\} = 100 \frac{-\sin \varphi}{|S_{21}|} \quad (1.69.)$$

un Z_{11} modulis (1.70.):

$$|Z_{11}| = 10 \sqrt{1 - \frac{2 \cos \varphi}{|S_{21}|} + \frac{1}{|S_{21}|^2}} \quad (1.70.)$$

Parciāli atvasinot izteiksmes (1.68.), (1.69.) un (1.70.), var noteikt $|Z_{11}|$, $\operatorname{Im}(Z_{11})$ un $\operatorname{Re}(Z_{11})$ absolūtas mērījumu kļūdas $\Delta|Z_{11}|$, $\Delta\operatorname{Re}(Z_{11})$, $\Delta\operatorname{Im}(Z_{11})$.

$$\Delta\operatorname{Re}\{Z_{11}\} = \left| 100 \left[\frac{\cos \varphi}{|S_{21}|^2} \Delta S_{21} + \frac{\sin \varphi}{|S_{21}|} \Delta \varphi \right] \right| \quad (1.71.)$$

$$\Delta\operatorname{Im}\{Z_{11}\} = \left| 100 \left[\frac{\sin \varphi}{|S_{21}|^2} \Delta S_{21} - \frac{\cos \varphi}{|S_{21}|} \Delta \varphi \right] \right| \quad (1.72.)$$

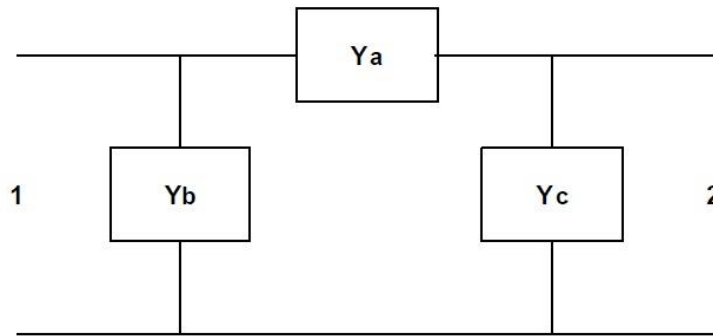
$$\Delta|Z_{11}| = \frac{5}{|Z_{11}|} \left(\left[\frac{2 \cos \varphi}{|S_{21}|^2} - \frac{2}{|S_{21}|^3} \right] \Delta|S_{21}| + \frac{2 \sin \varphi}{|S_{21}|} \Delta \varphi \right) \quad (1.73.)$$

VNA tehniskajā specifikācijā mērījumu absolūta kļūda tiek uzrādīta atstarošanas un pārvades koeficientu modulim un fāzei. Piemēram, frekvenču diapazonā 20kHz – 300kHz VNA ZVRE absolūta mērījumu kļūda: tiešās pārvades koeficienta modulim (diapazonā no 0dB līdz –20dB) $\Delta|S_{21}| < 0.2\text{dB}$ un fāzei $\Delta\varphi < 2^\circ$.

Darbā veicamajam pētījumam Z_{11} mērījumu absolūtās kļūdas lielums nav izšķirošs, jo analītisko 3D modeļu izstrādē tiks izmantoti tikai S-parametri. Līdz ar to, ir nepieciešams izmantot metodi, kas nodrošina visprecīzākos S-parametru mērījumus. Frekvenču diapazonā, kur novērojama induktīvās komponentes rezonanse, visizdevīgāk ir pielietot metodi, slēdzot komponenti virknē ar VNA portiem.

1.2.4. Komponentu pilnās pretestības mērījumi, slēdzot tās virknē ar diviem VNA portiem

Slēdzot komponentes virknē ar diviem VNA portiem un veicot četru S-parametru mērījumus, nav iespējams tiešā veidā noteikt komponentes pilno pretestību. Pilno pretestību iespējams noteikt netiešā veidā, pieņemot, ka spēkā ir Π -veida ekvivalentā shēma 1.9. att., Π -veida ekvivalentās shēmas parametrus Y_a , Y_b un Y_c iespējams aprēķināt, izmantojot sakarības (1.74.), (1.75.) un (1.76.), pieņemot, ka ports 2 ir īsi slēgts [15].



1.9. att. Π -veida ekvivalentā shēma.

$$Y_a = Y_{11} + Y_{12} \quad (1.74.)$$

$$Y_c = Y_{22} + Y_{12} \quad (1.75.)$$

$$Y_b = -Y_{12} \quad (1.76.)$$

S- parametri un Y parametri ir savā starpā saistīti ar sekojošām sakarībām:

$$Y_{11} = \frac{(1 + S_{22})(1 - S_{11}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (1.77.)$$

$$Y_{12} = \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (1.78.)$$

$$Y_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (1.79.)$$

$$Y_{22} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (1.80.)$$

Y-parametri ir vadītspējas parametri, līdz ar to komponentes pilno pretestību Z_{EUT} iespējams aprēķināt, izmantojot izteiksmi (1.81.):

$$Z_{EUT} = \frac{1}{Y_a} = \frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \quad (1.81.)$$

2. Virsmas montāžas telpisko modeļu izstrāde un to verificēšana

2.1. Virsmas montāžas kapacitīvo komponentu telpisko modeļu izstrāde un to pārbaude

Kondensators ir viens no pasīvajiem komponentiem, kura galvenā funkcija ir elektriskā lauka enerģijas uzkrāšana. Pastāv vairāku veidu kondensatori: alumīnija elektrolītiskie kondensatori, tantāla kondensatori, keramiskie kondensatori, elektrolītiskie kondensatori un citi. Keramiskos kondensatorus var iedalīt vienslāņa (diskveida keramiskie kondensatori) un daudzslāņu kondensatoros (MLCC – Multilayer ceramic capacitor).

MLCC kondensators ir viens no visbiežāk izmantotajām komponentēm elektronikas nozarē. MLCC kondensatoriem ir kompakts izmērs, kas ir nepieciešams mūsdienu elektroniskajām ierīcēm, kā arī tiem ir sekojošas priekšrocības: tiem ir augsta kapacitāte, zema iekšējā induktivitāte, kas savukārt padara tos piemērotus augstfrekvencēm, augsta izolācija, zema strāvu noplūde, augsta stabilitāte, jo iekšējais elektrods ir aizsargāts ar keramisku materiālu, tiem ir augsta termālā izturība, tie nav polāri un tiem tiek izmantota virsmas montāžas tehnoloģija.

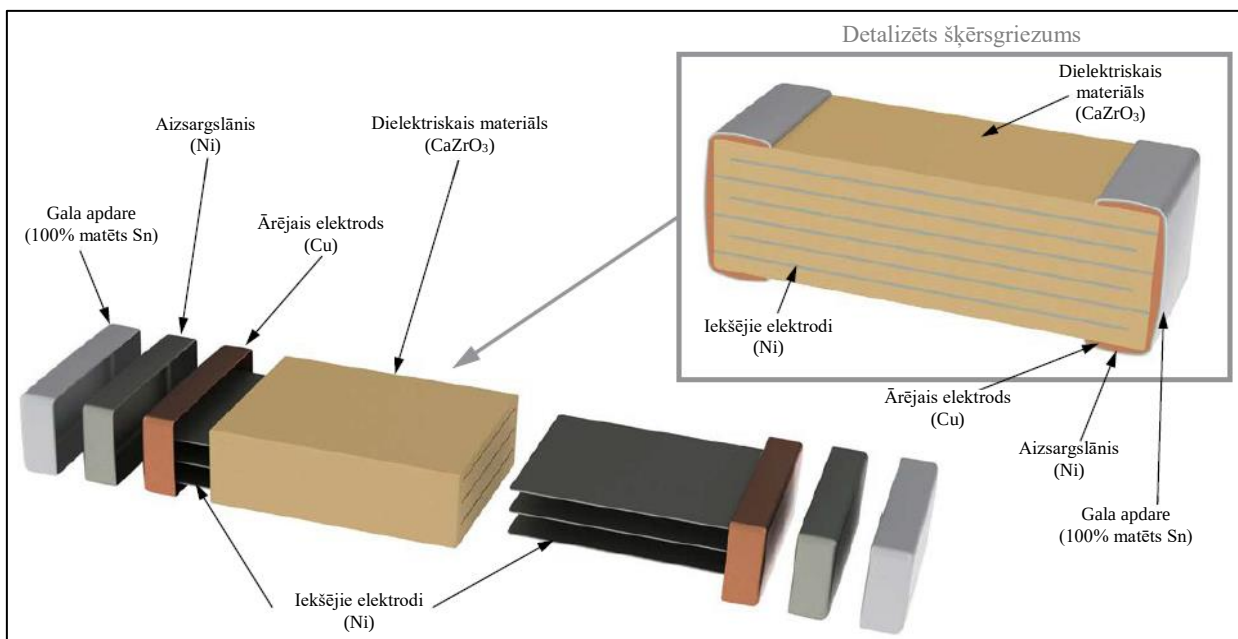


2.1.att. Daudzslāņu keramiskais kondensators.

MLCC izmērs kļūst mazāks un mazāks, jo elektroniskās ierīces kļūst aizvien kompaktākas. Lai saglabātu lielu kapacitāti, iekšā MLCC kondensatorā ir nepieciešami vairāki slāņi. MLCC kondensatori piedāvā unikālu zemas ekvivalentās virknes pretestības (ESR – equivalent series resistance) un ekvivalentās virknes induktivitātes (ESL – equivalent series inductance), un augstas tilpuma efektivitātes kombināciju.

Tradicionāli MLCC kondensatori nav paredzēti absolūtam ESR un ESL minimumam, bet, tā vietā, tie ir paredzēti, lai apmierinātu integrālo shēmu barošanas prasības. Kondensatori, kuri tiek izmantoti kā izejas filtri augstfrekvences/augstas jaudas impulsa barošanas blokos, ir speciāli izstrādāti ar ļoti zemu ESR, ESL un ļoti augstām strāvām.

Virsmas montāžas kondensatoru konstrukcija sastāv no vairākiem metāla elektrodu slāņiem iekšā keramiskā dielektriskā materiālā [18], kā parādīts 2.2. att.. Attālums starp elektrodu slāņiem var būt mazāks par 25μm.



2.3.att. Tipiska daudzslāņu keramiskā kondensatora struktūra.

Parasti kā dielektriķi keramiskajos kondensatoros izmanto Bārija Titanātu (BaTiO_3), jo tā dielektriskā caurlaidība var būt lielāka par 3000, kas ir ievērojami lielāka nekā lielākai daļai citu tipu materiālu. Par dielektrisko materiālu tiek izmantots arī CaZrO_3 . Šie dielektriķi parāda arī relatīvi augstu izturību pret mitrumu un temperatūrām, kā arī ir iespējams tos pakļaut ekonomiski apjomīgai ražošanai. Samazinot keramiskā kondensatora fizisko izmēru, kapacitātes pieaugumam nepieciešams izmantot lielāku daudzumu dielektriskā materiāla.

Daudzslāņu keramiskā kondensatora kapacitātes izteiksme (2.1.) ir balstīta uz kondensatora plati, palielinātu ar slāņu skaitu:

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{S}{d} \cdot N, \quad (2.1.)$$

kur C – kapacitāte [F];

ε_0 – dielektriskā caurlaidība vakuumā [F/m];

ε_r – dielektriķa relatīvā dielektriskā caurlaidība [F/m];

S – elektroda virsmas laukums [m^2];

N – slāņu skaits;

d – distance starp elektrodiem [m].

Plānāks dielektriķis vai lielāks elektroda laukums palielina kapacitātes lielumu, tāpat kā dielektriskā materiāla lielāka dielektriskā caurlaidība.

Tādi virsmas montāžas komponenti kā MLCC ir lētāki, jo tiem nav izvadu, un tie ir mazāki salīdzinājumā ar tiem līdzīgām komponentēm, kā arī nav nepieciešami caurumi spiestajā platē, kas samazina izmaksas, kā arī - tie ir paredzēti montāžai ar mašīnu, nevis ar cilvēka palīdzību. MLCC kondensatori tiek ražoti standarta formās un izmēros, lai nodrošinātu analogisku to apstrādi.

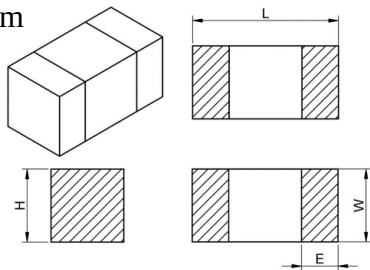
Labākās traucējumu slāpēšanas īpašības ir rezonanses frekvences apgabalā. Jo zemāka ir induktivitāte, jo lielāka ir rezonanses frekvence, jo augstāka ir kondensatora lietderība augstajās frekvencēs.

Tā kā digitālā signāla apstrādē komutācijas frekvences turpina aizvien pieaugt, pieprasījums pēc augstfrekvences atsaites un filtra kondensatoriem arī turpina pieaugt.

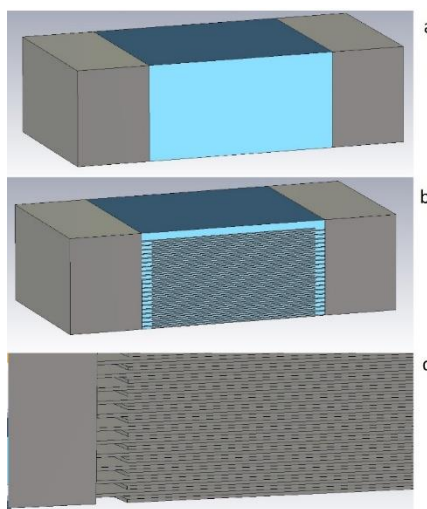
Šīs nodaļas izmantotā virsmas montāžas kondensatora tehniskā specifikācija apkopota Tabula 2-1 [16].

Tabula 2-1.

Virsmas montāžas kondensatora tehniskā specifikācija

WCAP-CSGP Multilayer Ceramic Capacitor 1206	
Ražotājs:	Würth Elektronik
Izmēri (L x H x W): Garums (L) Augstums (H) Platums (W) Savienojuma termināļu garums (E)	3.2 x 0.8 x 1.6 mm $3.2 \pm 0.15 \text{ mm}$ $0.8 \pm 0.1 \text{ mm}$ $1.6 \pm 0.15 \text{ mm}$ $0.2 \pm 0.2 \text{ mm}$ 
Vienības svars:	16.200mg
Termināļu tips:	SMD/SMT
Konstrukcijas forma - inch (mm):	1206 (3216)
Temperatūras diapazons:	-55...+125°C
Kapacitāte:	4700 pF ($1 \pm 0.2 V_{\text{rms}}$, 1kHz $\pm 10\%$)
Kapacitātes pielāde:	$\pm 5\%$
Nominālais spriegums:	max 50V (DC)
Izklīdes koeficients:	$Q \geq 1000$ ($1 \pm 0.2 V_{\text{rms}}$, 1kHz $\pm 10\%$)
Izolācijas pretestība:	$\geq 10 \text{ G}\Omega$
Dielektriskā izturība:	5sec pie 250% nominālā sprieguma; uzlādes un izlādes strāva <50mA
Keramiskā materiāla tips:	NP0 Class I (C0G)
Termināļu materiāls:	Cu / Ni / Sn

Virsmas montāžas kondensatorus iespējams modelēt tieša veidā, ņemot vērā visus plānos kondensatora slāņus, dielektriķa un vadošo materiālu īpašības [20]. Šāds kondensators parādīts 2.3.att. (a, b un c). Visu vadošo slāņu struktūru un dielektriķa struktūru analītiskam aprakstam nepieciešams ļoti apjomīgs skaitļojamās tehnikas operatīvās atmiņas apjoms ($>128\text{GB}$, ņemot vērā, ka virsmas montāžas kondensatora vadošā slāņa biezums ir ļoti niecīgs - daži nm). 2.3.att.(b) parādīts virsmas montāžas kondensators, kas sastāv no vairākiem simtiem metalizētiem slāņiem, starp kuriem novietots dielektriķis. Šāds kondensatora trīsdimensionālu modelis sastāv no vairākiem tūkstošiem miljonu galīgo elementu ($>10^8$ galīgo elementu).



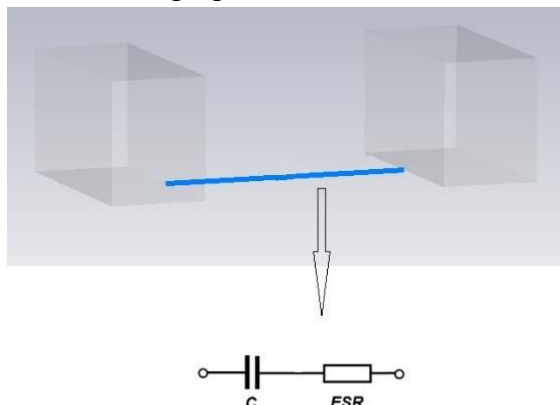
2.3.att. Virsmas montāžas kondensatora telpiskie modeļi.

a – virsmas montāžas kondensators, b – virsmas montāžas kondensators ar redzamiem metaliskajiem slāņiem, c – virsmas montāžas kondensatora metalizēto slāņu tuvināts skats bez dielektriķa.

Lai samazinātu nepieciešamo skaitļošanas operatīvās atmiņas apjomu un būtiski samazinātu skaitļošanas laiku, ir nepieciešams izstrādāt vienkāršotus virsmas kondensatoru trīsdimensionālus modeļus. Virsmas montāžas kondensatoru var aizstāt ar ideālu kondensatoru, kuram virknē slēgts induktīvs un rezistīvs elements, struktūrai piešķirot bezgalīgi mazu diametru, savienojot divus punktus (divus kondensatora elektrodus), kas parādīts 2.4.att. Šāda pieeja ir pieļaujama relatīvi zemās frekvencēs (zem 500kHz), jo šāda struktūra slikti aproksimē kondensatora trīsdimensionālu elektromagnētiskās īpašības, jo kondensatora parametri ir koncentrēti vienā “stīgā”, līdzīgi kā SPICE modeļos.

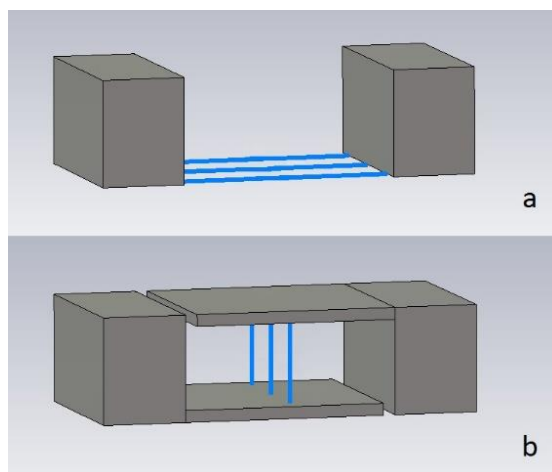
Labāku kondensatora trīsdimensionālu elektromagnētisko aproksimāciju iespējams iegūt, vienlaicīgi izmantojot vairākas “stīgas” vienas stīgas “vietā”. Šādā veidā iespējams tuvināti imitēt izkliedētos virsmas montāžas kondensatora parametrus, tajā skaitā kapacitāti, ekvivalento virknes induktivitāti un pretestību, kas raksturo zudumus kondensatorā. Šādām vajadzībām izstrādāti divi trīsdimensionāli modeļi, izmantojot trīs stīgas katrā, tās novietojot

dažādās plaknēs. 2.5. att. (a) “stīgas” novietotas vienā plaknē ar kondensatora vadošajiem slāņiem. 2.5. att. (b) “stīgas” novietotas perpendikulāri kondensatora vadošajiem slāņiem.



2.4.att. Virsmas kondensatora modelis, kur kondensatora parametri ir sakoncentrēti “stīgā”, izmantojot kondensatora ekvivalento shēmu.

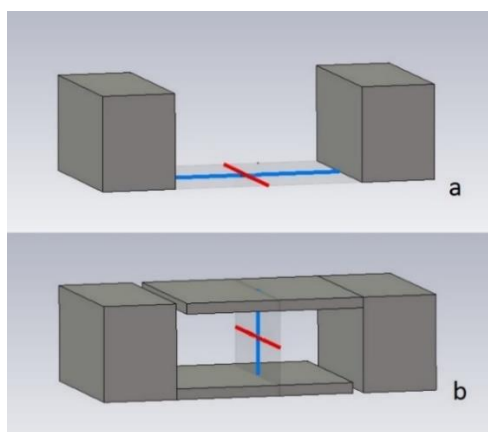
Šī konstrukcija precīzāk reprezentē reālu kondensatoru, jo tajā iekļauti divi kondensatora slāņi, starp kuriem tiek novietotas “stīgas”, tuvināti reprezentējot kondensatoru. 2.5. att. dotajiem modeļiem piemīt būtisks trūkums, “stīgu” kontakts ar kondensatora modeļa elektrodiem nav ar bezgalīgi mazu pretestību. Šī pretestība ir galīgs lielums, kas atkarīga no elektrodu materiāla un galīgo elementu novietojuma, un to blīvuma savienojuma punktā. Tā kā kondensatora pilnā pretestība ir frekvenču atkarīga, pastāv frekvenču diapazoni, kur šāda pretestība var ienest būtisku kļūdu. “Stīgu” diametrs ir bezgalīgi mazs. Sadalot modeļa struktūru galīgajos elementos, “stīgas” rada papildus virknes inductivitāti jau “stīgā” definētajai virknes inductivitātei. Šāda parādība spilgti atainojas analītiskajos aprēķinos, radot virkni rezonanses, kuras kondensatoru mērījumos nav novērojamas.



2.5.att. Kondensatoru modeļi, izmantojot vairākas “stīgas”.

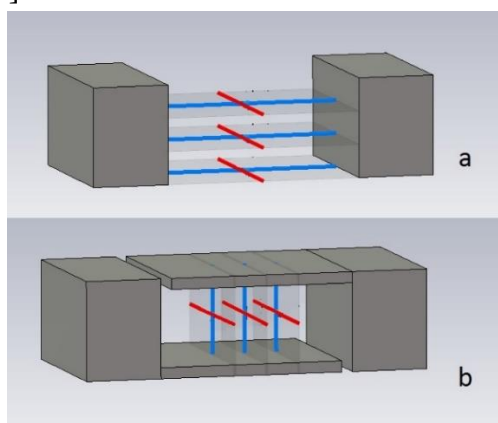
a – “stīgas” novietotas vienā plaknē ar kondensatora vadošajiem slāņiem, b – “stīgas” novietotas perpendikulāri kondensatora vadošajiem slāņiem.

Kondensatoru trīsdimensionālo elektromagnētisko modeļu izveidei racionāli ir izmantot izkliedēto parametru virsmu. Šajā gadījumā kondensatora kapacitāte un virknes pretestība tiek definēta kā virsma ar izkliedētiem parametriem. Izkliedēto parametru plakne samazina problēmas, kas saistītas ar papildus virknes ekvivalento induktivitāti. Trīsdimensionālie virsmas montāžas kondensatoru elektromagnētiskie modeļi ir attēloti 2.6. att. 2.6. att. (a) izkliedēto parametru virsma novietota paralēli kondensatora vadošajām virsmām. 2.6. att. (b) izkliedēto parametru virsma novietota perpendikulāri kondensatora vadošajiem slāņiem. Šī konstrukcija precīzāk reprezentē reālu kondensatoru, jo tajā iekļauti divi kondensatora slāņi, starp kuriem tiek novietotas “stīgas”, tuvināti reprezentējot kondensatoru.



2.6.att. Kondensatoru modeļi, izmantojot izkliedēto parametru virsmas. a – izkliedēto parametru virsma novietota paralēli kondensatora vadošajām virsmām, b – izkliedēto parametru virsma novietota perpendikulāri kondensatora vadošajiem slāņiem.

Arī izkliedēto parametru virsmas var novietot vairākās kārtās, imitējot kondensatora kapacitāti, kas izkliedēta pa visu kondensatora tilpumu, nevis koncentrēta vienā noteiktā virsmā, kā parādīts 2.7. att. Taču modeļi, kas doti 2.7. att. nedod būtisku analītisko aprēķinu precizitātes uzlabojumu [20].



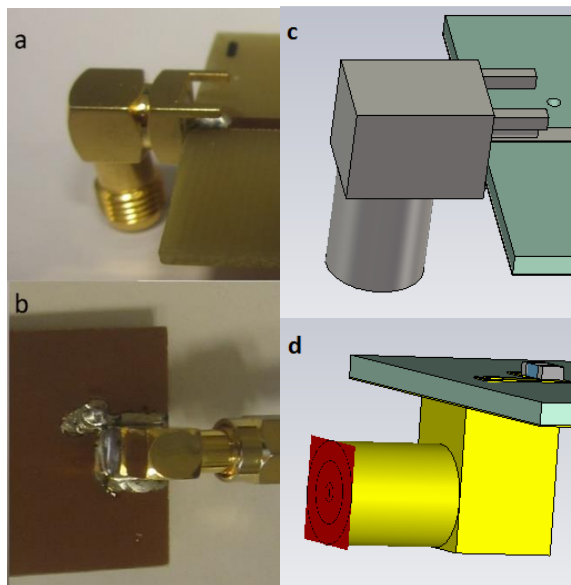
2.7.att. Kondensatoru modeļi, izmantojot vairākas izkliedēto parametru virsmas. a – izkliedēto parametru virsmas novietota paralēli kondensatora vadošajām virsmām, b – izkliedēto parametru virsmas novietota perpendikulāri kondensatora vadošajiem slāņiem.

Turpmākajā darbā tiks izmantots 2.6.att. (a) redzamais virsmas montāžas kondensatora trīsdimensionālais modelis. Šis modelis sniedz pietiekamu precizitāti šī pētījuma vajadzībām frekvenču diapazonā 100kHz-500MHz.

Virsmas montāžas kondensatoru spiesto plašu prototipi ir projektēti divu veidu mērīšanas metodoloģiju pielietošanai:

- a) atstarošanas koeficienta (S_{11}) mērīšanai, izmantojot vienu VNA portu (1.8. att. (a));
- b) tiešās pārvades koeficienta (S_{21}) mērīšanai, saslēdzot abus VNA portus un pētāmo divpolu paralēli (1.8. att. (b)).

Mērījumu veikšanai izmantots SMA savienotājs, kuru iespējams montēt dažādās pozīcijās. Lai aplēstu savienotāja novietojuma iespaidu uz mērījumu rezultātiem, tika izvēlēti divu veidu novietojumi visiem spiesto plašu prototipiem un CST MW 3D modeļiem (2.8. att.). Vienkāršākā montāža ir parādīta 2.8. att. (a) gadījumā, kad plate tiek ievietota savienotājā bez caurumu urbšanas. Relatīvi sarežģītāka un laikietilpīgāka ir parādīta 2.8. att. (b) konstrukcija, kurai nepieciešams urbt papildus caurumus un veikt savienotāja korpusa lodēšanu 360° . 2.8. att.(a) montāžas trūkums ir tas, ka savienotāja korpusu netiek savienots ar plati 360° savienojumu, kas, iespējams, var radīt papildus izkliedes inductivitāti. Savienotāju novietojums tiks analizēts mērījumu veikšanas gaitā. Spiestās plates, kas parādītas 2.8. att. (a), savienotāja novietojums turpmākajā pētījuma gaitā tiks apzīmētas ar PCB1, bet 2.8. att. (b) savienotāja novietojums tiks apzīmēts ar PCB3.



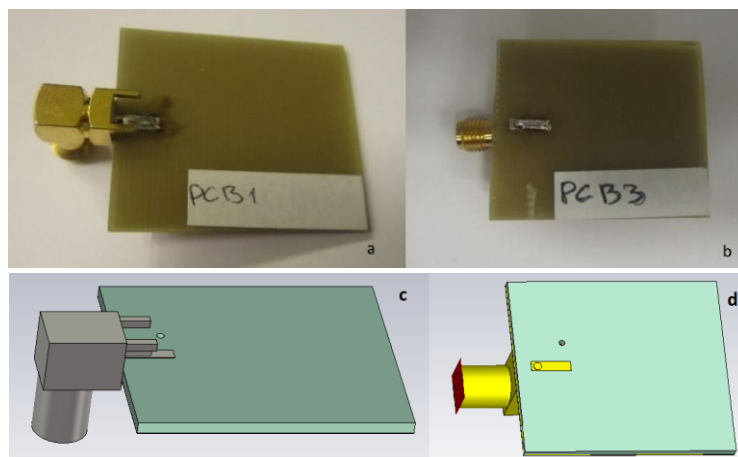
2.8.att. SMA savienotāja novietojums uz spiestās plates.

a – PCB1 prototips, b – PCB3 prototips, c – PCB1 CST MWS 3D modelis; d – PCB1 CST MWS 3D modelis.

VNA viena porta mērījumiem izmantotas spiestās plates PCB1 un PCB3 (2.9. att.), lai noteiktu pašu spiesto plašu parazītiskos parametrus, kas var iespaidot virsmas montāžas kondensatoru mērījumus un PCB1_cap un PCB3_1cap (2.10. att.), lai veiktu virsmas montāžas kondensatoru mērījumus. Spiestās plates PCB1 (2.9. att. (a)) un PCB3 (2.9. att. (b)) ir īsi slēgtas

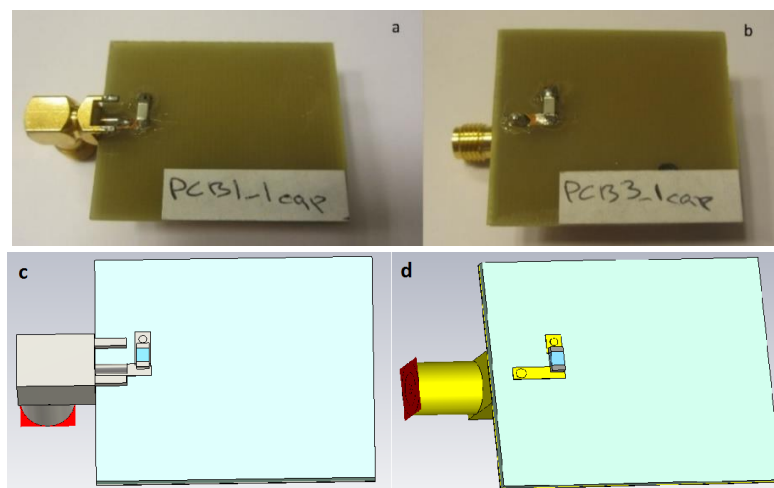
tā vietā, lai uz viņām novietotu virsmas montāžas kondensatoru. Šādā veidā ir iespējams noteikt spiestās plates izkliedes induktivitāti, kas atstāj iespaidu uz virsmas montāžas kondensatora mērījumiem.

Analoģiski ir izveidoti 3D modeļi CST MWS. Plates PCB1 3D elektromagnētiskais modelis parādīts 2.9.att. (c) un PCB3 3D elektromagnētiskais modelis 2.9.att. (d).



2.9.att. Spiestās plates un to CST MWS modeļi mērījumu veikšanai ar vienu VNA portu, īsi slēgtas. a – PCB1 plates prototips, b – PCB3 plates prototips, c – PCB1 3D modelis, d – PCB3 3D modelis.

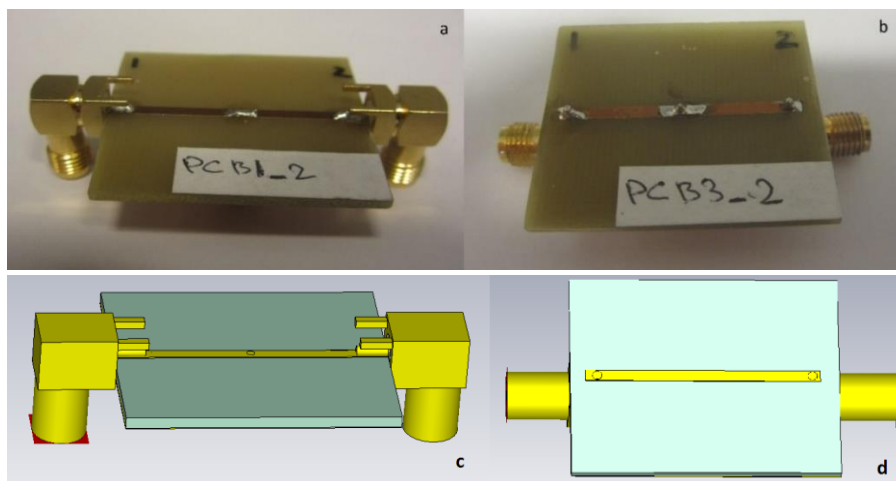
Spiestās plates un to 3D CST MWS modeļi kondensatoru mērījumiem, izmantojot vienu VNA portu dotas 2.10. att.



2.10.att. Spiestās plates un CST MWS modeļi virsmas montāžas kondensatoru mērījumiem, izmantojot vienu VNA portu. a – PCB1_cap plates prototips, b – PCB3_cap plates prototips, c – PCB1_cap 3D modelis, d – PCB3_cap 3D modelis.

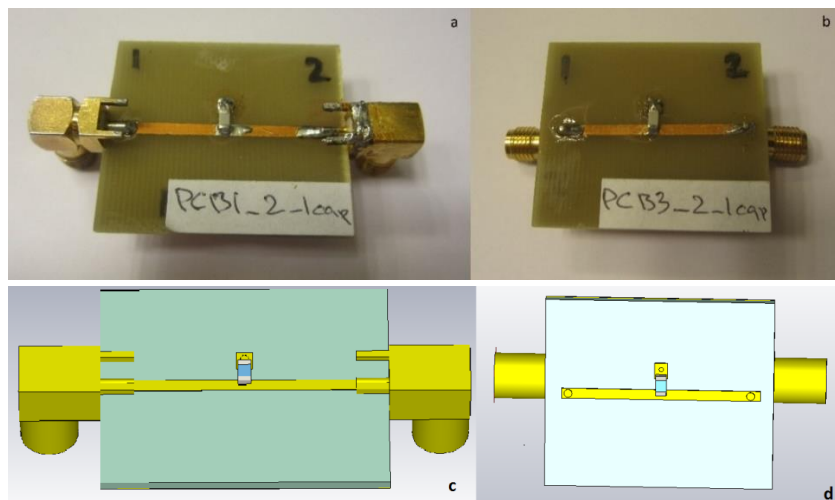
Spiestās plates un to 3D CST MW modeļi kondensatoru mērījumiem, izmantojot divus VNA portus ir parādītas 2.11.att. un 2.12. att. Spiestās plates PCB1_2 (2.11. att. (a)) un PCB3_2 (2.11. att. (b)) ir īsi slēgtas ar mērķi mērīt pašu spiesto plašu parazītisko parametru – izkliedes

induktivitāti. Spiestās plates PCB1_2_1cap (att. 2.12. att. (a)) un PCB3_2_1cap (2.11.att. (b)) ir paredzētas virsmas montāžas kondensatoru mērījumiem.



2.11.att. Spiestās plates un to 3D CST MW modeļi virsmas kondensatoru modelēšanai, īsi slēgtas. a – PCB1_2 plates prototips, b – PCB3_2 plates prototips, c – PCB1_2 3D modelis, d – PCB3_2 3D modelis.

Analoģiski izveidoti plašu 3D elektromagnētiskie modeļi CST MW - PCB1_2 (2.11. att. (c)) un PCB3_2 (2.11.att. (d)) ir īsi slēgtas, PCB1_2_1cap (2.12. att. (c)) un PCB3_2_1cap (2.11. att. (d)) ir ar virsmas montāžas kondensatoru.

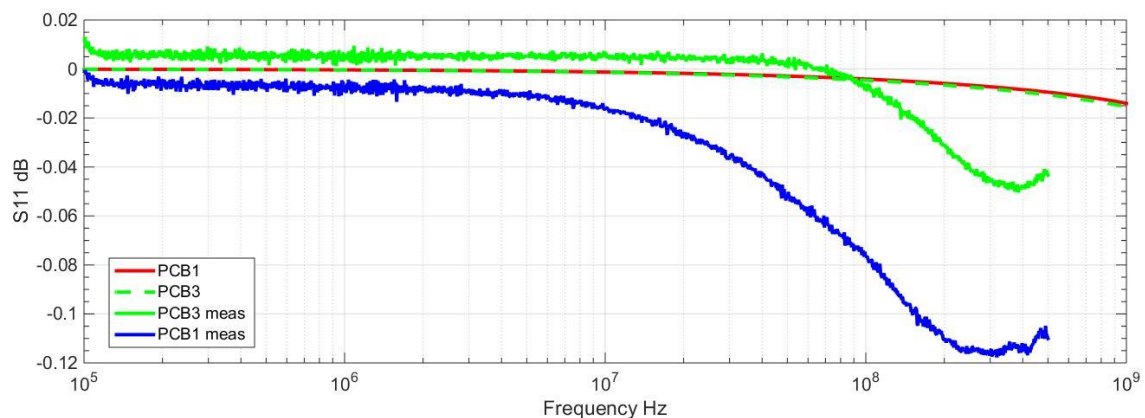


2.12.att. Spiestās plates virsmas kondensatoru modelēšanai ar virsmas montāžas kondensatoriem. a – PCB1_2_cap plates prototips, b – PCB3_2_cap plates prototips, c – PCB1_2_cap 3D modelis, d – PCB3_2_cap 3D modelis.

2.1.1. Spiesto plašu parametru un virsmas montāžas kondensatoru mērījumi, izmantojot vienu VNA portu

Mērījumi pētījuma ietvaros veikti, izmantojot vektoru ķēžu analizatoru R&S ZVRE [21]. Mērījumu rezultāti salīdzināti ar analītiskajiem aprēķiniem, kas balstīti uz trīs dimensionālajiem spiesto plašu un kondensatoru elektromagnētiskajiem modeļiem. Mērījumu laikā tika mērīti S-parametri. Pārējie iegūtie lielumi ir aprēķināti, balstoties uz 0.2 nodaļā definētajām izteiksmēm.

Kā redzams 1.13. att., S_{11} ir ļoti tuvs 0dB, līdz ar to mērījumu kļūda ir ļoti liela. S_{11} mērījumu rezultāti ir ļoti tuvi analītisko aprēķinu rezultātiem frekvenču diapazonā līdz ~10MHz. Frekvenču diapazonā virs 10MHz mērījumu un analītisko aprēķinu rezultāti būtiski atšķiras, kas atspoguļojas turpmākajos aprēķinos – pilnās pretestības modulis, fāze, induktivitāte. Frekvenču diapazonā virs 10MHz būtiska atšķirība novērojama arī starp PCB1 un PCB3 S_{11} parametru mērījumiem. Frekvenču diapazonā līdz 10MHz S_{11} parametru mērījumi ir VNA trokšņu līmenī.



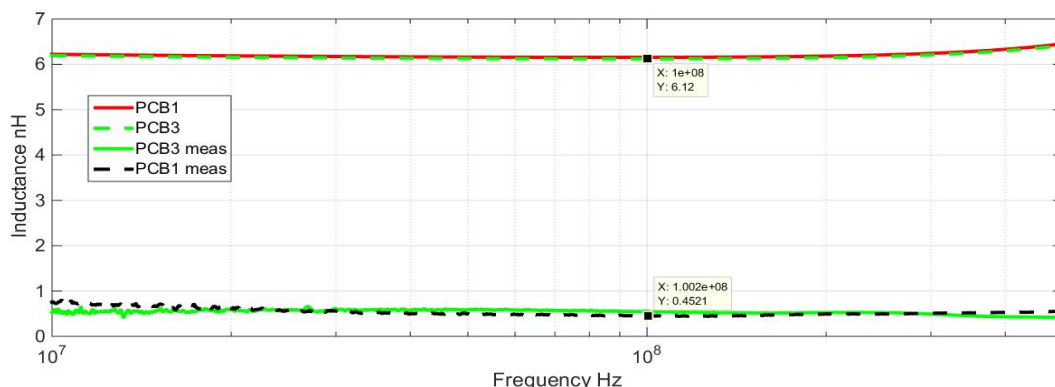
2.13.att. Atstarošanās koeficienta S_{11} mērījumu spiestajām platēm PCB1 un PCB3, un analītisko aprēķinu salīdzinājums.

Izmantojot 1.2 nodaļā definētās izteiksmes, (1. pielikuma 1.att.) ir aprēķināta PCB1 un PCB3 pilnā pretestība un salīdzināta ar rezultātiem, kas iegūti no analītiskajiem 3D elektromagnētisko modeļu aprēķiniem. Pilnās pretestības mērījumi būtiski atšķiras no analītisko aprēķinu rezultātiem. Pie frekvences 100MHz mērījumu rezultāti uzrāda 0.3Ω , taču analītiskie aprēķini - 3.8Ω lielu pretestību. Pilnās pretestības mērījumu un aprēķinu rezultāti liecina, ka nav būtiskas atšķirības starp spiestajām platēm PCB1 un PCB3. Kā redzams 1. pielikuma 1.att., pilnā pretestība lineāri pieaug logaritmiskajā mērogā, palielinoties frekvencei, kas liecina, ka pilnajai pretestībai ir induktīvs raksturs. Lai par to pārliecinātos, 1. pielikuma 2.att. ir aprēķināti pilnās pretestības fāzes leņķi, izmantojot mērījumu rezultātus un analītisko 3D modeļu rezultātus.

Analītisko 3D elektromagnētisko modeļu aprēķinu rezultāti liecina, ka “īsi slēgtajai” spiestajai plātei ir tīri induktīvs raksturs - fāzes leņķis ir 90° . Mērījuma rezultāti virs 10MHz (diapazonā, kurā mērījumu rezultāti nav VNA trokšņu līmenī) ir neviennozīmīgi. PCB3 uzrāda

fāzes leņķi $\sim 90^\circ$, bet PCB1 fāzes leņķis mainās diapazonā no 0° līdz -90° , norādot uz to, ka spiestajai platei ir kapacitatīvs raksturs (kas būtībā nav iespējams, jo uz spiestās plates nav novietoti kondensatori).

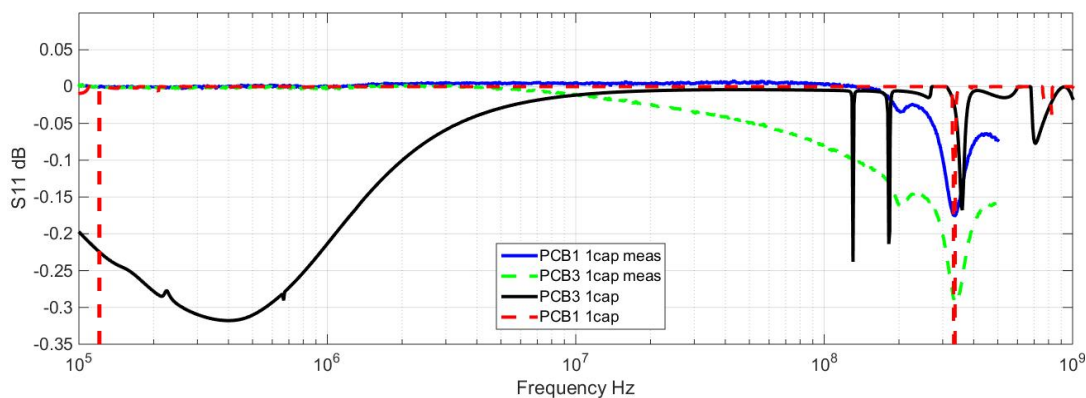
Balstoties uz pilnās pretestības imaginārās daļas aprēķiniem, ir aprēķināta induktivitāte spiestajām platēm PCB1 un PCB3. Rezultāti ir attēloti 2.14.att. Mērījumu rezultāti ir krasi atšķirīgi no 3D elektromagnētisko modeļu aprēķinu rezultātiem. Pie frekvences 100MHz mērījumu rezultāti uzrāda 0.4nH, bet analītisko aprēķinu rezultāti - 6.12nH induktivitāti.



2.14.att. Induktivitātes mērījumi spiestajām platēm PCB1 un PCB3 un analītisko aprēķinu salīdzinājums.

“Īsi slēgto” spiesto plašu PCB1 un PCB3 mērījumu un analītiskie rezultāti, kas iegūti, izmantojot 3D elektromagnētiskos modeļus, ir krasi atšķirīgi. Atšķirību, iespējams, var izskaidrot ar milzīgu mērījumu kļūdu, jo mērāmais parametrs S_{11} ir tuvu 0dB.

Virsmas montāžas kondensatoru atstarošanās koeficienta S_{11} mērījumi spiestajām platēm 2.10.att. (a) un (b) ir doti 2.15.att. un salīdzināti ar analītiskajiem aprēķiniem, kas balstīti un 3D elektromagnētiskajiem modeļiem, kas attēloti 2.10.att. (c) un (d). Mērījumi veikti, izmantojot vienu VNA portu, nomērot atstarošanās koeficientu S_{11} . Pārējie lielumi ir iegūti aprēķinu ceļā, izmantojot 1.2 nodaļā definētās izteiksmes.



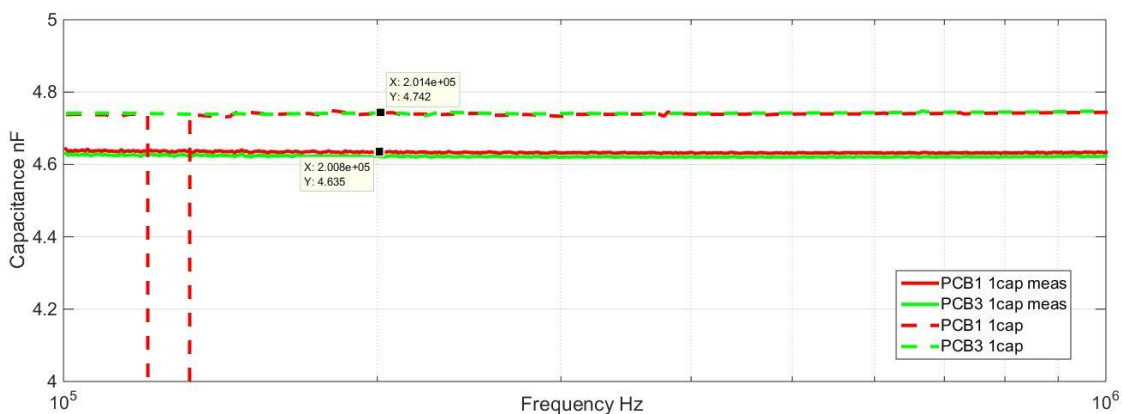
2.15.att. Atstarošanās koeficienta S_{11} mērījumu spiestajām platēm PCB1 un PCB3 ar virsmas montāžas kondensatoriem un analītisko aprēķinu salīdzinājums.

Atstarošanās koeficienta mērījumi ir ļoti tuvu 0dB atzīmei, kas norāda uz lielu mērījumu kļūdu. Pilnās pretestības aprēķini ir doti 1. pielikuma 3.att. Mērījumu ceļā iegūtās pilnās pretestības ir atšķirīgas PCB1 un PCB3 spiestajām platēm frekvenču diapazonā virs 50MHz. Mērījumu ceļā iegūtās pilno pretestību rezonanses frekvences ir augstākas par analītiskā ceļā iegūto pilno pretestību rezonanses frekvencēm – 47MHz, 50MHz un 47.3MHz. Fāzes leņķa aprēķini 1.pielikuma 4.att. skaidri norāda, ka frekvenču diapazonā līdz rezonanses frekvencei, struktūrai ir kapacitatīvs raksturs, bet frekvenču diapazonā virs rezonanses frekvences ir induktīvs raksturs.

Izmantojot pilnās pretestības reaktīvās komponentes daļu frekvenču diapazonā līdz pilnās pretestības rezonanses frekvencei, var aprēķināt virsmas kondensatora kapacitāti. Rezultāti ir doti 2.16.att. Mērījumu ceļā iegūtie aprēķini – kondensatora kapacitāte 4.63nF, neatkarīgi no izmantotās spiestās plates PCB1 vai PCB3. Analītisko aprēķinu ceļā, balstoties uz 3D elektromagnētiskā modeļa, iegūtā kondensatora kapacitāte ir 4.74nF. Atšķirība starp mērījumu ceļā iegūto kondensatora kapacitātes vērtību un analītisko aprēķinu ceļā iegūto kapacitātes vērtību ir mazāka par 3%. Ņemot vērā pilnās pretestības rezonanses frekvences f_{res} un aprēķinātās kondensatoru kapacitātes C vērtības, ir iespējams aprēķināt virknes rezonanses ekvivalento virknes induktivitāti ESL [18], [5]. Izmantojot sakarību (2.2):

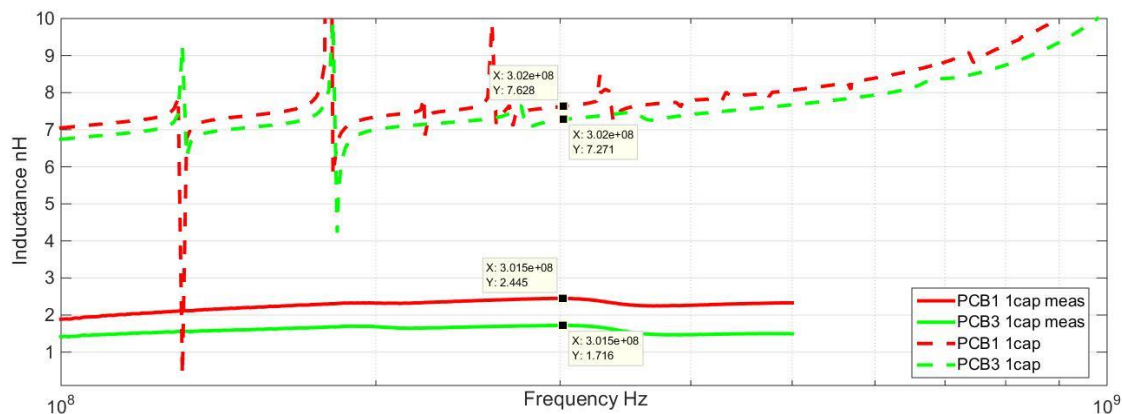
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C * ESL}}, \quad (2.2.)$$

kur ω - leņķiskā frekvence.



2.16.att. Kapacitātes aprēķins spiestajām platēm PCB1_1cap un PCB3_1cap ar virsmas montāžas kondensatoriem un analītisko aprēķinu salīdzinājums.

Izmantojot pilnās pretestības imagināro daļu frekvenču diapazonā virs virknes rezonanses frekvences, ir iespējams aprēķināt virknes rezonanses frekvences induktīvo komponenti – ESL. Aprēķini, kas iegūti, balstoties uz mērījumu datiem un analītiskajiem aprēķinu rezultātiem, ir doti 2.17.att. Rezultāti, kas iegūti, izmantojot izteiksmi (2.2) un definēti Tabula 2-2, ir ļoti tuvi rezultātiem, kas redzami 2.17.att.



2.17.att. Induktivitātes aprēķins spiestajām platēm PCB1_1cap un PCB3_1cap ar virsmas montāžas kondensatoriem un analītisko aprēķinu salīdzinājums.

Aprēķinātās ESL vērtības ir apkopotas Tabula 2-2. Tabulā apkopotas arī “īsi slēgtās” spiestās plates vērtības L_{short} . Izmantojot sakarību (2.3), aprēķināta kondensatora ekvivalentā virknes inductivitāte ESL_{cap} . Analizējot izgūtos rezultātus Tabula 2-2, var secināt, ka ESL_{cap} vērtības ir diapazonā no 1.22nH līdz 1.5nH, izmantojot mērījumu rezultātus, savukārt, izmantojot analītiskos 3D elektromagnētiskos modeļus - no 1.69nH līdz 2nH. Mērījumu ceļā iegūtās ESL_{cap} vērtības ir augstākas par 25% nekā analītiskā ceļā iegūtās vērtības.

Tabula 2-2.

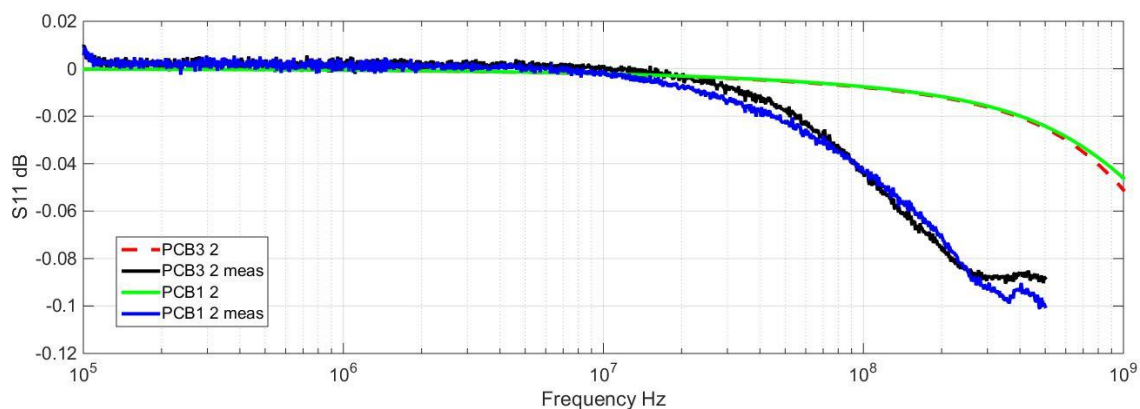
Kondensātoru analītiskie aprēķinu un mērījumu rezultāti

	f_{res}	C		ESL	L_{short}	ESL_{cap}
	MHz	nF		nH	nH	nH
PCB1 1cap	26.5	4.74		7.62	6.12	1.50
PCB3 1cap	27.0	4.74		7.34	6.12	1.22
PCB1 1cap meas	47.3	4.63		2.45	0.45	2.00
PCB3 1cap meas	50.6	4.63		2.14	0.45	1.69

2.1.2. Spiesto plašu parametru un virsmas montāžas kondensatoru mērījumi, izmantojot divus VNA portus

Veicot mērījumus ar diviem VNA portiem [12], [21], tiek mērīti divi atstarošanās koeficienti un divi caurejošie koeficienti – S_{11} , S_{22} un S_{12} , S_{21} . Mērījumu veikšanai izmantotas spiestās plates PCB1_2 un PCB3_2, kuras ir īsi slēgtas 2.11.att. Šo mērījumu mērķis ir noteikt spiesto plašu parazītiskos parametrus – izkliedes induktivitāti ESL, kas papildinās virsmas montāžas kondensatoru ESL to mērījumu laikā ar spiestajām platēm 2.12.att.

Atstarošanās koeficientu vērtības, kas iegūtas mērījumu laikā un analītisko aprēķinu rezultātā, ir salīdzinātas 2.18.att. Tā kā mērāmais četrpols ir simetrisks, tad atstarošanās koeficienti ir simetriski un turpmākajā pētījuma gaitā rezultātos tiks attēlots tikai pirmā porta atstarošanas koeficients S_{11} . Atstarošanās koeficienta vērtības ir tuvu 0dB atzīmei visā mērījumu diapazonā.

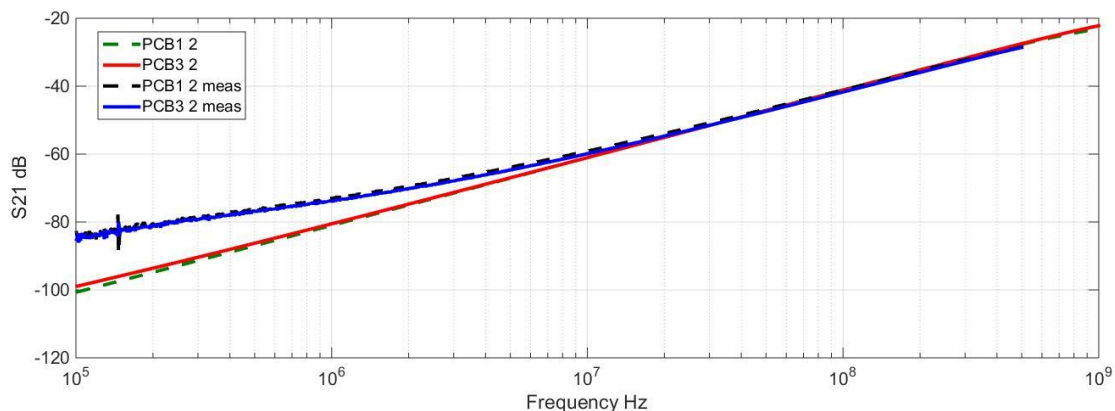


2.18.att. Atstarošanās koeficientu mērījumi un analītiskā ceļā iegūtie atstarošanās koeficienti spiestajām platēm PCB1_2 un PCB3_2.

Lai sīkāk izpētītu iegūtās atstarošanās koeficienta vērtības, tās ir sadalītas reālajās un imaginārajās komponentēs 1.pielikuma 5.att. un 6.att.. Kā redzams 1.pielikuma 5.att., mērījumu ceļā iegūtā atstarošanās koeficienta reālā daļa sakrīt ar analītiskā ceļā iegūto atstarošanās koeficienta reālo daļu. 1.pielikuma 6.att., redzams, ka mērījumu ceļā iegūtā imaginārās atstarošanas koeficienta daļa atrodas VNA trokšņu līmenī, frekvenču diapazonā līdz 1MHz. Līdz ar to, turpmākajā pētījuma gaitā iespējama atšķirība starp rezultātiem, kas iegūti balstoties uz atstarošanās koeficientu gadījumā, kad tie tiek mērīti salīdzinājumā ar to, kad tie tiek analītiski aprēķināti.

Pārejas koeficientu mērījumi un analītiskā ceļā iegūtie pārejas koeficienti ir salīdzināti 2.19.att. Kā redzams - būtiska atšķirība ir frekvenču diapazonā 100kHz-5MHz. Šo atšķirību izraisa pārejas koeficienta reālās daļas komponente 1. pielikuma 8.att. Pašlaik nav izskaidrojama šāda nesakritība starp mērījumu ceļā iegūtiem rezultātiem un analītiskā ceļā iegūtiem rezultātiem, kas balstīti uz 3D elektromagnētisko modeļu izmantošanu. Ļoti iespējams šāda rakstura nesakritība neiespaido kondensatoru mērījumus, jo kondensatoram piemīt

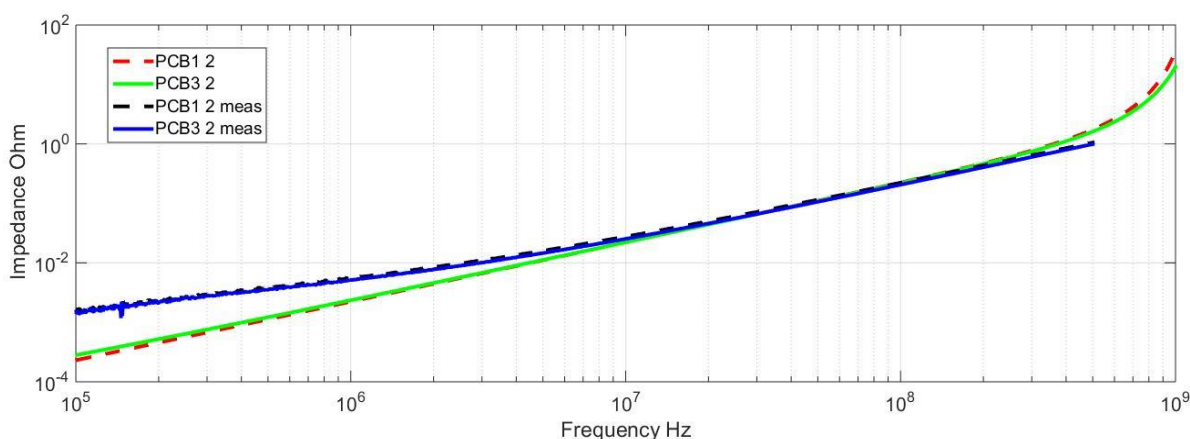
kapacitatīvs raksturs šajā frekvenču diapazonā – liela pilnā pretestība. Pārejas koeficienta imaginārās daļas komponentes ir redzamas 1. pielikuma 7.att. Šī pārejas koeficienta mērītās vērtības sakrīt ar analītiskajā ceļā iegūtajām vērtībām.



2.19.att. Pārejas koeficientu mērījumi un analītiskā ceļā iegūtie pārejas koeficienti spiestajām platēm PCB1_2 un PCB3_2.

Pilnās pretestības vērtības, kas iegūtas aprēķinu ceļā, balstoties uz S-parametriem, kuri iegūti mērījumu ceļā un analītisko aprēķinu ceļā, ir dotas 2.20.att. Pilnās pretestības vērtībām ir laba sakritība frekvenču diapazonā virs 5MHz. Rezultātu nesakritību frekvenču diapazonā līdz 5MHz, iespējams, izraisa atstarošanās koeficienta imaginārās daļas kļūdainie mērījumi.

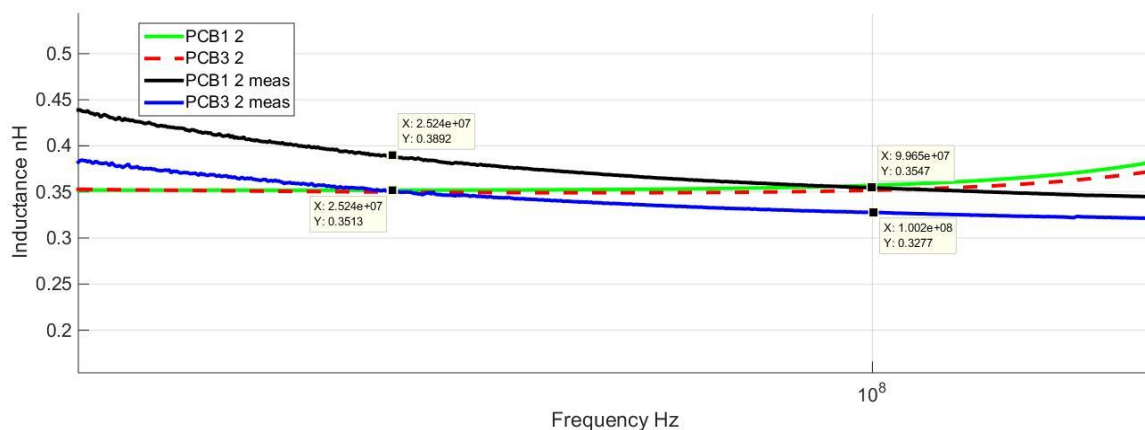
Pilnās pretestības fāzes leņķa vērtības ir dotas 1. pielikuma 9.att. Fāzes leņķa rezultātiem ir slikta sakritība visā parametru vērtībām, tas liecina par tīri induktīvu struktūru raksturu. Fāzes leņķa vērtības, kas iegūtas balstoties uz mērītajām S-parametru vērtībām, liecina par aktīvi induktīvu struktūru raksturu. Iespējams, analītiskā ceļā iegūto S-parametru vērtības nepietiekoši raksturo aktīvos zudumus struktūrās.



2.20.att. Pilnā pretestība spiestajām platēm PCB1_2 un PCB3_2.

Analizējot pilnās pretestības reaktīvo komponenti, iespējams aprēķināt izkliedes induktivitāti ESL spiestajām platēm PCB1_2 un PCB3_2. Rezultāti ir attēloti 1. pielikuma

10.att. Ņemot vērā augstāk minētās nesakritības S-parametros, nav pārsteigums, ka nesakritības novērojamas arī ESL aprēķinos. Taču, ņemot vērā, ka interesējošais diapazons ir 100MHz-200MHz (diapazons aiz kondensatoru virknes rezonanses frekvences) augstāk minētās nesakritības neatstāj būtisku iespaidu uz ESL rezultātu sakritību 2.21.att. Kā redzams pietuvinātajā induktivitātes aprēķina grafikā, spiesto plašu izkliedes induktivitāšu vērtības ir relatīvi niecīgas – dažas nH desmitdaļas, kas arī varētu būt izskaidrojums S-parametru nesakritībā zemajā frekvenču diapazonā – mērījumi tiek veikti ļoti mazai pretestībai, līdz ar to mērījumu kļūda atstāj būtisku iespaidu uz mērījumu precizitāti. Turpretim analītiskā ceļā iegūtie rezultāti, kas balstīti uz 3D elektromagnētiskajiem modeļiem, nav atkarīgi no mērījumu tehnikas, mērījumu metodoloģijas un ar to saistītajām kļūdām.

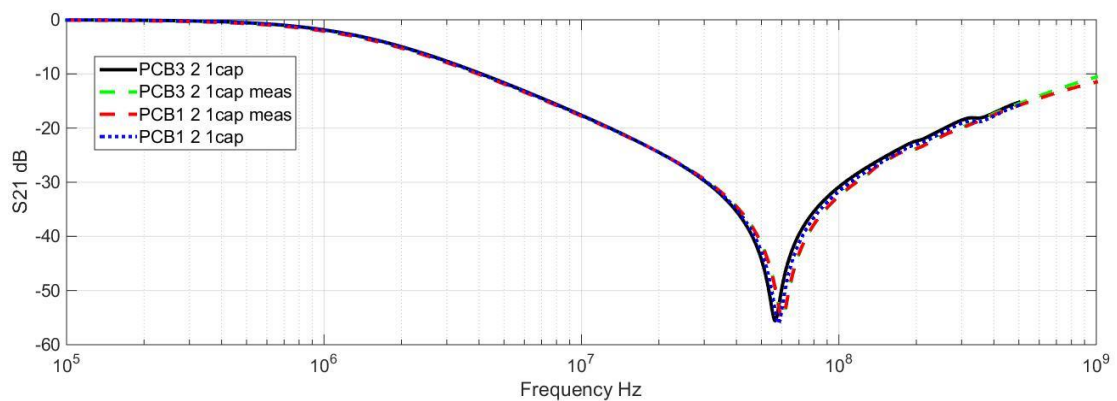


2.21.att Izkliedes induktivitāte spiestajām platēm PCB1_2 un PCB3_2 (pietuvināts diapazons).

Īsi slēgto spiesto plašu PCB1_2 un PCB3_2 mērījumi neliecina par būtiskām SMA savienotāja novietošanas priekšrocībām.

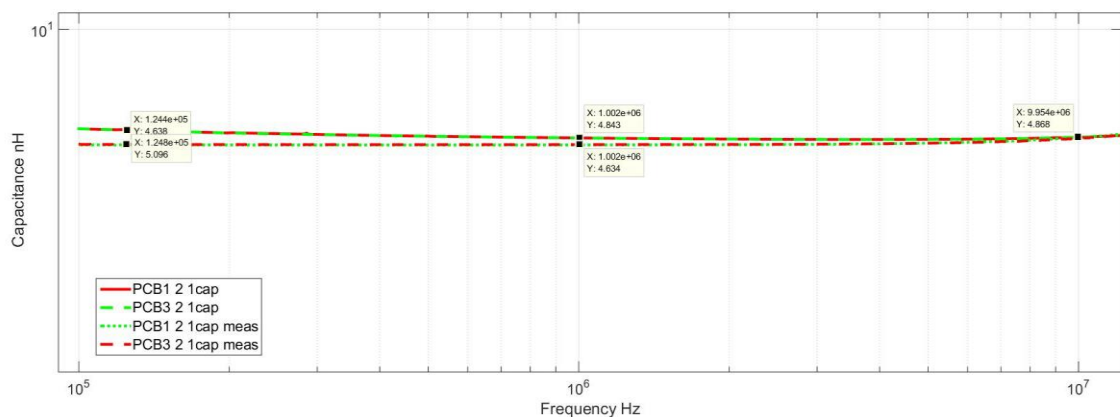
Spiesto plašu (2.12.att.) mērījumi un analītisko aprēķinu rezultāti un to salīdzinājums ir doti no 2.22.att. līdz 2.24.att. (1.pielikumā 11.att. – 13.att.). Spiestās plates PCB1_2_1cap un PCB3_2_1cap ir paredzētas kondensatoru mērījumiem, līdz ar to iegūtais rezultāts raksturo kondensatoru un spiesto plati. Tā kā spiestās plates ir mērītas arī bez kondensatoriem (īsi slēgtas 2.13.att.), to rezultāti ir doti no 2.18.att - 2.21.att., tad no iegūtajiem rezultātiem ir iespējams aprēķināt paša kondensatora parametrus.

Pārvades koeficientu un atstarošanās koeficientu rezultāti ir doti 2.22.att. un 1. pielikuma 11.att. Rezultātu sakritība ir ļoti laba. Pilnās pretestības aprēķins ir dots 1. pielikuma 12.att. Kā redzams, no mērījumiem iegūtie rezultāti sakrīt ar rezultātiem, kas iegūti no analītiskajiem aprēķiniem, kas balstīti uz 3D elektromagnētiskajiem modeļiem. Pietuvinot pilnās pretestības rezonanses 1. pielikuma 13.att. redzams, ka pastāv nebūtiska atšķirība starp iegūtajiem rezultātiem ~300kHz robežās.



2.22.att. Pārvades koeficientu mērījumi un analītiskā ceļā iegūtie pārvades koeficienti spiestajām platēm PCB1_2_1cap un PCB3_2_1cap.

Balstoties uz pilnās pretestības reaktīvās komponentes, frekvenču diapazonā līdz rezonanses frekvencei, iespējams aprēķināt kondensatoru kapacitāti. Rezultāti ir attēloti 2.23.att. Kondensatoru kapacitātes rezultāti, kas iegūti no mērījumu rezultātiem, ir ļoti tuvi rezultātiem, kas iegūti no analītiskajiem aprēķiniem, kas balstīti uz 3D elektromagnētiskajiem modeļiem.

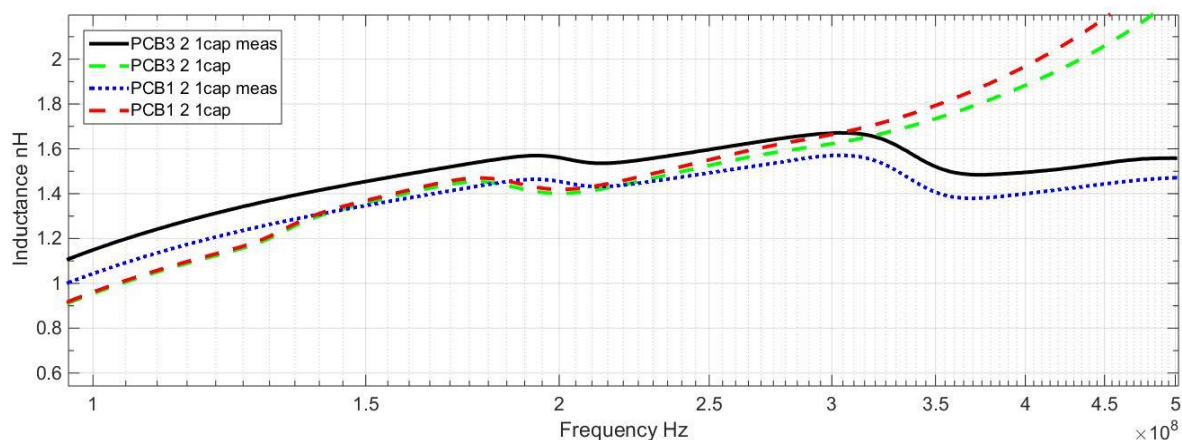


2.23.att. Kapacitāte, kas iegūta no mērījumiem un analītiskā ceļā iegūtiem rezultātiem spiestajām platēm PCB1_2_1cap un PCB3_2_1cap.

Balstoties uz pilnās pretestības reaktīvās komponentes, frekvenču diapazonā virs rezonanses frekvences, iespējams aprēķināt kondensatoru ekvivalento virknes inductivitāti. Rezultāti ir attēloti 2.24.att. ESL rezultāti, kas iegūti no mērījumu rezultātiem ir tuvi rezultātiem, kas iegūti no analītiskajiem aprēķiniem, kas balstīti uz 3D elektromagnētiskajiem modeļiem. ESL aprēķinātās vērtības ir atkarīgas no frekvences.

Lai iegūtu precīzu ESL vērtību, ir iespējams izmatot aprēķināto kondensatora kapacitātes vērtību un pilnās pretestības virknes rezonanses frekvenci, kā izteiksmē (2.2). Iegūtie rezultāti ir apkopoti Tabula 2-3. Kā redzams, iegūtie ESL rezultāti kondensatoram kopā ar spiesto plati ir ļoti tuvi diapazonā no 1.63nH līdz 1.51nH. Tabula 2-3 ar L_{short} ir apzīmētas aprēķinātās

induktivitātes vērtības spiestajām platēm bez kondensatoriem (īsi slēgtas), izmantojot izteiksmi (2.3).



2.24.att. Induktivitāte, kas iegūta no mērījumiem un analītiskā ceļā iegūtiem rezultātiem spiestajām platēm PCB1_2_1cap un PCB3_2_1cap.

$$ESL_{cap} = ESL - L_{short}, \quad (2.3.)$$

kur ESL_{cap} - kondensatora ekvivalentā virknes induktivitāte;

ESL - kondensatora un spiestās plates virknes ekvivalentā induktivitāte;

L_{short} - spiestās plates izkliedes induktivitāte.

Rezultāti, kas balstīti uz analītiskajiem aprēķiniem, izmantojot 3D elektromagnētiskos modeļus, ir ļoti tuvi mērījumu rezultātiem. Līdz ar to var secināt, ka analītisko modeļu izmantošana spēj paredzēt mērījumu rezultātus ar augstu precizitāti gadījumā, ja tiek izmantota mērīšana ar diviem VNA portiem.

Tabula 2-3

Kondensātoru analītiskie aprēķinu un mērījumu rezultāti

	f_{res}	C	ESL	L_{short}	ESL_{cap}
	MHz	nF	nH		
PCB1 2 1cap	58.2	4.84	1.55	0.354	1.19
PCB3 2 1cap	56.7	4.84	1.63	0.354	1.28
PCB1 2 1cap meas	60.3	4.63	1.51	0.354	1.15
PCB3 2 1cap meas	60.3	4.63	1.51	0.327	1.18

Tabulā 2-4 apkopoti iegūtie kondensatora parametri, izmantojot divas mērījumu metodes – mērot ar vienu VNA portu un mērot ar diviem VNA portiem, izmantojot divu veidu kondensatoru novietojumu.

Tabula 2-4

Kondensatoru analītiskie aprēķinu un mērījumu rezultāti, izmantojot divas mērījumu metodes

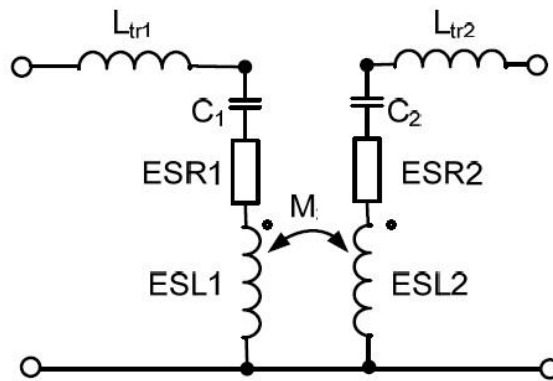
	C	ESR	ESL_{cap}
	nF	Ohm	nH
PCB1 1cap	4.74	0.007	1.5
PCB3 1cap	4.74	0.015	1.22
PCB1 1cap meas	4.63	0.13	2
PCB3 1cap meas	4.63	0.017	1.69
PCB1 2 1cap	4.84	0.039	1.55
PCB3 2 1cap	4.84	0.041	1.63
PCB1 2 1cap meas	4.63	0.043	1.51
PCB3 2 1cap meas	4.63	0.043	1.51

Analizējot Tabula 2-4 iegūtos rezultātus, var secināt, ka, pielietojot mērījumu metodi ar vienu VNA portu, mērījumu ceļā iegūtās ESL_{cap} vērtības ir par vismaz 25% augstākas nekā analītiskā ceļā iegūtās vērtības, ESR vērtības ir par 90% augstākas nekā analītiskā ceļā iegūtās, C vērtības ir par 2.3% zemākas nekā analītiskā ceļā iegūtās. Pielietojot mērījumu metodi ar diviem VNA portiem, mērījumu ceļā iegūtās ESL_{cap} vērtības ir par <8% zemākas nekā analītiskā ceļā iegūtās vērtības, ESR vērtības par <10% augstākas nekā analītiskā ceļā iegūtās, C vērtības – par <5% zemākas nekā analītiskā ceļā iegūtās. Salīdzinot analītiskā ceļā iegūtos datus, kas balstīti uz 3D elektromagnētiskajiem modeļiem, pielietojot mērīšanas metodes ar diviem un vienu VNA portu, ESL_{cap} atšķirība sasniedz 3%, izmantojot PCB1 tipa spiesto plati un 25% izmantojot PCB3 tipa spiesto plati. ESR vērtību atšķirība sasniedz 83% un C vērtība sasniedz tikai 2.1% kļūdu.

Kondensatoru kapacitātes mērījumu un analītiskā ceļā iegūtās vērtības ir ar <4.5% kļūdu neatkarīgi no izmantotās mērīšanas metodes un pielietotā SMA savienotāja novietojuma pozīcijas. ESR kļūdas vērtība ir būtiski zemāka, izmantojot mērīšanas metodi ar diviem VNA portiem, kad tā nepārsniedz 10%. ESL_{cap} vērtība ir būtiski zemāka, izmantojot mērīšanas metodi ar diviem VNA portiem, kad tā nepārsniedz 8%. Balstoties uz augstāk minēto, var secināt, ka mērīšanas metode, pielietojot vienu VNA portu, ir pielietojama gadījumos, kad nepieciešams aprēķināt kondensatora kapacitāti. Metode, pielietojot divus mērījumu portus, ir izmantojama gadījumos, kad būtiska ir kondensatora ESR un ESL_{cap} vērtību precizitāte.

2.1.3. Virsmas montāžas kondensatoru mijinduktivitāte

Kondensatoriem, atrodoties nelielā attālumā vienam no otra, parādās to mijiedarbība. Mijiedarbība var būt gan kapacitatīva rakstura, gan induktīva rakstura. Ja kondensatori nav novietoti milimetru daļu attālumā, tad dominē induktīvā mijiedarbības komponente – mijinduktivitāte M . Mijinduktivitāte starp diviem kondensatoriem ar kapacitāti C un virknes ekvivalento pretestību ESR ir iespējama kondensatoru virknes ekvivalentās inductivitātes ESL dēļ.



2.25.att. Divu kondensatoru mijinduktivitāte.

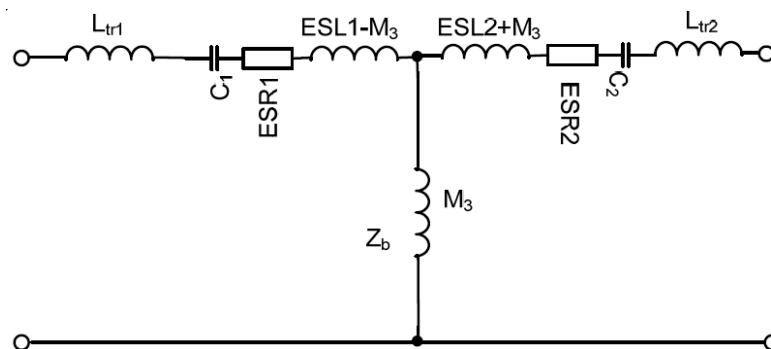
Tā kā kondensatori ir savienoti ar spiestās plates celiņiem, parādās arī spiestās plates celiņu inductivitāte L_{tr} . Ja celiņu garums ir relatīvi mazs un netiek veidota cilpa ar lielu šķērsriezuma laukumu, mijinduktivitāte starp celiņiem ir niecīga.

Mijinduktivitāti M starp diviem kondensatoriem, kā tas redzams 2.25. att., nav iespējams nomērīt tiešā veidā [23]. Divu kondensatoru slēgumu, kas attēlots 2.25. att., var pārveidot ekvivalentā shēmā, kā tas redzams 2.26.att. Šāda T-veida ekvivalentā shēma sastāv no trīs pilnās pretestības pleciem. Plecā Z_1 iekļaujas L_{tr1} ; C_1 ; $ESR1$; $ESL1-M_3$. Plecā z_2 iekļaujas L_{tr2} ; C_2 ; $ESR2$; $ESL2+M_3$. Taču pilnās pretestības plecs Z_3 iekļauj tikai M_3 . Veicot četrpola visu S-parametru mērījumus un izmantojot S-parametru pāreju uz Z-parametriem, T-veida ekvivalentajai shēmai ir iespējams aprēķināt katra pleca pilno pretestību. Līdz ar to pleca Z_3 pilno pretestību ir iespējams aprēķināt, izmantojot sekojošu sakarību (2.4):

$$Z_3 = \frac{(1 + S_{22})(1 - S_{11}) + S_{21}^2 - 2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{21}^2} \quad (2.4)$$

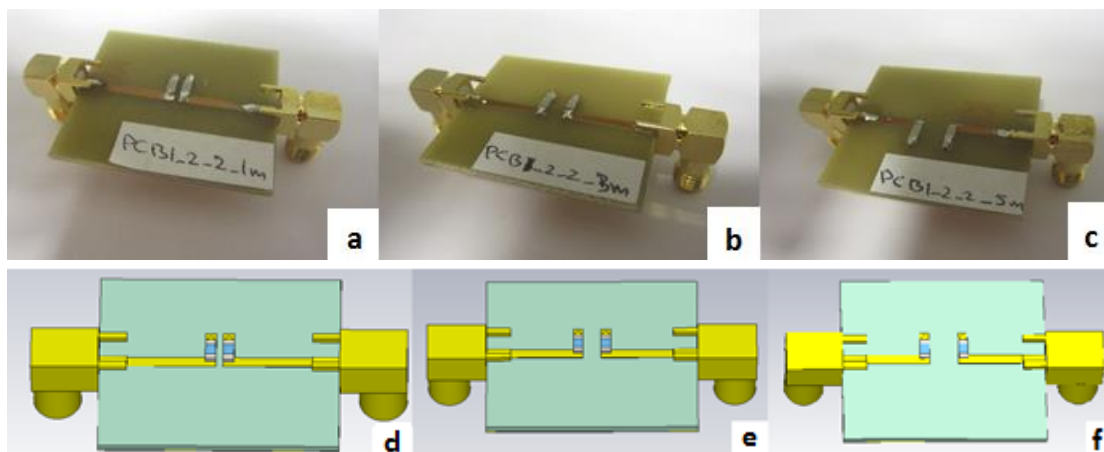
No ekvivalentās shēmas (2.26.att) iespējams aprēķināt mijinduktivitāti (2.5.) [20]:

$$M_3 = \left| \text{Im} \left(\frac{100S_{21}}{(1 - S_{22} + S_{22}S_{11} - S_{11} - S_{21}^2)} \right) \right| \cdot \frac{1}{2\pi f} \quad (2.5)$$



2.26.att. Ekvivalentā shēma mijinduktivitātei starp diviem kondensatoriem.

Mērījumu veikšanai un starpkondensatoru mijinduktivitātes netiešai aprēķināšanai ir izstrādāti vairāki spiesto plašu prototipi, kas attēloti 2.27.att.(a, b, c), kondensatoriem atrodoties 1mm, 3mm un 5mm attālumā.

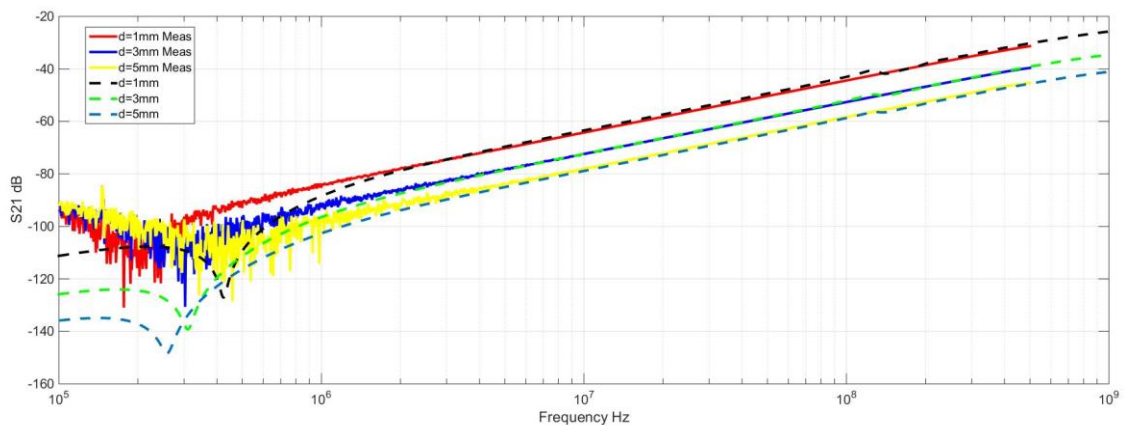


2.27.att. Spiestās plates un to 3D modeļi starpkondensatoru mijinduktivitātes aprēķinam kondensatori novietoti attālumā 1, 3, 5 mm viens no otra.

Spiestajām platēm ar kondensatoriem izstrādāti arī analītiski 3D elektromagnētiskie modeļi (2.27.att. (d,e,f)), ar kuru palīdzību tiks veikta starpkondensatoru mijinduktivitātes aprēķināšana. Analogi kā ar spiestajām platēm mērījumu ceļā tiek iegūti S-parametri, analītiskie 3D elektromagnētiskie modeļi dod iespēju noteikt visus S-parametrus.

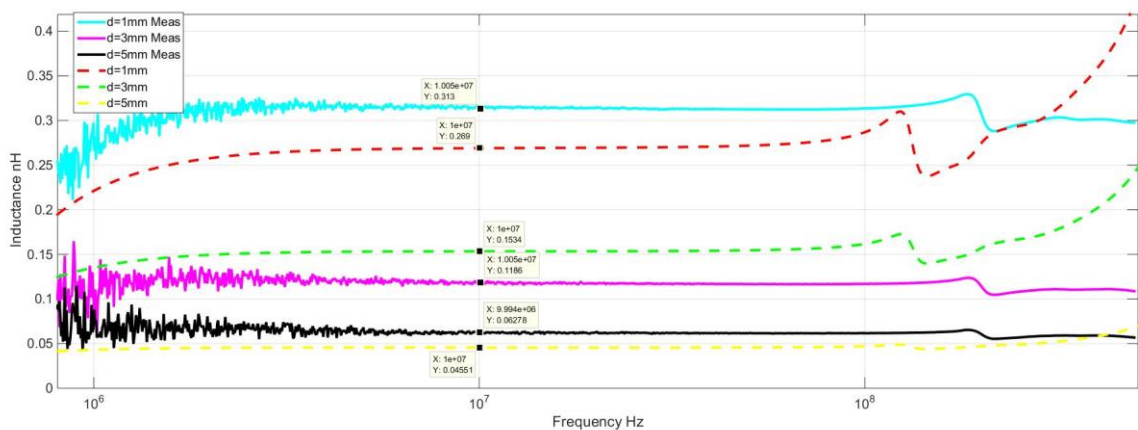
Mērījumu ceļā iegūtie dati un analītisko aprēķinu rezultāti ir salīdzināti no 3.28.att. līdz 2.29.att. Atstarošanās koeficienta S_{21} mērījumi un analītiskā ceļā iegūtie rezultāti, kas attēloti 2.28.att., frekvenču diapazonā virs 1MHz ir praktiski identiski. Frekvenču diapazonā zem 1MHz mērījumu rezultāti ir kļūdaini, jo mērījumi notiek mēraparāta trokšņu līmenī.

Veicot matemātisku rezultātu apstrādi, saskaņā ar izteiksmi (2.4) ir iespējams aprēķināt ekvivalentās shēmas Z3 pleca (2.26.att.) pilno pretestību. Rezultāti ir salīdzināti 1. pielikuma 14.att. Rezultāti frekvenču diapazonā virs 1MHz ir ļoti tuvi.



2.28.att. Atstarošanās koeficienta S_{21} mērījumu un analītisko aprēķinu rezultāti.

Izmantojot pilnās pretestības imagināro daļu, ir iespējams noteikt pilnās pretestības fāzes leņķi. Fāzes leņķa salīdzinājums ir dots 1. pielikuma 15.att. Mērījumu rezultāti sakrīt ļoti labi frekvenču diapazonā virs 1MHz. Fāzes leņķis ir 90° , kas liecina par induktīvu pilnās pretestības raksturu.



2.29.att. Starpkondensatoru mijinduktivitātes aprēķins.

Izmantojot izteiksmi (2.5), tiek aprēķināta starpkondensatoru mijinduktivitāte (2.29.att.). Mijinduktivitātes rezultātu salīdzinājums pie frekvences 10MHz ir apkopots Tabula 2-5. Vislielākā mijinduktivitāte ir paredzama gadījumā, ja kondensatori atrodas vistuvāk viens otram - $d=1\text{mm}$. Mijinduktivitāte ir viszemākā, ja kondensatori atrodas vistālāk viens no otra - $d=5\text{mm}$. Iegūtās mijinduktivitātes vērtības ir niecīgas. Tās ir diapazonā no 0.3nH līdz 0.045nH . Taču arī šādas mijinduktivitātes vērtības ir vērā ņemama parazītiskā filtra komponente, jo pie frekvences 100MHz veido 40dB induktīvu saiti starp divām atsaistītām ķēdēm (2.28.att.). Tabula 2-5 ir aprēķinātas mērījumu un analītiskā ceļā iegūto starpkondensatoru mijinduktivitātes kļūdas. Kļūda sastāda līdz pat 30%, ja kondensatoru attālums ir lielāks par 1mm. Kondensatoriem, atrodoties 1mm attālumā vienam no otra, mijinduktivitātes kļūda sastāda tikai 14%. Tas izskaidrojams ar to, ka, palielinoties attālumam, samazinās

mijinduktivitātes vērtības. Tā kā mijinduktivitātes vērtības sasniedz niecīgus lielumus, mijinduktivitātes netiešā mērījumu kļūda būtiski pieaug.

Tabula 2-5

Mijinduktivitātes aprēķinu salīdzinājums un kļūda pie 10MHz

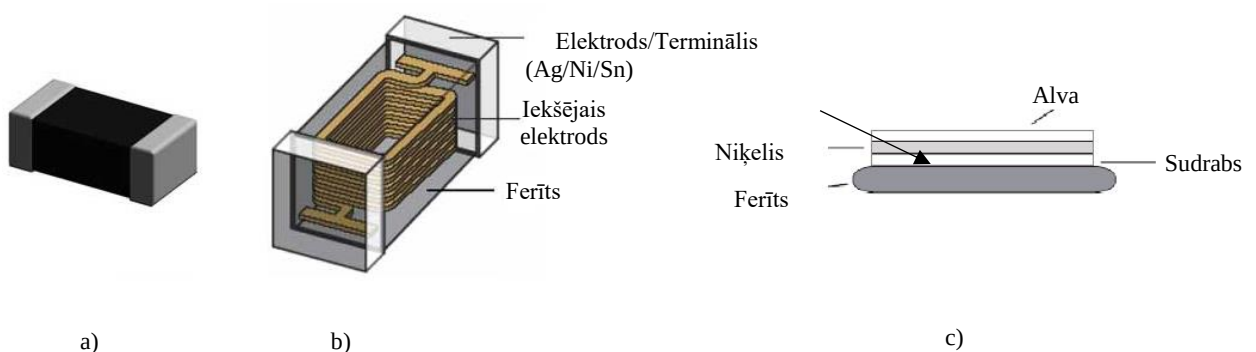
	d	Meas	Calc		Kļūda
	mm	MHz			%
PCB1_2_2_1m	1	0.313	0.269		14
PCB1_2_2_3m	2	0.119	0.153		-29
PCB1_2_2_5m	5	0.062	0.045		27

Virsmas kondensatoru mijiedarbība ir niecīga, taču frekvenču diapazonā virs 100MHz tā var spēlēt būtisku lomu, nodrošinot vismaz 40dB saiti starp atsaistītām ķēdēm. Pie frekvences 1GHz veidotos jau 25dB parazītiskā saite – starpkondensatoru mijinduktivitāte. Neraugoties uz to, ka virsmas montāžas starpkondensatoru mijinduktivitāte ir niecīga (diapazonā no 0.3nH līdz 0.045nH), mijinduktivitāti ir iespējams aprēķināt analītiskā ceļā bez mērījumu veikšanas ar 30% kļūdu, ja kondensatori atrodas vairāk kā 1mm attālumā viens no otra.

2.2. Virsmas montāžas induktīvo komponentu telpisko modeļu izstrāde un to pārbaude

Virsmas montāžas induktīvās komponentes (SMD ferrite bead) sastāv no ferīta materiāla izgatavotas vienkāršas cilindriskas vai gredzenveida virtenes formas, kuru izmanto, lai slāpētu vai filtrētu augstfrekvences elektromagnētiskās interferences (EMI) traucējumus elektriskajās shēmās. Ferīts ir pasīvs elements, kas absorbē elektrisko traucējumu enerģiju no elektriskās ķēdes (spiestās plates celiņiem).

Virsmas montāžas komponentes vadošais celiņš tiek formēts spoles struktūrā ar atsevišķiem tinumiem starp ferīta slāņiem. Virsmas montāžas ferīts parādīts 2.30. att. [16].



2.30.att. Virsmas montāžas induktīvā komponente.

a – virsmas montāžas induktīvā komponente, b – virsmas montāžas induktīvā komponentes uzbūve, c – virsmas montāžas induktīvā komponentes termināla konstrukcija.

Virsmas montāžas induktīvā komponente rada pretestību plašā frekvenču diapazonā, kura absorbē visu vai daļu no parazitiskās traucējumu enerģijas šajā diapazonā. Ferīts ir melna pusemagnētiska viela, kas galvenokārt ir veidota cilindriskā formā un sastāv no dzelzs oksīda un maisījuma, kas sastāv no citiem metāliem. Ferīts ir pārklāts ar kaučuka vai plastmasas materiālu, lai aizsargātu no apkārtējās vides iedarbības.

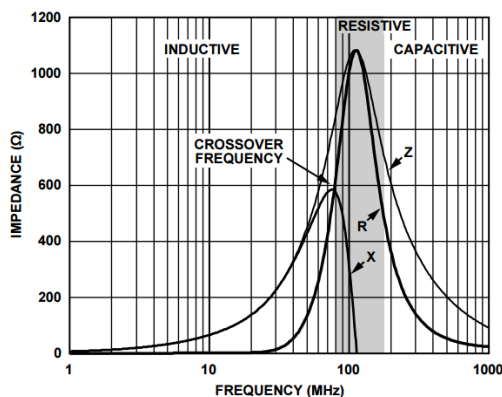
Virsmas induktīvajām komponentēm ir ļoti daudz priekšrocību:

- Mazi un ar nelielu svaru;
- Lēti;
- Augsta pilnās pretestības vērtība plašā frekvenču diapazonā;
- Slēgta magnētiskā ķēde novērš ārējos traucējumus;
- Ferīts ir ekranēts, kas pasargā to no ārējas ietekmes;
- Zema DC pretestība (R_{DC}) minimizē vēlamā signāla degradāciju;
- Izcila veiktspēja RF enerģijas absorbēšanā;
- Parazitiskās ķēdes svārstības vai rezonanse tiek samazināta ferīta rezistīvo īpašību dēļ RF frekvencēs;
- Plašs pilnās pretestības diapazons (daži omi līdz 2kOhm);
- Efektīvi darbojās no dažiem MHz līdz 1GHz.

Induktīvās komponentes darbību var iedalīt trijos reaģēšanas reģionos: induktīvais, kapacitatīvais un rezistīvais. Šos stāvokļus var noteikt, aplūkojot 2.31.att., kur Z ir pilnā pretestība, R ir pretestība un X ir reaktīvā pretestība. Lai samazinātu augstfrekvenču traucējumus, komponentei ir jādarbojas rezistīvajā reģionā, tas ir īpaši svarīgi pielietojot ferītu elektromagnētiskās interferences slāpēšanai un filtrēšanai.

Tas nozīmē, ka R (pretestībai) jābūt lielākai par X (reaktīvā pretestība). Frekvencēs, kur $X > R$ (relatīvi zemākās frekvencēs), ferīts uzvedas vairāk induktivitāti, nevis rezistīvi.

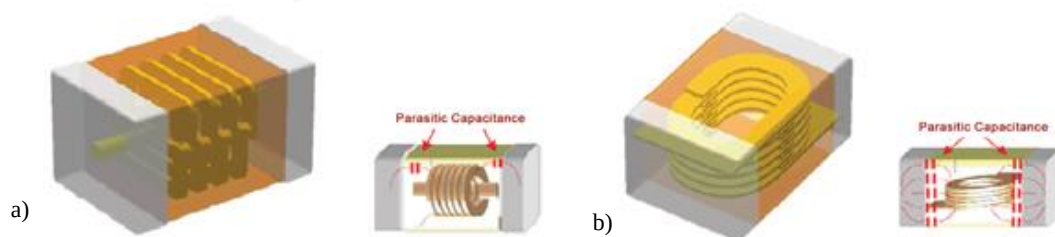
Rezistīvais reģions sākas frekvencē, kur $X = R$ (crossover frequency). Frekvencēs, kur $R > X$, ferīts uzvedas vairāk rezistīvi, kas absorbē augstfrekvences traucējumus (noņem nevēlamo RF enerģiju). Lai noņemtu nevēlamo RF enerģiju, virsmas montāžas komponentes tiek izmantotas kā augstfrekvences rezistors (slāpētājs), kas ļauj iet cauri līdzstrāvai, bet absorbē RF enerģiju un izkliedē to siltuma veidā, kas ir vēlama īpašība ferītam. Rezistīvais reģions ir līdz ferīts kļūst kapacitīvs. Šis kapacitatīvais punkts ir frekvencē, kur kapacitatīvās reaktīvās pretestības ($-X$) absolūtā vērtība ir ekvivalenta ar pretestību R .



2.31.att. Induktīvās virsmas montāžas komponentes ZRX grafiks.

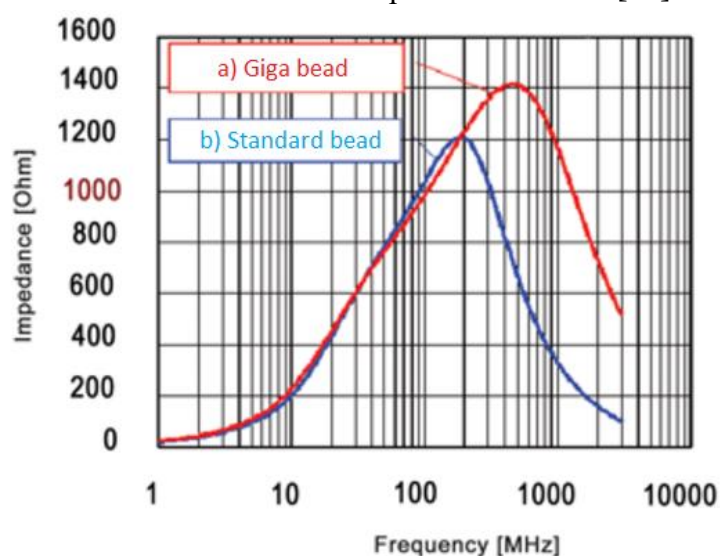
Zemākās frekvencēs (zemāk par krustšanās frekvenci (crossover)) komponentei ir induktīvs raksturs, pie augstākām frekvencēm raksturs ir kapacitatīvs.

Tāpat kā augstfrekvences RF induktivitātēm, tinuma virzienam iekšējā ferīta spolē ir liela ietekme uz komponentes parametriem. Tinuma virziens ietekmē ne tikai pilno pretestību attiecībā pret frekvenču līmeni, bet arī nobīda frekvenču raksturlīkni. 2.32.att. parādīti divi 1kOhm ferīti, abi ir identiska izmēra un izgatavoti no viena un tā paša materiāla, bet ar divām dažādām tinuma konfigurācijām. 2.32.att. (a) ir attēlots ferīts ar spoli, kura ir uztīta vertikālā plaknē un tiek kārtota horizontālā virzienā. Tā dod lielāku pilno pretestību un augstāku frekvenču raksturlīkni nekā attēla 2.32.att. (b) konfigurācija, kura ir uztīta horizontālā plaknē un tiek kārota vertikālā virzienā. Daļēji tas ir sakarā ar zemāku kapacitatīvo reaktīvo pretestību (X_C), kas saistīta ar pazeminātu parazītisko kapacitāti starp gala izvadiem un iekšējo spoli. Zemāka kapacitatīvā reaktīvā pretestība rada augstāku pašrezonanses frekvenci, kura pēc tam ļauj ferītam turpināt palielināt pilno pretestību līdz vēl lielākai pašrezonanses frekvencei, kas savukārt rezultē arī iegūt augstāku iespējamo pilnās pretestības vērtību standarta konstruētajam ferītam.



2.32.att. Ferīta dažādu tinuma konfigurācijas.

Raksturlīknes abiem diviem 1kOhm ferītiem ir parādītas 2.33.att [16].



2.33.att. Dažādu tinuma konfigurāciju frekvenču raksturlīkņu salīdzinājums.

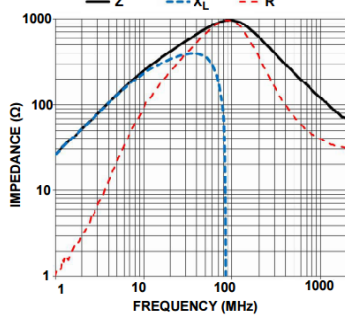
Šīs apakšnodaļas pētījumos izmantoto virsmas montāžas ferītu tehniskā specifikācija apkopota tabula 2-6 [16].

Tabula 2-6

Virsmas montāžas ferītu tehniskā specifikācija

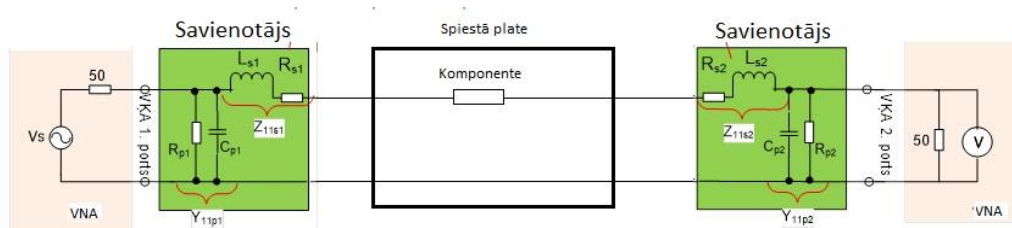
WE-CBF-SMD EMI Suppression Ferrite Bead	
Ražotājs:	Würth Electronics Inc
Ražotāja detaļas numurs:	742 792 141
Izmēri (L x H x W):	3.2 x 1.3 x 1.6 mm
Garums (L)	3.2±0.2mm
Augstums (H)	1.1±0.2mm
Platums (W)	1.6±0.2mm
Savienojuma termināļu garums (E)	0.5±0.3mm
Termināļu montāžas tips:	SMD

Tabula 2-6 turpinājums

Konstrukcijas forma – inch (mm):	1206 (3216)
Temperatūras diapazons:	-55...+125°C
Filtra tips:	Signāla/barošanas līnija
Līniju skaits:	1
Pilnā pretestība @ Frekvence:	1kOhm ($\pm 25\%$) @ 100MHz
Nominālā strāva (Max):	1A
DC pretestība (DCR) (Max):	300 mOhm
Tipiskā pilnās pretestības raksturlīkne:	 The graph plots Impedance (Ω) on a logarithmic y-axis (1 to 1000) against Frequency (MHz) on a logarithmic x-axis (1 to 1000). Three curves are shown: Z (solid black line), XL (dashed blue line), and R (dashed red line). Z starts at ~30Ω at 1MHz, peaks at ~1000Ω around 100MHz, and then decreases. XL starts at 0Ω and increases to ~1000Ω at 100MHz. R starts at 0Ω and increases to ~1000Ω at 100MHz, then decreases.

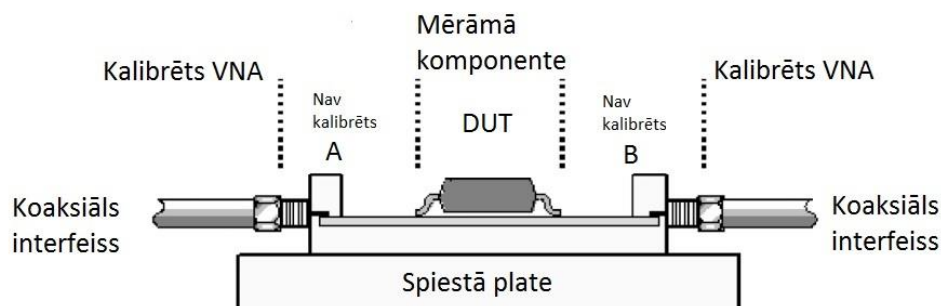
2.2.1. Induktīvo komponentu S-parametru mērījumu kļūdas korekcija

Veicot mērījumus ar VNA, izmantojot divus VNA portus, rodas mērījumu kļūda, ko rada savienojšie kabeļi un savienotāji, ar kuriem tiek veikta pieslēgšanās mērāmajai komponentei un spiestā plate, uz kuras novietota mērāmā komponente. Situācija ir atainota 2.34.att. Izmantojot TOSM VNA kalibrēšanas standartu [24], iespējams veikt kalibrēšanu līdz savienotājiem (neieskaitot savienotāju parazītiskos parametrus). Šāda kalibrēšana kompensē paša VNA iekšējo komponentu kļūdu un pieslēgto kabeļu kļūdu. Taču šāda veida kalibrēšana nedod iespēju kompensēt parazītiskos parametrus, ko rada savienotāji un spiestā plate. Kalibrēšanai tiek izmantoti kalibrētas iekārtas, kas nodrošina četru veidu mērījumus – Open (neslogots porta mērījums), Short (īsi slēgts porta mērījums 0Ω), Through (caurejošs mērījums no viena porta uz otru), Match (salāgots katra porta mērījums 50Ω). Šādu iekārtu konstrukcija parasti ir izveidota, lai ērti pieslēgtos kabeļiem ar N-tipa vai SMA tipa vai cita veida savienotājiem. Kalibrēšana, izmantojot TSOM, nav pielietojama, lai kompensētu savienotāju un spiestās plates parazītiskos parametrus.



2.34. att. S-parametru mērījumi un ar tiem saistītie parazītiskie parametri.

Šādos gadījumos ir jāizvēlas cits kalibrēšanas standarts, kurš ir pielietojams uz spiestās plates. Piemēram, TRM, TRL, TNA, UOSM [24], vai arī jāveic parazitisko parametru kompensēšana, izmantojot “de-embedding” procedūru [25]. “De-embedding” izmanto konstrukcijas modeli, un matemātiski to izslēdz no mērījumu rezultātiem. Šāda procedūra dod iespēju sasniegt ļoti augstu mērījumu precizitāti, mērot komponentes, kas nav tiešā veidā pieslēdzamas pie koaksiālajiem savienotājiem, un neizmantojot ne-koaksiālus kalibrēšanas standartus.



2.35. att. Komponentu mērījumi ar VNA.

“De-embedding” (korekcija) procedūra tiek veikta, izmantojot S-parametru pārveidi uz T-parametriem. Šādā veidā mērījumu korekcija tiek veikta pēc mērījumu veikšanas, izmantojot matemātiskas darbības [25].

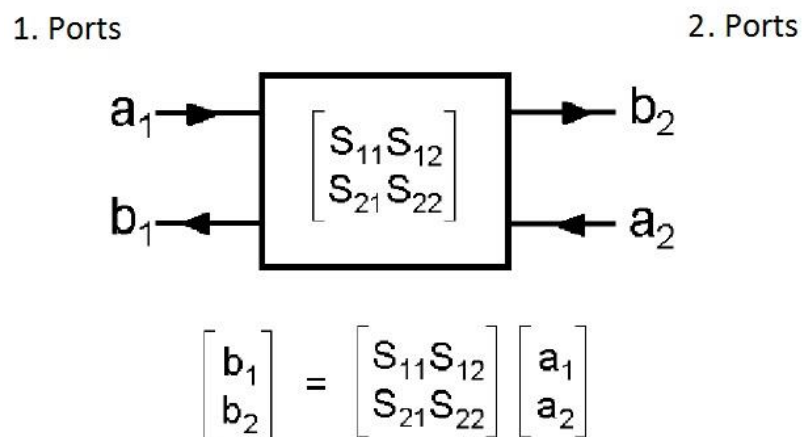
S-parametru mērījumi dod skaidru priekšstatu par mērāmā objekta RF parametriem – atstarošanas un pārejas koeficienta formā. S-parametrus var definēt kā atstarotos (b_1 , b_2) un caurejošos viļņus (a_1 , a_2), kas ir neatkarīgi mainīgie. Pamatvienādojumi, kas raksturo šos viļņus kā S-parametru funkciju, ir doti izteiksmēs (2.6.) un (2.7.).

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.6.)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.7.)$$

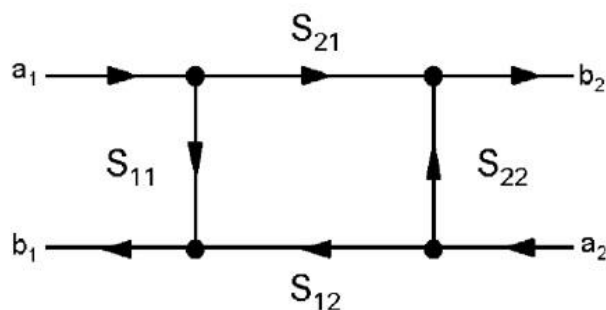
Izmantojot izteiksmes (2.6.) un (2.7.), S-parametri var tikt aprēķināti kā attiecība starp atstaroto un caurejošo vilni. Vizualizēta S-parametru definīcija ir dota 2.36. att.

Alternatīvs veids S-parametru attēlošanai ir grafi 2.37.att. Grafi tiek izmantoti, lai attēlotu un analizētu pārvadītos un atstarotos signālus. Horizontālās līnijas attēlo signālus, kas plūst cauri divpolam. Piemēram, signāls, kas no mezgla a_1 nokļūst mezglā b_1 tiek definēts kā atstarotais signāls no porta 1 – S_{11} . Grafu pielietošana atvieglo kaskādēs slēgtu divpolu analīzi. Pilnas kaskādes analīze tiek veikta, izmantojot Masona likumu. Grafu pielietošana un pilnas kaskādes analīze ir VNA parametru korekcijas veikšanas procedūras pamatā.



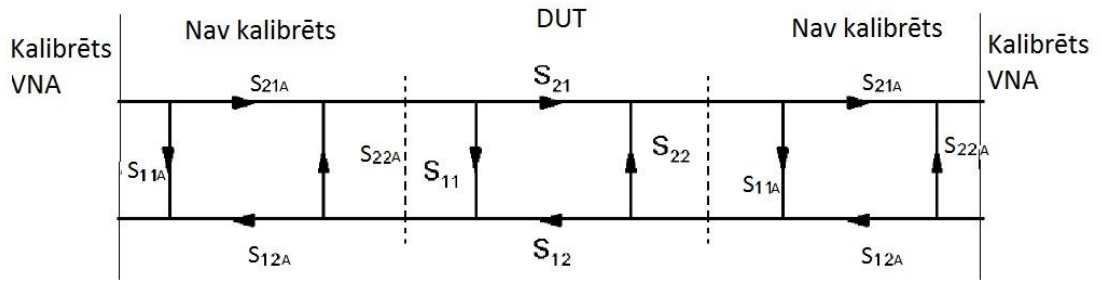
2.36. att. S-parametru definīcija matricu formā.

Pirms tiek veikta VNA mērījumu rezultātu korekcija ar mērķi iegūt precīzus testējamā objekta - komponentes - parametrus, ir nepieciešams analizēt visu mērījumu ķēdi grafu formā. Tā sastāv no trīs divpoliemiem – mērāmā komponente (DUT), pieslēgvietā pie porta 1. (A), pieslēgvietā pie porta 2. (B). Šādā veidā nekalibrētās mērījumu sistēmas daļa (spiestā plate ar savienotājiem) tiek sadalīta divās daļās kā 2.35.att. - A un B. Nekalibrēto mērījumu stenda daļu A raksturo S-parametri – S_{11A} , S_{12A} , S_{21A} , S_{22A} . Nekalibrēto mērījumu stenda daļu B raksturo S-parametri S_{11B} , S_{12B} , S_{21B} , S_{22B} [25].



2.37. att. S-parametru definīcija grafu formā.

Visa mērījumu ķēde ir attēlota grafiski grafu formā 2.38.att. Kā minēts augstāk, mērījumu sistēma sastāv no trīs kaskādēm, kuras tiek raksturotas ar S-parametriem. Lai tiešā veidā veiktu vienkāršas matemātiskas darbības ar kaskādēm, S-parametri ir jāpārveido T-parametros. S-parametru un T-parametru matemātiskās sakarības ir dotas 2.39.att.



2.38. att. Komponentes mērījumu ķēde grafu formā.

Divpolu T-parametru matrica var tikt definēta kā $[T]$, kur $[T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}$. Visus trīs kaskādē slēgtos divpolus matemātiski matricu formā var attēlot sekojoši:

$$[T_{VNA}] = [T_A][T_{EUT}][T_B], \quad (2.8.)$$

kur $[T_{VNA}]$ – VNA mērījumi.

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_{12}}{T_{22}} & \frac{T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21}}{T_{22}} \\ \frac{1}{T_{22}} & -\frac{T_{21}}{T_{22}} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ -\frac{S_{22}}{S_{21}} & \frac{1}{S_{21}} \end{bmatrix}$$

2.39. att. S-parametru un T-parametru sakarības.

Matricu teorijā ir definēts: ja matricas determinants nav vienāds ar 0, tad kvadrātiskai matricai pastāv inversā matrica, un, matricu reizinot ar tās inverso matricu, tiek iegūta vienības matrica (2.9.):

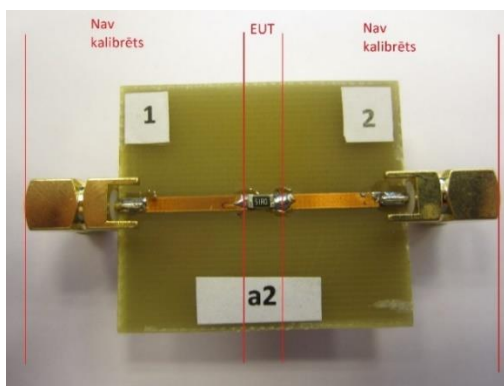
$$[T][T]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.9.)$$

Šīs matricu pamatīpašības tiek izmantotas, lai veiktu mērījumu korekcijas un iegūtu mērāmās komponentes S-parametrus ar augstu precizitāti. Sareizinot VNA mērījumu rezultātu ar nekalibrēto mērījumu stenda daļu - A un B inversajām matricām, tiek iegūti mērāmās komponentes S-parametri.

$$[T_{EUT}] = [T_A]^{-1}[T_{VNA}][T_B]^{-1} \quad (2.10.)$$

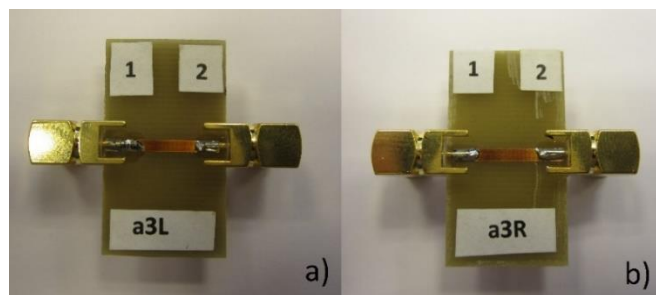
Lai iegūtu nekalibrēto stenda daļu parametrus, ir nepieciešams veikt divus papildus mērījumus. Nekalibrētās A stenda daļas S-parametru mērījumus un nekalibrētās B stenda daļas S-parametru mērījumus.

S-parametru mērījumu kļūdas korekcija tiek pielietota spiestajai platei PCB_a2 (2.40.att.). Spiestā plate paredzēta mērījumu veikšanai ar VNA, ja mērāmā komponente tiek slēgta virknē ar VNA portiem, izteiksmē (2.10.).



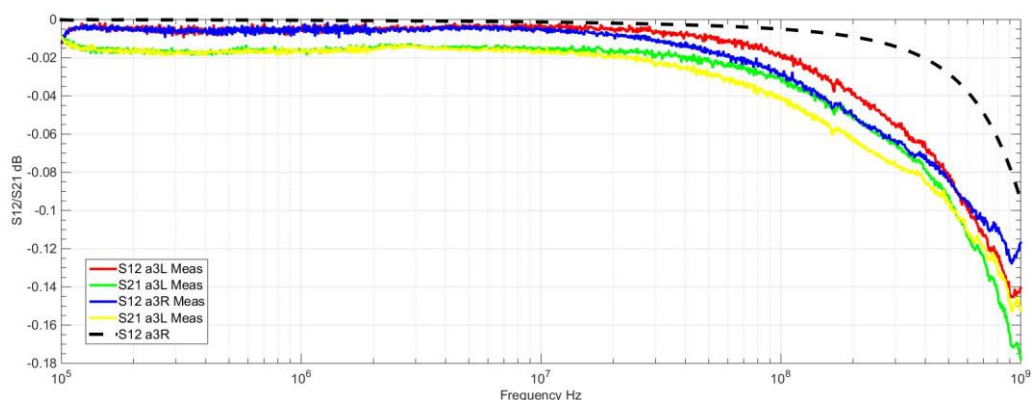
2.40. att. Spiestā plate PCB_a2 mērījumu veikšanai ar VNA, ja mērāmā komponente tiek slēgta virknē ar VNA portiem.

Mērījumu korekcijas pārbaudes vajadzībām ir izvēlētas trīs komponentes: SMD rezistori (1Ω , 51Ω , 200Ω). Spiestajai platei PCB_a1 ir divi SMA savienotāji, ar kuru palīdzību ir iespējams pievienot jau kalibrētu VNA. Veicot mērījumus ar VNA, tiek iegūti S-parametri, kas raksturo mērāmo komponenti un spiesto plati. Lai veiktu mērījumu korekciju, izmantojot augstāk definēto metodi, ir nepieciešams veikt nekalibrēto spiesto plašu daļu S-parametru mērījumus, vai veikt spiestās plates analītisku 3D modelēšanu. Papildus mērījumu vajadzībām izstrādātas divas spiestās plates, kas ir divas PCB_a2 nekalibrētās daļas. Kreisās puses nekalibrētā daļa PCB_a3L un labās puses nekalibrētā daļa PCB_a3R. Abas spiestās plates attēlotas 2.41.att. Spiestajām platēm PCB_a3L un PCB_a3R piemīt būtisks trūkums – korekcijas dati satur informāciju par vienu SMA savienotāju, kurš komponentes mērījumos netiek izmantots. Tā rezultātā, veicot mērījumu korekciju, iespējama S-parametru pārkompensācija, jo korekcijas dati saturēs informāciju par diviem SMA savienotājiem, kuri netiek izmantoti mērījumu veikšanai. Paralēli tiks veikta analītiska 3D elektromagnētiskā lauka aprēķini un aprēķināta analītiskā korekcija. Iegūtie rezultāti tiks analizēti, un izvērtēta korekcijas veikšanas lietderība, un mērījumu precizitātes uzlabošana. Spiesto plašu PCB_a3L un PCB_a3R mērījumu rezultāti un analītisko 3D elektromagnētisko aprēķinu rezultāti ir apkopoti 2.42.att. un 2.43.att. Analītisko aprēķinu un mērījumu rezultāti pārvades koeficientiem līdz 10MHz sakrīt ar augstu precizitāti. Diapazonā virs 10MHz rezultātu sakritība ir zemāka. Taču visi mērījumi un aprēķinu rezultāti mazākā diapazonā kā 0.2dB, kas ir ļoti niecīga vērtība. 2.43.att. ir attēlota tikai viena analītiski aprēķinātā pārvades koeficienta vērtība, jo tā ir identiska pārējiem atstarošanās koeficientiem.



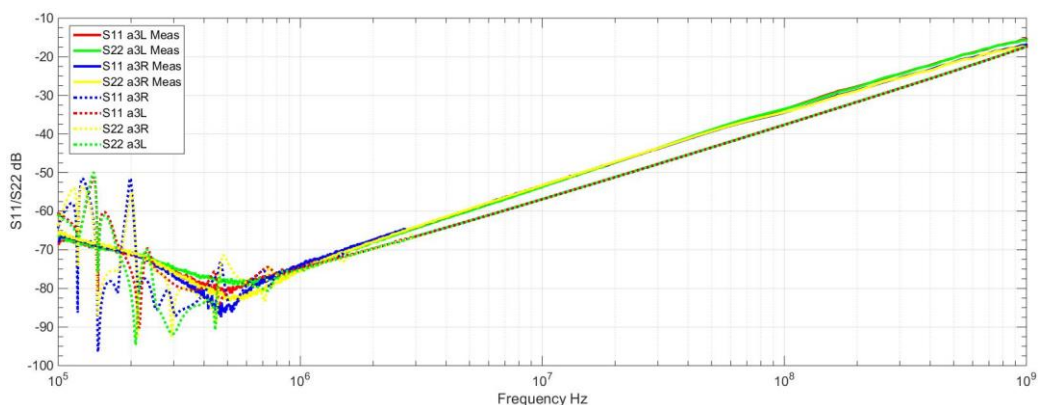
2.41. att. Spiestās plates, kas paredzētas.

a – kreisās puses korekcijas datu iegūšanai spiestajai platei PCB_a2, b – labās puses korekcijas datu iegūšanai spiestajai platei PCB_a2.



2.42. att. Pārvades koeficientu S_{12} un S_{21} mērījumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums spiestajām platēm PCB_a3L un PCB_a3R.

Atstarošanās koeficientu nomērītās vērtības ir ļoti tuvas analītisko aprēķinu rezultātiem frekvenču diapazonā virs 0.6MHz. Aprēķinu kļūda nepārsniedz vairāk par 3dB frekvenču diapazonā virs 0.6MHz. Frekvenču diapazonā zem 0.6MHz atstarošanās koeficientu vērtībās vērtību maiņa 50dB diapazonā. Šāda parādība ir saistīta ar pielietotajām aprēķinu metodēm, kas nespēj nodrošināt augstu atstarošanās koeficienta aprēķinu precizitāti zemās frekvencēs.



2.43. att. Atstarošanās koeficientu S_{11} un S_{22} mērījumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums spiestajām platēm PCB_a3L un PCB_a3R.

Izmantojot PCB_a3L un PCB_a3R mērījumu un analītisko aprēķinu rezultātus, saskaņā ar iepriekš definēto S-parametru korekcijas metodi, ir veikti mērījumi un veikta mērījumu rezultātu korekcija PCB_a2 tipa spiestajām platēm, uz kurām novietoti SMD rezistori 1Ω, 51Ω, 200Ω.

Mērījumu rezultāti rezistoram ar 1Ω pretestību doti 2. pielikuma 1. att. Rezultātos iekļauts mērījums bez S-parametru mērījumu korekcijas, mērījums ar S-parametru korekciju, izmantojot mērītos korekcijas datus- PCB_a3L un PCB_a3R, mērījums ar S-parametru korekciju, izmantojot analītisko aprēķinu korekcijas datus – Ta un Tb. Kā redzams 2. pielikuma 1.att, frekvenču diapazonā līdz 10MHz mērījumu rezultātos ar un bez korekcijas nav būtiskas atšķirības. Frekvenču diapazonā virs 10MHz parādās būtiska atšķirība starp rezultātiem ar korekciju un bez korekcijas. Korekcija, kas iegūta izmantojot mērījumus – PCB_a3L un PCB_a3R, samazina pilnās pretestības vērtību. Kam tā vajadzētu arī būt, jo tiek kompensēta izkliedes induktivitāte, ko rada spiestā plate, uz kuras komponente tiek mērīta. Korekcijai izmantojot analītiskā ceļā iegūtos korekcijas datus, pilnās pretestības vērtība pieaug. Šāds pieaugums norāda uz korekcijas kļūdainumu frekvenču diapazonā virs 10MHz.

Mērījumi 51Ω rezistoram doti 2. pielikuma 2. att. Šajā gadījumā mērījumu korekcija būtisku iespaidu rada frekvenču diapazonā virs 100MHz. Analogi kā iepriekšējā gadījumā, korekcijas dati PCB_a3L un PCB_a3R samazina pilno pretestību. Taču korekcijas dati, kas iegūti analītiskā ceļā – Ta, Tb, krasī samazina pilno pretestību. Šāda rakstura pilnās pretestības samazinājums norāda uz kapacitatīvas komponentes parādīšanos pilnās pretestības sastāvā. Arī šajā gadījumā analītisko korekcijas datu pareizība ir apšaubāma.

Mērījumi 200Ω rezistoram doti 2. pielikuma 3. att. Šajā gadījumā mērījumu korekcija būtisku iespaidu rada frekvenču diapazonā virs 200MHz. Pretēji kā iepriekšējos gadījumos, korekcijas dati PCB_a3L un PCB_a3R palielina pilno pretestību. Taču korekcijas dati, kas iegūti analītiskā ceļā – Ta, Tb, krasī samazina pilno pretestību. Šāda rakstura pilnās pretestības samazinājums norāda uz kapacitatīvas komponentes parādīšanos pilnās pretestības sastāvā. Arī šajā gadījumā analītisko korekcijas datu pareizība ir atšaubāma.

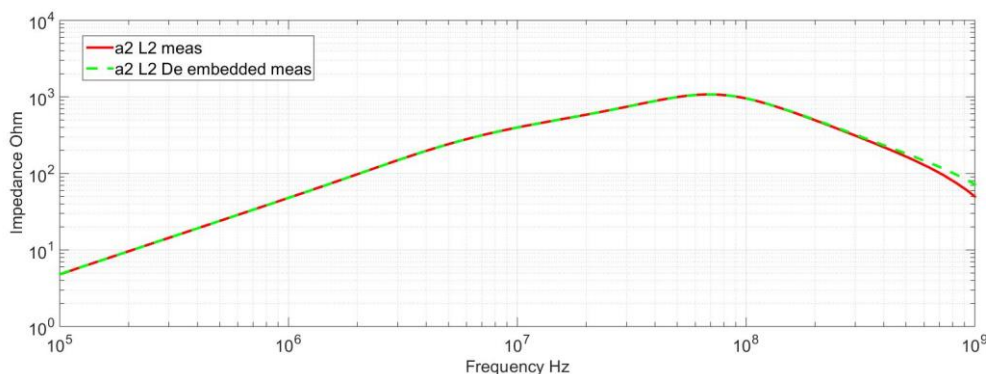
Balstoties uz veikto analīzi var secināt, ka analītiskā ceļā iegūto korekcijas datu pielietošana rada kļūdainus rezultātus, lai gan analītiski iegūtie korekcijas dati ir ļoti tuvi mērījumu ceļā iegūtajiem korekcijas datiem 2.42. att. un 2.43. att.

Lai pārbaudītu analītiskā ceļā iegūto korekcijas datu Ta, Tb korektumu, ir veikti PCB_a2 spiestās plates analītiskie aprēķini, izmantojot 3D elektromagnētiskos modeļus. Rezistoru vietā tiek izvēlēta ideāla rezistora ekvivalents bez virknes induktivitātes un citiem parazitiskajiem parametriem. Aprēķinu rezultāti tiek koriģēti analogi kā mērījumu rezultātiem, balstoties iepriekš definētajām izteiksmēm. Rezultāti ir doti 2. pielikuma 4. att. Kā redzams korekcijas dati ideāli kompensē mērījumu rezultātus. Gadījumā ar 1Ω var novērot nelielu pilnās pretestības pieaugumu pie 1GHz. Šādu parādību visdrīzāk rada ideālā rezistora konstrukcija, kas sevī ietver nelielu induktivitāti dēļ rezistora garuma un augstuma virs spiestās plates zemējuma slāņa.

Veiktā mērījumu rezultātu korekcija, izmantojot nomērītos korekcijas datus PCB_a3L un PCB_a3R, nodrošina pietiekošu precizitāti turpmākajam pētījumam. Tā kā induktīvo SMD komponentu pilnā pretestība ir daudz augstāka par 200Ω, tad arī mērījumu datu korekcija un izvēlēta mērījumu metode dos daudz precīzākus rezultātus kā gadījumā ar 200Ω rezistoru 2.61.

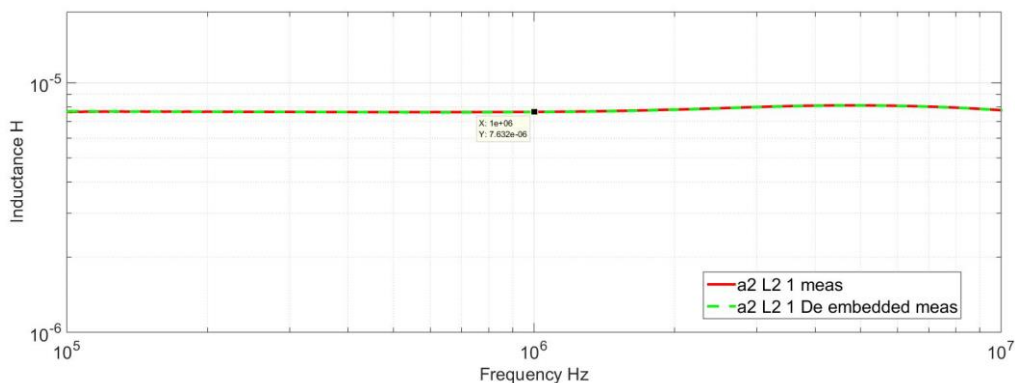
att. 200Ω rezistora mērijums pie 1GHz bez mērijumu rezultātu korekcijas ir $159,8\Omega$, bet ar mērijumu rezultātu korekciju - $174,6\Omega$.

Induktīvo SMD komponentu mērijumiem izmantota spiestā plate PCB_a2, kurai veikti visi divu portu S-parametru mērijumi. Veikta mērijumu rezultātu korekcija izmantojot PCB_a3L un PCB_a3R mērijumu datus. Mērijumi matemātiski apstrādāti saskaņā ar iepriekš definēto Π -tipa ekvivalento shēmu. Pilnās pretestības mērijumu rezultāti doti 2.44. att. Mērijumi veikti SMD induktīvajai komponentei L2. Mērijumu rezultāti attēloti gan ar mērijumu rezultātu korekciju, gan bez mērijumu rezultātu korekcijas. SMD induktīvajai komponentei mērijumu korekcija nedaudz palielina pilno pretestību 600MHz-1GHz, kompensējot spiestās plates PCB_a2 izkliedes induktivitāti.



2.44. att. SMD induktīvās komponentes L2 mērijumi.

SMD induktīvās komponentes L2 pilnās pretestības fāzes mērijumi ir doti 2. pielikuma 5. att. Fāzes mērijumi ir attēloti gan ar mērijumu rezultātu korekciju, gan bez mērijumu rezultātu korekcijas. Kā jau minēts, mērijumu rezultātu korekcija atstāj iespaidu frekvenču diapazonā 600MHz – 1GHz, samazinot pilnās pretestības izkliedes induktivitātes komponenti. Kā redzams 2. pielikuma 5. att., SMD induktīvā komponente ir tīri induktīva diapazonā līdz 10MHz. Pilnās pretestības rezonanse induktīvajai komponentei L2 ir novērojama pie 61MHz. Induktīvās komponentes induktivitātes aprēķins ir dots 2.45. att. L2 induktivitātes ir $7,6\mu\text{H}$ pie frekvences 1MHz.

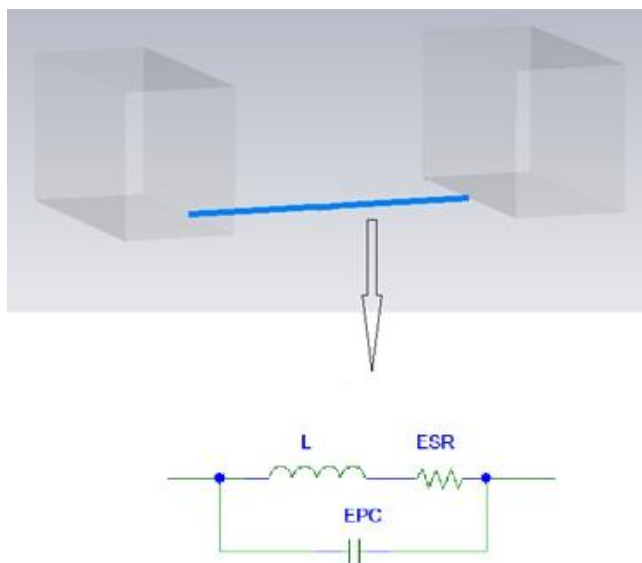


2.45. att. SMD induktīvās komponentes L2 induktivitātes aprēķins.

2.2.2. Induktīvo virsmas montāžas komponentu modeļu izstrāde analītisko aprēķinu vajadzībām

Induktīvo komponentu 3D modelēšana, izmantojot elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīkus ir iespējama, taču šādu komponentu modelēšana ir laikietilpīga un prasa apjomīgus skaitļošanas resursus komponentu uzbūves dēļ [26]. Komponente fiziski sastāv no vairākiem vadītāju slāņiem, kas ievietoti feromagnētiskajā materiālā (2.30. att.). Slāņa biezums attiecībā pret komponentes izmēriem ir niecīgs, tādēļ precīzai komponentes modelēšanai ir nepieciešams to sadalīt ļoti daudz galīgajos elementos ($>10^6$). Papildus ir nepieciešama informācija par feromagnētiskā materiāla parametriem – kompleksā dielektriskā un magnētiskā caurlaidība un vadītspēja plašā frekvenču diapazonā. Ja jāveic analītiskie aprēķini vairākiem desmitiem šādu komponentu, nepieciešami milzīgi skaitļošanas resursi.

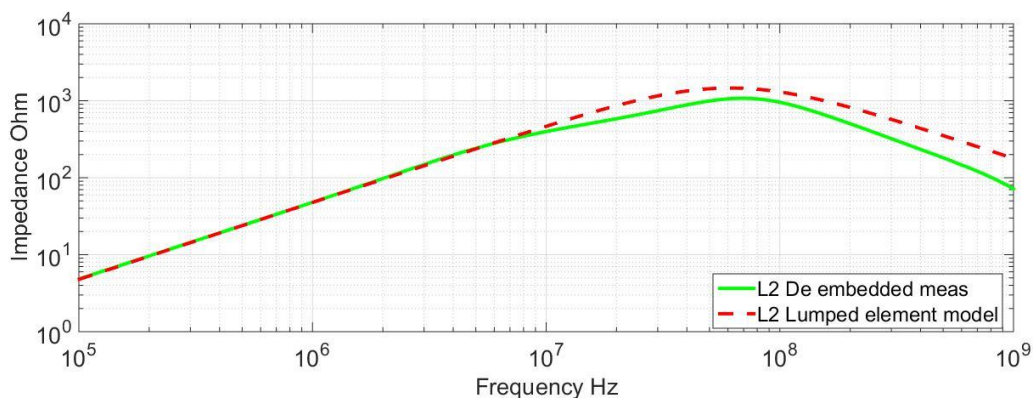
Lai samazinātu nepieciešamo skaitļošanas operatīvās atmiņas apjomu un būtiski samazinātu skaitļošanas laiku, ir nepieciešams izstrādāt vienkāršotus virsmas induktīvo elementu trīsdimensionālus modeļus. Induktīvo komponentu modeļi var veidot analogiski kā virsmas montāžas kondensatoriem, veidojot vienkāršotu trīsdimensiju struktūru, un komponentes elektriskos parametrus aizstājot ar ideālas induktivitātes elementu stīgām, kā attēlā 2.46. att. Piemēram, virknē slēgtu induktīvās komponentes induktivitāti, kam paralēli slēgta komponentes ekvivalentā paralēlā induktivitāte un virknes ekvivalentā pretestība [27], [28].



2.46. att. Induktīvas virsmas montāžas komponentes 3D modelis, kur kondensatora parametri ir sakoncentrēti “stīgā”, izmantojot kondensatora ekvivalento shēmu.

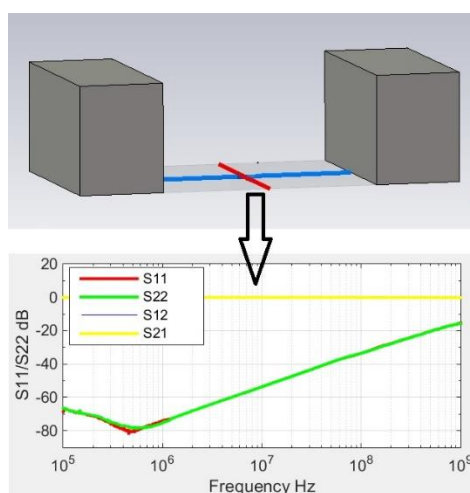
Pieņemot, ka SMD induktīvajām komponentēm ir ekvivalentā paralēlā kapacitāte – EPC, kas slēgta paralēli induktīvajai komponentei tās ekvivalentajā shēmā. To ir iespējams aprēķināt, izmantojot paralēlās rezonanses parādību, balstoties uz induktivitātes vērtību un rezonanses frekvences vērtību [27]. Kā parādīts 2.47. att., šāda trīsdimensiju analītiskā modeļa rezultāti nodrošina apmierinošu precizitāti līdz $\sim 10\text{MHz}$, bet nespēj nodrošināt nepieciešamo precizitāti

augstākā frekvenču diapazonā. Tas izskaidrojams ar to, ka analītiskais modelis balstīts uz ļoti vienkāršotu ekvivalento shēmu, kas nodrošina tikai vienu pilnās pretestības rezonansi. Virsmas montāžas komponentēm virs 1GHz ir novērojama arī otra pilnās pretestības rezonanse, kas iespaido pilnās pretestības raksturu starp pirmo un otro pilnās pretestības rezonansi. Komponentes feromagnētiskā materiāla parametri ir frekvences atkarīgi, tādēļ induktivitāte ir frekvences atkarīga, kas padara virsmas montāžas komponentes ideālo elementu ekvivalento shēmu sarežģītāku.



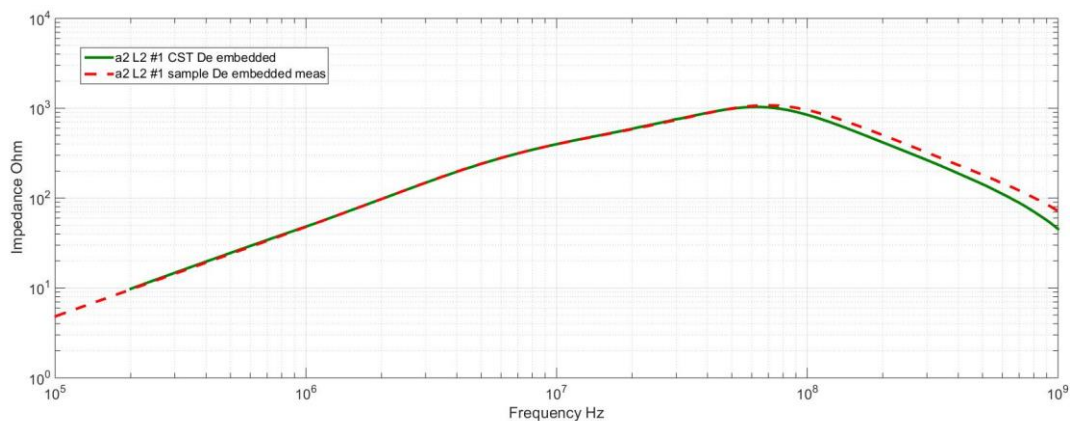
2.47. att. Induktīvo komponentu pilnās pretestības salīdzinājums ar ekvivalentās shēmas modeļu pilnajām pretestībām.

Daudz precīzāku analītisko modeli iespējams iegūt, izmantojot trīsdimensiju struktūru, kas reprezentē induktīvo virsmas montāžas komponenti, kurā integrēts ideāls elements, kas satur informāciju par komponentes kompleksās pretestības atkarību no frekvences (S-parametru vērtības). Šāds modelis ar izklaidēto parametra virsmu parādīts 2.48. att., kurā induktivitātes kompleksā pretestība (S-parametru formā) tiek definēta kā virsma ar izklaidētiem parametriem.



2.48. att. Induktīvas virsmas montāžas komponentes 3D modelis ar integrētām S-parametru vērtībām.

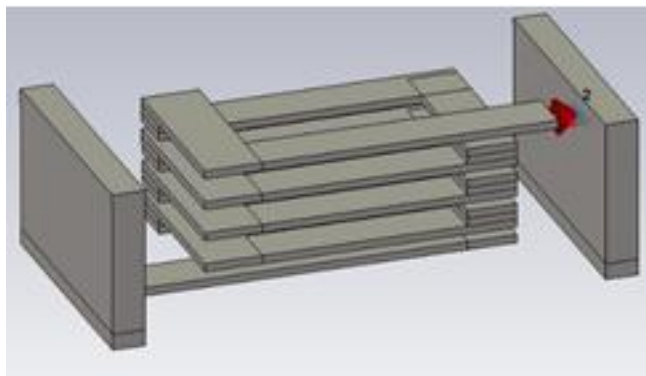
Komponentes pilno pretestību iespējams iegūt mērījumu ceļā (S-parametru formā) vai arī izmantot komponentes ražotāja doto informāciju. Šāds trīsdimensiju analītiskais modelis ar izklaidētiem virsmas parametriem, kā redzams 2.49. att., uzrāda labu precizitāti līdz ~100MHz, frekvenču diapazonā no 100MHz -1GHz modeļa precizitāte ir apmierinoša.



2.49. att. Induktīvo komponentu pilnās pretestības salīdzinājums ar analītiskajiem aprēķiniem, tiešā veidā integrējot mērījumu rezultātus analītiskajā 3D modelī.

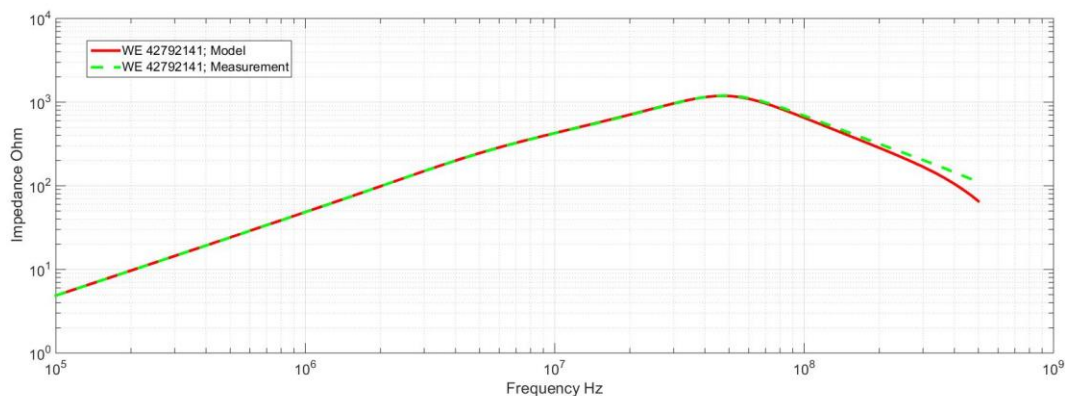
Šāda veida analītiskie aprēķini ir arī daudz vienkāršāki nekā gadījumā, kad jāveido ekvivalentā shēma no ideāliem elementiem. Nav nepieciešams aprēķināt ideālo elementu vērtības, balstoties uz virsmas montāžas komponentes mērījumu rezultātiem. Ja virsmas montāžas komponentei ir tikai viena rezonanses frekvence, ir pietiekami aprēķināt vienu RLC kontūru, taču, ja rezonanses frekvenču ir vairāk, nepieciešams aprēķināt vairākus RLC kontūrus. Ja virsmas montāžas komponentes magnētiskais materiāls tiek piesātināts, idealizētā ekvivalentā shēma ir vēl sarežģītāka.

Lai uzlabotu induktīvas virsmas montāžas komponentes 3D modeli ar integrētām S-parametru vērtībām, komponentes modeli papildina ar iekšējo vijumu struktūru, kā tas parādīts 2.50. att. Palielinot analītisko aprēķinu precizitāti mijiedarbībai nelielā attālumā esošajām komponentēm [27].



2.50. att. Induktīvas virsmas montāžas komponentes 3D modelis ar iekšējo vijumu struktūru un integrētām S-parametru vērtībām.

Šāda analītiskā modeļa un mērījumu rezultātu atšķirība ir attēlota 2.51. att., frekvenču diapazonā zem 100MHz atšķirības nav novērojamas, un frekvenču diapazonā virs 100MHz tā irniecīga.



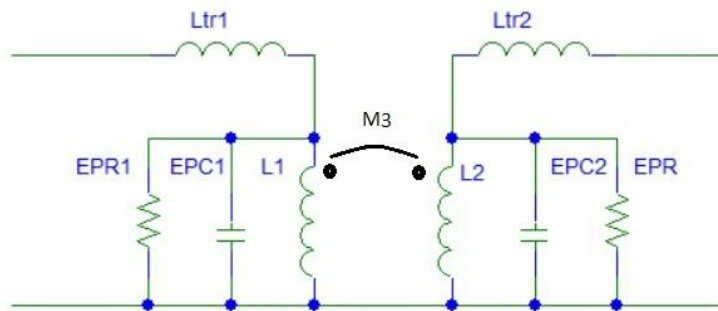
2.51. att. Induktīvo komponentu pilnās pretestības salīdzinājums ar analītiskajiem aprēķiniem, tiešā veidā integrējot mērījumu rezultātus analītiskajā 3D modelī.

Analītiskā modeļa ar integrētām S-parametru vērtībām, kas attēlots 2.48. att., priekšrocības ir tā vienkāršība un mazākas skaitļošanas jaudas prasības attiecībā pret analītisko modeli ar iekšējo struktūru (2.50. att.), taču komponentu mijiedarbības aprēķinos iekšējā struktūra var spēlēt noteicošo lomu, lai iegūtu augstas precizitātes sakritību ar komponentu mērījumiem.

Turpmākajā šīs apakšnodaļas pētījuma gaitā tiks apskatīta abu analītisko modeļu pielietošanas iespēja, lai noteiktu analītisko modeli, kas apmierina gan skaitļošanas jaudas prasības, gan modeļa sniegto precizitāti 100kHz-1000MHz.

2.2.3. Induktīvo virsmas montāžas komponentu mijinduktivitāte

Induktīvajām komponentēm, atrodoties nelielā attālumā vienai no otras, ir novērojama komponentu mijiedarbība [26], [27]. Mijiedarbības raksturs ir atkarīgs no attāluma starp komponentēm. Ja attālums ir lielāks par milimetru desmitdaļām, tad dominējošā ir induktīvā komponente. Ja attālums starp komponentēm ir milimetru desmitdaļas, tad papildus induktīvajai komponentei jāņem vērā arī kapacitatīvā komponente. Balstoties uz iepriekšējā apakšnodaļā izstrādātajiem analītiskajiem 3D modeļiem, ir iespējams analītiski noteikt mijinduktivitāti starp virsmas montāžas induktīvajām komponentēm.



2.52. att. Divu virsmas montāžas induktīvo komponentu mijinduktivitātes ekvivalentā shēma.

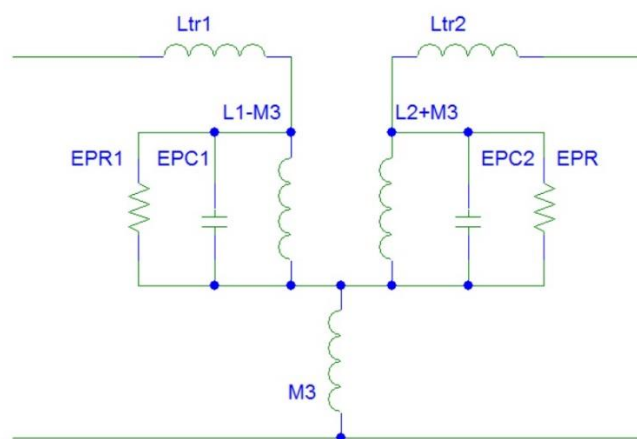
Mijiedarbību M3 starp komponentēm rada mijinduktivitāte starp L1 un L2, kas reprezentē induktīvo komponentu induktivitāti. Komponentu ekvivalentās shēmas un mijiedarbība attēlota 2.52. att. Katra induktīvā komponente 2.52. att. sastāv no ekvivalentās paralēlās kapacitātes EPC un ekvivalentās paralēlās pretestības EPR. Komponentes novietojot uz spiestās plates un pieslēdzot SMA savienotājiem, veidojas spiestās plates celiņi, kas rada papildus izkliedes induktivitāti Ltr. Izkliedes induktivitātes Ltr vērtība irniecīga salīdzinājumā ar mērāmo induktīvo komponentu induktivitāti, tādēļ Ltr neatstāj iespaidu uz starpkomponentu mijinduktivitāti. Ekvivalento shēmu, kas 2.52. att., var pārveidot T-veida ekvivalentajā shēmā, ar mērķi netiešā ceļā aprēķināt starpkomponentu mijinduktivitāti M3, ja veikti divpola S-parametru mērījumi. T-veida ekvivalentā shēma dota 2.53. att. Tādā veidā izveidojas trīs T-veida ekvivalentās shēmas pleci, un būtiskāko lomu spēlē plecs, kurā ietilpst mijinduktivitāte M3. Mijinduktivitāti M3 var aprēķināt izmantojot sakarību (2.11). Spiesto plašu prototipi b1, kas izgatavoti mērījumu vajadzībā, ir redzami 2.54. att.

$$M_3 = \left| \operatorname{Im} \left(\frac{100S_{21}}{1 - S_{22} + S_{22}S_{11} - S_{11} - S_{21}^2} \right) \right| * \frac{1}{2\pi f} \quad (2.11.)$$

kur f – frekvence,

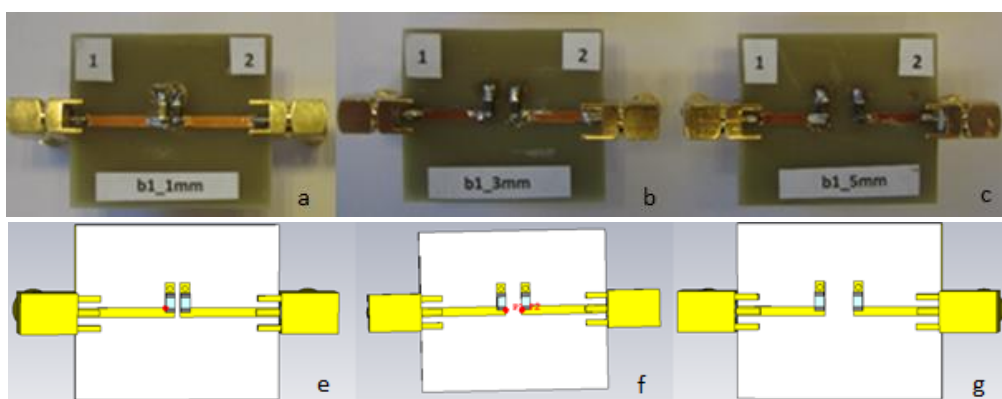
S_{21} – pārvades koeficients,

S_{11} , S_{22} – atstarošanās koeficients.



2.53. att. T-veida ekvivalentā shēma netiešai mijinduktivitātes noteikšanai starp divām induktīvām komponentēm.

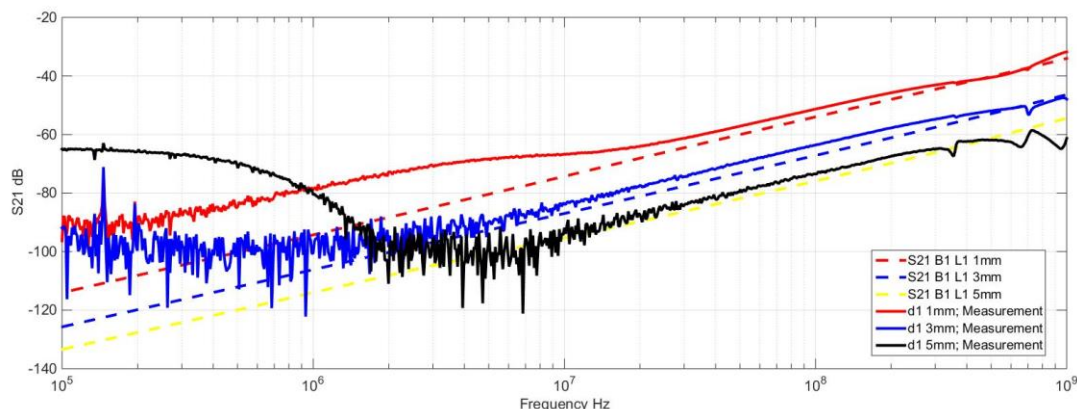
Spiesto plašu prototipu mērījumiem izmantoto induktīvās komponentes WE 74279141. Lai novērtētu mijinduktivitāti, induktīvajām komponentēm atrodies dažādos attālos vienai no otras, izgatavotas trīs veidu spiestās plates, kas parādītas 2.74. att., kur komponentes iespējams novietot 1 mm, 3 mm un 5 mm attālumā. Spiestajām platēm veikti visu četru S-parametru mērījumi. Pārvades koeficienta S_{21} vērtība norāda uz konstrukcijas pārvades īpašībām. Pārvades koeficientu S_{21} vērtības, induktīvajām komponentēm atrodies dažādos attālos vienai no otras, salīdzinātas ar analītiskajiem aprēķiniem, kas balstīti uz 3D elektromagnētisko lauku aprēķiniem, izmantojot induktīvo komponentu modeļus, kas aprakstīti (2.48. att un 2.50. att), dotas 2.55. att un 2.56. att.



2.54. att. Spiesto plašu b1 prototipi un to 3D modeļi, kas izmatoti netiešai virsmas montāžas induktīvo komponentu mijinduktivitātes mērīšanai. a un e – 1 mm atstarpi, b un f – 3 mm atstarpe, c un g – 5 mm atstarpe.

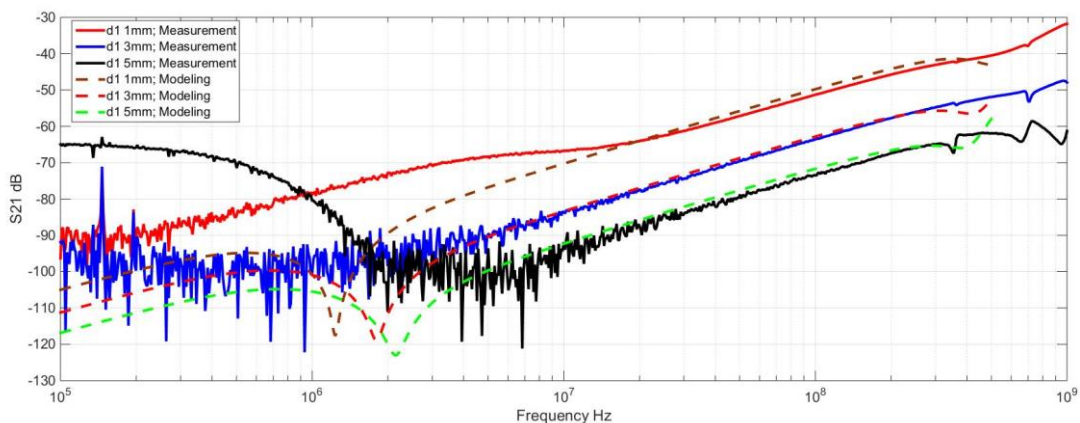
Analītisko aprēķinu rezultāti, izmantojot trīsdimensiju modeli ar integrētām S-parametru vērtībām (2.48. att.), prognozē mērījumu rezultātus ar 4dB precizitāti frekvenču diapazonā virs 10MHz. Frekvenču diapazonā zem 10MHz rezultāti gadījumos, kad

komponentes novietotas 3 mm un 5 mm attālumā, analītiskie aprēķini prognozē mērījumus ar 5dB līdz analizatora trokšņa līmenim. Komponentēm atrodoties 1 mm attālumā, rezultātu prognozēšanā kļūda pieaug līdz pat 10dB. Frekvenču diapazonā zem 1MHz mērījumu rezultāti ir tuvu analizatora trokšņu līmenim.



2.55. att. Pārvades koeficientu S21 mērījumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums L1, ja komponentes atrodas 1 mm, 2 mm, 3 mm un 5 mm attālumā.

Analītisko aprēķinu rezultāti izmantojot trīsdimensiju modeli ar integrētām S-parametru vērtībām un iekšējo vijumu struktūru (2.50. att.) prognozē mērījumu rezultātus ar 3dB precizitāti frekvenču diapazonā virs 5Mhz. Arī šajā gadījumā frekvenču diapazonā zem 1MHz mērījumu rezultāti ir tuvu analizatora trokšņu līmenim.



2.56. att. Pārvades koeficientu S21 mērījumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums L2, ja komponentes atrodas 1 mm, 2 mm, 3 mm un 5 mm attālumā.

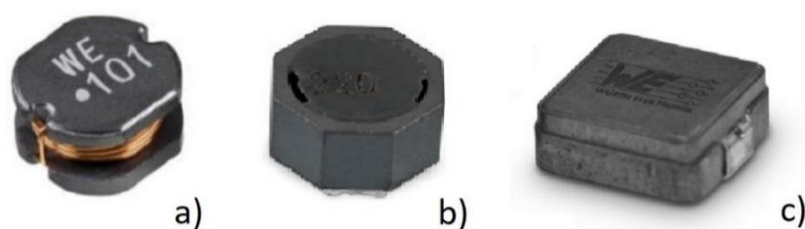
No analītisko aprēķinu un mērījumu rezultātiem 2.55. att. un 2.56. att., var secināt, ka pārvades koeficienta S21 vērtības ir visaugstākās, ja komponentes atrodas 1mm attālumā un viszemākās, ja komponentes atrodas 5 mm attālumā. Tas izskaidrojams ar mijinduktivitātes samazināšanos, komponentes attālinot vienu no otras.

Analītisko aprēķinu rezultāti abiem analītiskajiem modeļiem ir ļoti tuvi, abos gadījumos var redzēt komponentes, kas atrodas 1 mm attālumā rezultātu sakritība, salīdzinot ar 3 mm un 5 mm attālumos novietotām komponentēm, ir zemāka. Abu modeļu analītisko aprēķinu sakritība ar mērījumiem ir apmierinoša virs 5Mhz (5dB un 3dB), taču ļoti slikta zem 1Mhz, tas ir izskaidrojams ar to, ka mērījumu rezultāti ir tuvu analizatora trokšņu līmenim, tādēļ mērījumu rezultātu precizitāte ir zema, un salīdzināšana ar analītiskākajiem aprēķiniem nav korekta. Papildus lielu ietekmi rada feromagnētiskais materiāls, kas netiek iekļauts komponentes modelī, jo šī materiāla īpašības nav pieejamas ražotāja tehniskajā dokumentācijā. Šāda informācija tiek klasificēta kā ierobežotas pieejamības informācija un ir ražotāja komercnoslēpums. Taču pētījuma vajadzībām šī informācija ir pieprasīta ražotājam, un tiek gaidīta atbilde, ja feromagnētiskā materiāla īpašības tiks saņemtas, komponentu modeļi tiks uzlaboti.

Turpmākā pētījuma gaitā tiks izmantots analītiskais 3D modelis ar integrētām S-parametru vērtībām un iekšējo vijumu struktūru, jo tas sniedz precīzākus rezultātus, komponentēm atrodoties tuvu vienai otrai, kad būtisku lomu spēlē komponentes radītais elektromagnētiskais lauks. Šādu elektromagnētisko lauku ļoti tuvu komponentei rada induktīvās komponentes vijumi, kas iestrādāti feromagnētiskajā materiālā (kura īpašības diemžēl nav zināmas), kas paaugstina elektromagnētisko lauku ap komponenti, līdz ar to arī modeļa precizitāti. Šī īpašība novērojama tikai tad, ja komponentes atrodas 1mm un 3mm attālumā viena no otras. Frekvenču diapazonā virs 1MHz pārvades koeficienta S21 vērtību būtiski iespaido spiestās plates celiņu novietojums un induktīvo komponentu pilnās pretestības raksturs, līdz ar to šajā frekvenču diapazonā tiek nodrošināta augsta analītisko aprēķinu sakritība ar mērījumu rezultātiem.

2.3. Induktīvās virsmas montāžas komponentu ar atsevišķu serdi un tinumiem telpisko modeļu izstrāde un pārbaude.

Virsmas montāžas komponentes induktīvās komponentes uzbūve var būt vadoša materiāla vijumi, kas integrēti magnētiskajā materiālā, kā tas redzams 2.32. att. Taču induktīvās komponentes var tikt izveidotas arī no atsevišķas serdes, vijumiem un atsevišķos gadījumos no papildus serdes induktīvās komponentes ekranēšanai 2.57. att. Šīs komponentes parasti netiek plaši izmantotas elektromagnētisko vadāmības traucējumu slāpēšanai, bet, izvēloties pareizu frekvenču diapazonu un slēgumu, tās ir plaši pielietojamas traucējumu slāpēšanā, jo šādu komponentu induktivitāte ir daudzkārt augstāka par iepriekš aplūkotajām virsmas montāžas induktivitātēm pie vienādas strāvas.



2.57. att. Induktīvās virsmas montāžas komponentes [16].
a – neekranēta, b – daļēji ekranēta, c – pilnībā ekranēta.

2.57. att. komponentu piedāvātās priekšrocības tiks izmantotas un pētītas tikai 2.57. att. (b) komponentes. Šīs komponentes ir daļēji ekranētas, līdz ar to radītais elektromagnētiskais lauks tuvajā zonā ir minimizēts. Gaisa spraugas dēļ serdē magnētiskā materiāla piesātinājuma strāva ir lielāka nekā ekranētās komponentēs.

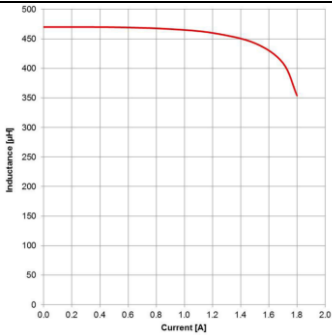
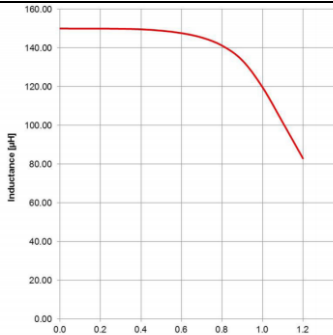
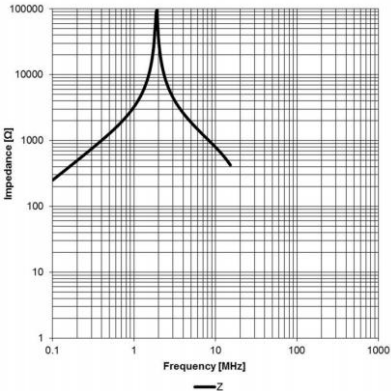
Würth Elektronik ražotās komponentes 744066151 un 7447709471 tiks izmantotas turpmāko pētījumu gaitā. Ražotāja sniegtā informācija par abām komponentēm ir apkopota - tabula 2-7 [16].

Tabula 2-7

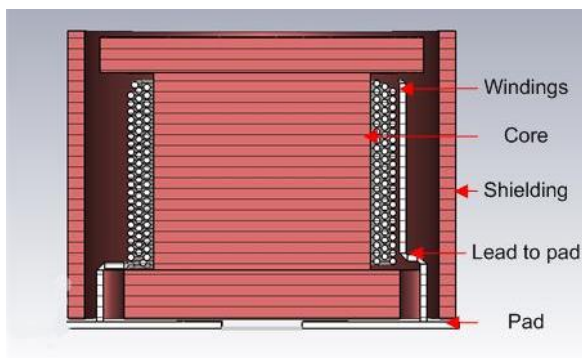
Virsmas montāžas induktivitāšu tehniskā specifikācija

	WE-PD SMD	WE-TPC SMD
Ražotājs:	Würth Electronics Inc.	Würth Electronics Inc.
Ražotāja komponentes apz.:	7447709471	744066151
Komponente:		
Izmēri (L x H x W):	12 x 10 x 12 mm	10 x 4.1 x 10 mm

Tabulas 2-7 turpinājums

Termināļu montāžas tips:	SMD	SMD
Darba temperatūras diapazons:	-40...+125°C	-40...+125°C
Induktivitāte (1kHz/250mV):	470μH (±20%)	150μH (±30%)
Nominālā strāva (max.):	1.4A	1.0A
Piesātinājuma strāva $I_{\Delta L}/I_L < 10\%$ (typ.):	1.5A	1.1A
DC pretestība R_{DC} (typ.):	437mΩ @ 20°C	395mΩ @ 20°C
DC pretestība R_{DC} (max.):	560mΩ @ 20°C	470mΩ @ 20°C
Pašrezonanses frekvence (typ.):	1.8MHz	6MHz
Tipiskā induktivitātes/strāvas raksturlīkne:		
Tipiskā pilnās pretestības raksturlīkne:		Nav pieejama

Iepriekšējā apakšnodaļās izstrādātais virsmas komponentu modelis nav pielietojams daļēji ekranētām induktīvajām virsmas komponentēm. Šādas komponentes pamatā ir solenoīds, kas novietots cilindriskā feromagnētiskā materiāla caurulē 2.57. att. Gaisa sprauga starp solenoīda serdi un cauruli nosaka izkliedes magnētisko lauku, kas iedarbosies uz tuvumā esošām komponentēm. Izklidēto parametru virsma, kas definēta iepriekšējās aktivitātes laikā, nespēj reprezentēt šādu magnētisko komponenti. Daļēji ekranētas komponentes šķērsgriezums ir redzams 2.58. att.

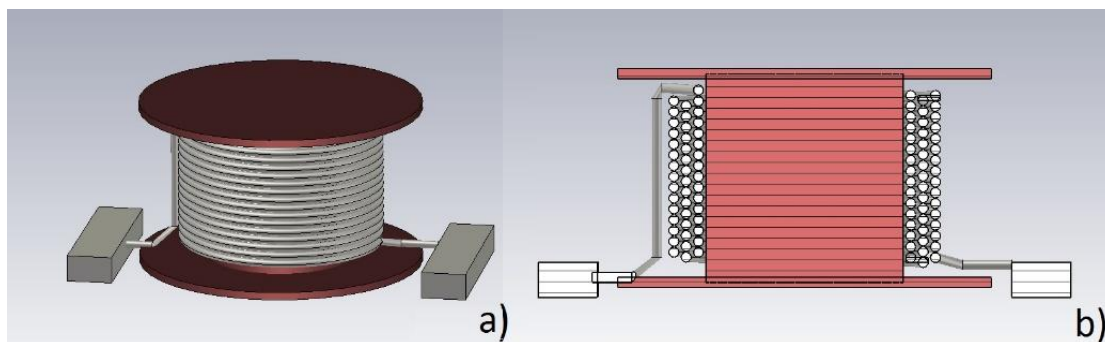


2.58. att. Daļēji ekranētas komponentes šķērsgriezums.

2.3.1. Induktīvo komponentu ar atsevišķu serdi un tinumiem telpisku modeļu izstrāde analītisko aprēķinu vajadzībām

Induktīvās virsmas komponente WE 744066151 un tās 3D modelis ir dots 2. pielikuma 6. att. Šī ir daļēji ekranēta komponente. Starp komponentes iekšējo serdi un ārējo serdi ir gaisa sprauga, kuras izmērs būtiski ietekmē komponentes radīto elektromagnētisko lauku un mijiedarbību ar tuvumā esošām komponentēm. Komponentes iekšējā struktūra bez ārējās serdes ir dota 2.59. att. (a) un tās šķērsgriezuma laukums 2.59. att. (b). Komponente sastāv no iekšējās serdes, uz kuras trīs slāņos novietoti 46 vijumi. Vijumiem izmantots vadītājs ar diametru 0.1mm. Vadītājiem nav izmantots izolācijas materiāls, kura biezumam vajadzētu sastādīt vairākas simtdaļas, jo tas būtiski sarežģītu 3D elektromagnētiskā modeļa izstrādi un vairākkārtīgi palielinātu aprēķiniem nepieciešamos skaitļošanas resursus [19]. Vijumi novietoti ne tuvāk par 0.05 mm tuvumā viens no otra un no feromagnētiskā materiāla serdes. Šādā veidā tiek nodrošināta ekvivalentā paralēlā kapacitāte. Feromagnētiskais materiāls ir raksturots un iekļauts analītiskajā modelī saskaņā ar ražotāja sniegto informāciju - μ' , μ'' , ρ [16].

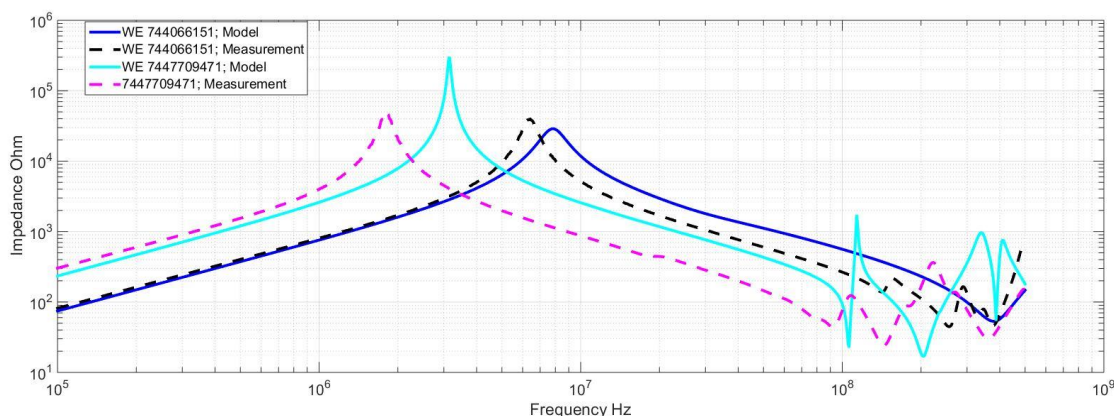
Komponentes pilnās pretestības mērījumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums ir dots 2.60. att.



2.59. att. WE 744066151 virsmas montāžas.

a – komponentes 3D modelis bez ārējās serdes, b – 3D modeļa šķēsgriezums bez ārējās serdes.

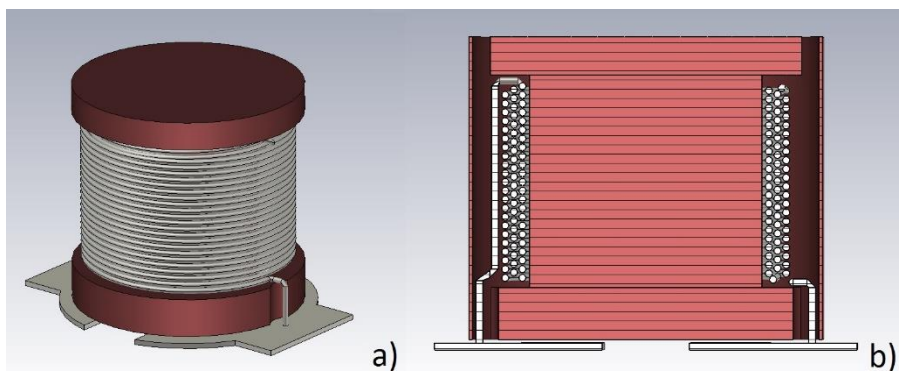
Pilnās pretestības raksturlīknes sakrīt līdz pilnās pretestības rezonanses frekvencei $\sim 6\text{MHz}$, kas liecina par to, ka analītisko aprēķinu rezultātā iegūtā induktīvā komponente ir korekti aprēķināta, bet ekvivalentā paralēlā kapacitāte ir aprēķināta neprecīzi. To apstiprina 2. pielikuma 8. att., kurā salīdzinātas aprēķinu un mērījumu ceļā iegūtās induktivitātes vērtības.



2.60. att. Induktīvo komponentu mērījumu un analītisko 3D elektromagnētisko modeļu pilnās pretestības aprēķinu salīdzinājums.

Pie 0.2MHz mērījumu rezultātā iegūti $129\mu\text{H}$, bet analītisko aprēķinu gaitā iegūti $118\mu\text{H}$. Ekvivalentās paralēlās kapacitātes aprēķinu rezultāti ir salīdzināti 2. pielikuma 7. att. Aprēķinu ceļā iegūtie rezultāti pie 50MHz ir 5.3pF , bet mērījumu rezultātā iegūtā ekvivalentā paralēlā kapacitāte ir 2.9pF . Analītiskais 3D elektromagnētiskais modelis nespēj korekti reprezentēt ekvivalento paralēlo kapacitāti. Tas izskaidrojams ar to, ka elektromagnētiskajā modelī komponentes vijumi novietoti daudz lielākā attālumā viens no otra, nekā tas ir reālā komponentē, tādā veidā samazinot starpvijumu kapacitāti. Komponentes modelī vijumus ir iespējams novietot daudz tuvāk viens otram kā tas ir reālā komponentē, taču tas vairākkārt palielinātu nepieciešamos skaitļošanas resursus aprēķinu veikšanai un skaitļošanas laiku.

Induktīvās virsmas komponente WE 7447709471 un tās 3D modelis ir dots 2. pielikuma 9. att. Šī ir daļēji ekranēta komponente. Starp komponentes iekšējo serdi un ārējo serdi ir gaisa sprauga, kuras izmērs būtiski ietekmē komponentes radīto elektromagnētisko lauku un mijiedarbību ar tuvumā esošām komponentēm. Komponentes iekšējā struktūra bez ārējās serdes ir dota 2.61. att. (a) un tās šķēsgriezuma laukums 2.61. att. (b). Komponente sastāv no iekšējās serdes, uz kuras trīs slāņos novietoti 67 vijumi. Vijumiem izmantots vadītājs ar diametru 0.2 mm. Vadītājiem nav izmantots izolācijas materiāls, kura biezumam vajadzētu sastādīt vairākas simtdaļas, jo tas būtiski sarežģītu 3D elektromagnētiskā modeļa izstrādi un vairākkārtīgi palielinātu aprēķiniem nepieciešamos skaitļošanas resursus. Vijumi novietoti ne tuvāk par 0.05mm tuvumā viens no otra un no feromagnētiskā materiāla serdes. Šādā veidā tiek nodrošināta ekvivalentā paralēlā kapacitāte. Feromagnētiskais materiāls ir raksturots un iekļauts analītiskajā modelī saskaņā ar ražotāja sniegto informāciju - μ' , μ'' , ρ .



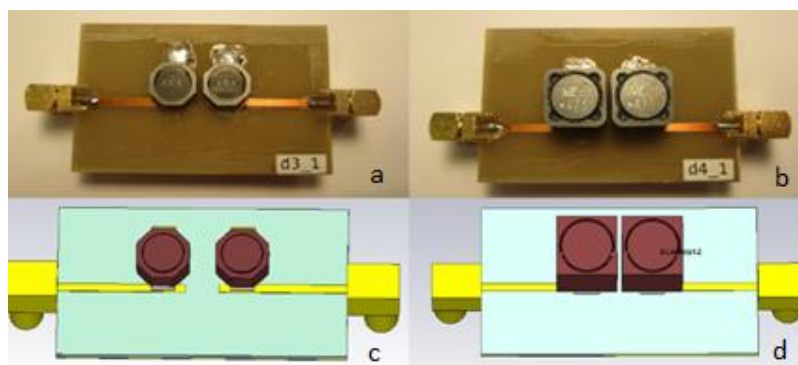
2.61. att. WE 7447709471 virsmas montāžas komponente.

a – komponentes 3D modelis bez ārējās serdes, b – 3D modeļa šķēsgriezums.

Pilnās pretestības analītisko aprēķinu un mērījumu rezultātu salīdzinājums ir dots 2.60. att. Kā redzams, analītiskā ceļā iegūtās pilnās pretestības vērtības ir nedaudz lielākas par mērījumu ceļā iegūtajām pilnās pretestības vērtībām līdz rezonanses frekvencei $\sim 47\text{MHz}$. Virs rezonanses frekvences aprēķinu rezultāti ir zemāki par mērījumu rezultātiem, kas norāda uz to, ka analītiskā 3D modeļa induktivitāte ir nedaudz augstāka par komponentes induktivitāti, bet ekvivalentā paralēlā kapacitātes būtiski zemāka nekā reālai komponentei. To apstiprina induktivitātes rezultāti 2. pielikuma 7. att. Induktivitātes mērījumi pie 0.2MHz ir 374uH, bet analītisko aprēķinu rezultāti uzrāda 476uH. Turpretim ekvivalentās paralēlās kapacitātes mērījumu rezultāts pie 50MHz ir 22pF, bet analītisko aprēķinu rezultāts 7.3pF, saskaņā ar 2. pielikuma 8. att. Izstrādātais induktīvās komponentes modelis tiek uzskatīts par pietiekami precīzu turpmāko pētījumu vajadzībām, taču šo analītisko modeli ir iespējams uzlabot. Samazinot vijumu skaitu, tiktu samazināta komponentes induktivitāte, kas neprasītu skaitļošanas resursu palielinājumu. Samazinot attālumu starp vijumiem, iespējams palielināt ekvivalento paralēlo kapacitāti, taču tas prasītu būtisku skaitļošanas jaudas palielinājumu un palielinātu aprēķinu veikšanas laiku.

2.3.2. Divu induktīvu komponentu ar atsevišķu serdi un tinumiem mijiedarbības analītiski aprēķini

Lai novērtētu induktīvo komponentu WE 744066151 un WE 7447709471 savstarpējo mijinduktivitāti, praktiskajiem mērījumiem ir izveidotas spiestās plates d3_ ar induktīvajam komponentēm WE 744066151, un spiestās plates d4_ ar induktīvajam komponentēm WE 7447709471, kurās komponentes novietotas 1 mm, 3 mm un 5 mm attālumā viena no otras, kas parādītas 2.62. att. (a) un (b). Analītiskajiem aprēķiniem analogiski izveidoti trīsdimensiju modeļi spiestajām platēm d3_ un d4_, kurās komponentes novietotas 1 mm, 3 mm un 5 mm attālumā viena no otras, kas parādītas 2.62. att. (c) un (d).



2.62. att. Spiestās plates induktīvo komponentu mijiedarbības mērījumu veikšanai.
a – d3_1, b – d4_1, c- d3_1 3D modelis, d – d3_1 3D modelis.

Komponentu WE 744066151 mijiedarbība tiek analizēta, izmantojot spiestās plates d3_ un to 3D elektromagnētiskā lauka modeļus, kur komponentes atrodas 1 mm, 3 mm un 5 mm attālumā viena no otras. Pārvades koeficienta vērtības S21 salīdzinājums ir dots 2. pielikuma 10. att.

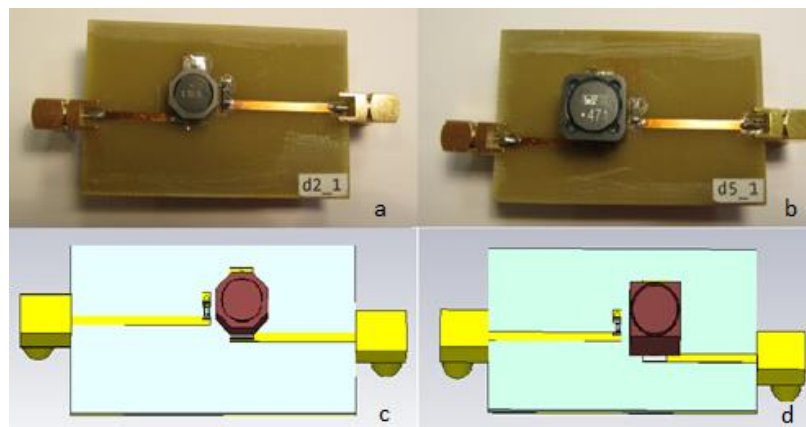
Mērījumu un analītiskie rezultāti sakrīt ar 2dB precizitāti frekvenču diapazonā līdz 100MHz. Frekvenču diapazonā virs 100MHz nepieciešams veikt 3D elektromagnētiskā modeļa precīzāku optimizāciju un niansētu sadali galīgajos elementos, kas sniegtu iespēju paaugstināt precizitāti arī šajā diapazonā. Palielinot attālumu starp komponentēm, samazinās komponentu mijiedarbība visā frekvenču diapazonā. Daļēji ekranētās induktīvās komponentes WE 744066151 modelis, kas projektēts saskaņā ar 2.59. att., sniedz pietiekošu precizitāti šī pētījuma vajadzībām un ir izmantojams turpmāko pētījumu gaitā.

Komponentu 7447709471 mijiedarbība tiek izvērtēta, izmantojot spiestās plates d4, kur komponentes atrodas 1 mm, 3 mm un 5 mm attālumā viena no otras. Pārvades koeficienta vērtības ir dotas 2. pielikuma 11. att. Mērījumu rezultāti ir salīdzināti ar analītiskajiem 3D elektromagnētiskā lauka aprēķinu rezultātiem.

Mērījumu rezultāti sakrīt ar analītiskajiem 3D elektromagnētiskā lauka aprēķinu rezultātiem frekvenču diapazonā līdz 100MHz, izņemot rezonanses pārvades koeficienta S21 vērtības 50MHz līdz 100MHz, ar 5dB precizitāti. Rezonanses S21 vērtībās rodas sarežģīta rakstura

mijiedarbība starp vairākiem induktīvās komponentes vijumu slāņiem un ir ļoti grūti samazināma vienkāršotā ceļā. Lai paaugstinātu precizitāti virs 50MHz, nepieciešama precīzāka komponentes aproksimēšana galīgajos elementos un nepieciešama precīzāka komponentes 3D struktūras izveide. It sevišķi nepieciešama daudz precīzāka komponentes vijumu 3D reprezentācija un precīza serdes un gaisa spraugas starp iekšējo un ārējo serdi reprezentācija. Izveidotais komponentes 3D elektromagnētiskais modelis sniedz pietiekošu precizitāti turpmākajiem pētījumiem.

Lai veiktu papildus izstrādāto induktīvo komponentu 3D elektromagnētisko modeļu analīzi, ir veikti papildus analītiskie aprēķini, pārbaudot mijiedarbības aprēķinu precizitāti, ja mijiedarbība notiek starp komponentēm WE 742792141 un WE 744066151, izmantojot spiesto plati d2_, komponentēm atrodoties 1 mm, 3 mm un 5 mm attālumā - 2.63. att. (a) un (c). Kā arī WE 742792141 un WE 7447709471, izmantojot spiesto plati d5_, komponentēm atrodoties 1 mm, 3 mm un 5 mm attālumā - 2.63. att (b) un (d). Šajos gadījumos viena no komponentēm ir vairākkārt mazāka par otru induktīvo komponenti.



2.63. att. Spiestās plates induktīvo komponentu mijiedarbības mērījumu veikšanai.

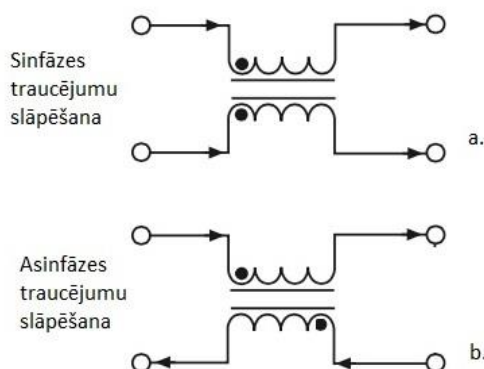
a – d2_1, b – d5_1, c – d2_1 3D modelis, d – d5_1 3D modelis.

Analizējot induktīvo komponentu WE 742792141 un WE 744066151 mijiedarbību 2. pielikuma 12. att., var secināt, ka frekvenču diapazonā no 2MHz līdz 500MHz mērījumu un analītisko aprēķinu sakritība ir ar 2dB precizitāti. Frekvenču diapazonā 0.1 līdz 2MHz analītisko aprēķinu rezultātu sakritība ar mērījumu rezultātiem ir 10dB robežās. Zemākā frekvenču diapazona neprecizitāte izskaidrojama ar WE 742792141 induktīvās komponentes 3D elektromagnētiskā modeļa trūkumiem - būtiski mazāku mijiedarbību tuvajā zonā nekā reālai komponentei. Lai gan komponentes 3D elektromagnētiskais modelis ir optimizēts šādai mijiedarbībai frekvenču diapazonā līdz 1MHz tuvajā zonā, taču tas ir nepietiekami, un mijiedarbības laikā ar izmēros lielākām komponentēm netiek sasniegta augsta precizitāte.

Analizējot WE 742792141 un WE 7447709471 induktīvo komponentu mijiedarbību 2. pielikuma 13. att., var secināt, ka mērījumu un analītisko aprēķinu rezultāti sakrīt ar precizitāti 5dB frekvenču diapazonā līdz 30MHz. Frekvenču diapazonā virs 30MHz rezultātu un mērījumu sakritība ir 10dB robežās.

2.4. Četru terminālu induktīvo virsmas montāžas komponentu telpisko modeļu izstrāde un pārbaude.

Elektromagnētisko vadāmības traucējumu filtros tiek izmantotas ne tikai divu terminālu induktīvās komponentes, bet arī četru un sešu terminālu komponentes. Četru terminālu induktīvās komponentes ir sinfāzes (CM) un asinfāzes traucējumu (DM) samazināšanai paredzētās induktivitātes spoles. Šīs komponentes sastāv no diviem tinumiem, kas novietoti uz vienas magnētiskās serdes. Tinumu novietojums nosaka komponentes darbību – sinfāzes traucējumu vai asinfāzes traucējumu slāpēšanu (skat. 2.64.att.).

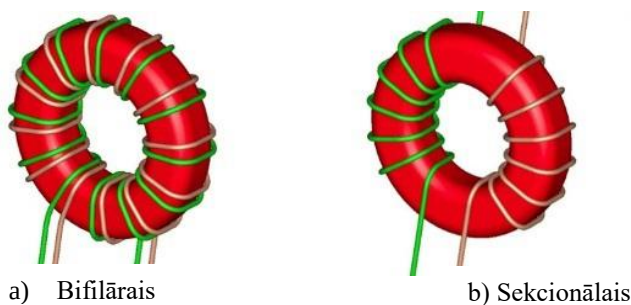


2.64. att. Četru terminālu induktīvās komponentes.

a – sinfāzes traucējumu slāpēšanai; b – asinfāzes traucējumu slāpēšanai.

Sinfāzes traucējumu slāpēšanai vairāku līniju sistēmās nav alternatīvu induktīvo komponentu, kā tikai CM induktīvās komponentes. Asinfāzes traucējumu slāpēšanai četru terminālu komponentu vietā var izmantot divas divu terminālu induktīvās komponentes. Šī pētījuma ietvaros tiks aplūkotas tikai CM traucējumu slāpēšanas induktīvās komponentes.

Sinfāzes induktivitātes spolēm ir divi tinumi, kas uztīti uz vienas magnētiskās serdes. Pastāv divi veidi, kā veidots spoles tinums. Viens no tiem ir sekcionāls tinums. Tas sastāv no diviem neatkarīgiem tinumiem, kuri uztīti uz serdes neatkarīgi viens no otra. Otrais – bifilārais tinums, kurš iekļauj sevī divus vadus, kuri uztīti apkārt serdei kopā. Bifilārais tinums neuzlabo diferenciālā režīma pilno pretestību, pretēji sekciju tinumam – 2.65. att.



2.65. att. Sinfāzes induktivitātes spoļu tinuma veidi.

a – bifilārais, b – sekcionālais.

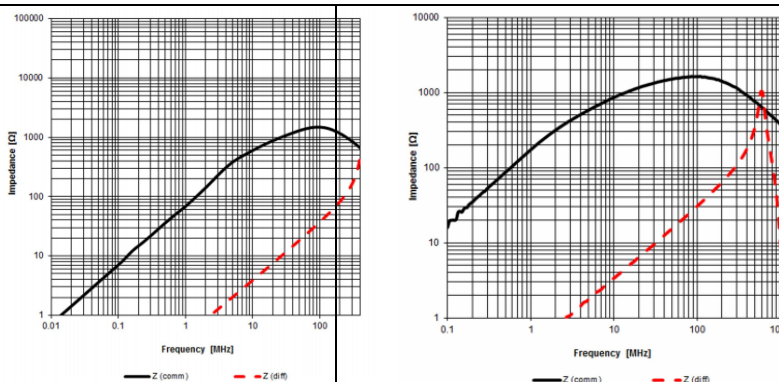
Pētījumos izmantoti Würth Electronics Inc ražoti sērijas WE-SL datu līnijas filtri WE-SL2 un WE-SL3 [16], [30]. WE-SL2 līnijas filtrs tiek ražots gan ar sekcionālu, gan ar bifilāru tinuma tehnoloģiju.

WE-SL3 ir uzlabota WE-SL2 sērija. Neskatoties uz to, ka izmērs ir uz pusi mazāks, var panākt gandrīz tādu pašu sniegumu vismaz pie zemām pilnās pretestības vērtībām. Papildus 3x sērija ir izstrādāta izmantošanai, galvenokārt pie zemiem spriegumiem.

Šīs apakšnodaļas pētījumos izmantoto sinfāzes induktivitātes spoļu tehniskā specifikācija apkopota Tabula 2-8 [16].

Tabula 2-8

Cetru terminālu virsmas montāžas induktīvo komponentu tehniskā specifikācija

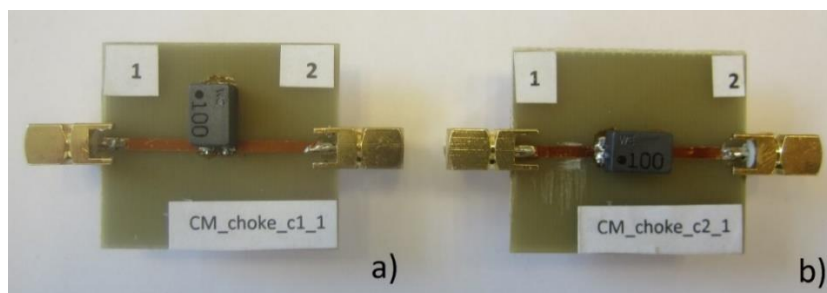
Sinfāzes (CM) induktīvās komponentes		
Ražotājs:	Würth Electronics Inc	
Ražotāja detaļas numurs:	WE-SL2 744 226	WE-SL3 744 252 220
Induktivitāte (L):	2x10 μ H ($\pm$ 30%)	2x22 μ H (+50/-30%)
Pilnā pretestība (Z_{max}):	920 Ω	1600 Ω
Nominālā strāva, max (I_R):	1.6A	0.7A
DC pretestība, max (R_{DC}):	80m Ω	140m Ω
Noplūdes induktivitāte (L_S):	55nH	49nH
Izolācijas pārbaudes spriegums, max (U_T):	500V (AC)	
Nominālais spriegums, max (U_R):	80V	
Tinuma stils:	Bifilārais	
Marķējums:	100 (Induktivitātes kods)	220 (induktivitātes kods)
Izmēri (LxWxH), mm:	9.2x6.0x5.0	9.2x6.6x2.5
Terminālu montāžas tips:	SMD	
Tipiskā induktivitātes raksturlīkne:		

2.4.1. Četrus terminālu induktīvo komponentu izkliedes parametru mērījumi

Izmantojot klasisko pieeju, kas tiek pielietota elektromagnētiskās savietojamības vadāmības traucējumu filtru izstrādē, CM induktīvās komponentes tiek raksturotas analogi kā divu terminālu induktīvās komponentes, izmantojot divas ekvivalentās shēmas, kas sastāv no paralēli slēgtas RLC ķēdes. Sinfāzes režīmam tiek izmantota sinfāzes induktivitāte L_{CM} . Asinfāzes režīmam tiek izmantota induktivitāte L_{DM} . Šāda pieeja filtra izstrādes laikā piespiež paralēli strādāt ar divām filtra ekvivalentajām shēmām [30]. Viena paredzēta sinfāzes traucējumu slāpēšanas aplēsēm, otra paredzēta asinfāzes traucējumu slāpēšanas aplēsēm.

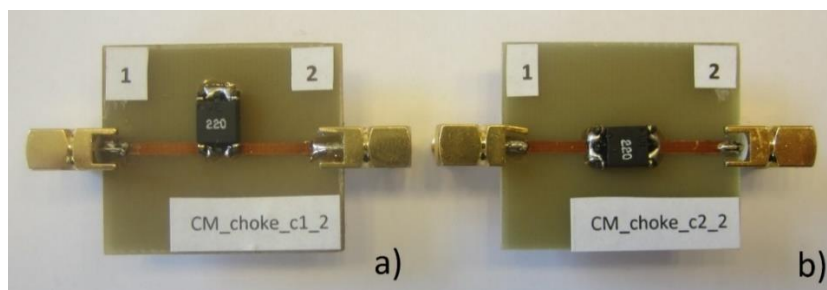
CM induktīvo komponentu L_{CM} un L_{DM} mērījumi ir veicami, izmantojot analogu metodoloģiju kā divu terminālu induktīvajām komponentēm, kas izklāstīta 2.2.1. nodaļā. Divi no CM induktīvās komponentes termināliem tiek savienoti kopā, veidojot divu terminālu komponenti, kas darbojas vai nu sinfāzes režīmā, vai asinfāzes režīmā. Veicot S-parametru mērījumus, iespējams veikt arī mērījumu rezultātu korekciju, izmantojot 2.2.1. nodaļā izstrādāto metodoloģiju, veicot pāreju uz T-parametriem.

L_{CM} un L_{DM} mērījumu veikšanai izstrādātas spiestās plates PCB_C1 un PCB_C2 2.66. att., un 2.67. att. Mērījumu korekcijas veikšanai izmantoti dati, kas iegūti 2.2.1. nodaļā, jo spiestā plate ir praktiski identiska PCB_a2. Izmantojot 2.2.1. nodaļā izstrādāto metodoloģiju, ir iespējams aprēķināt induktīvās komponentes pilno pretestību un induktivitāti.



2.66. att. Spiestā plates.

a – PCB_C1 komponentes L1 asinfāzes induktivitātes mērīšanai (L_{DM}), b – PCB_C2 komponentes L1 sinfāzes induktivitātes mērīšanai (L_{CM}).



2.67. att. Spiestā plates.

a – PCB_C1 komponentes L2 asinfāzes induktivitātes mērīšanai (L_{DM}), b – PCB_C2 komponentes L2 sinfāzes induktivitātes mērīšanai (L_{CM}).

Pilnās pretestības mērījumu dati un to koriģētās vērtības induktīvajām komponentēm L1 un L2 ir dotas 2. pielikuma 14. att. un 15. att. Kā redzams, mērījumu korekcija atstāj iespaidu tikai zemas pretestības mērījumiem. Tas izskaidrojams ar faktu ka, spiestās plates parazītiskie parametri ir tikai izkliedes induktivitāte, kas ir virknē ar mērāmo induktīvo komponenti. Tā kā komponentes induktivitāte ir daudzkārt lielāka par izkliedes induktivitāti, tad korekcijas dati atstāj niecīgu iespaidu uz mērījumiem. Mērījumi komponentēm veikti gan sinfāzes (CM), gan asinfāzes (DM) režīmā, kā tas definēts 2.64.att. Kā redzams gan L1 gan L2 gadījumā, asinfāzes pilnā pretestība daudz zemāka par sinfāzes pilno pretestību.

$$L = \text{Im}\left(\frac{Z}{2 * \pi * f}\right) \quad (2.12)$$

Izmantojot izteiksmi (2.12.) un balstoties uz aprēķinātajām pilnās pretestības vērtībām, induktīvajām komponentēm L1 un L2 ir aprēķināta induktivitāte. Induktivitātes vērtības ir dotas 2. pielikuma 16. att. un 17. att.

Sinfāzes induktivitātes vērtības ir relatīvi konstantas frekvenču diapazonā līdz 100MHz. Induktīvās komponentes L1 sinfāzes induktivitāte ir 10uH, bet L2 sinfāzes induktivitāte ir 16uH. Aprēķinātā sinfāzes induktivitāte frekvenču diapazonā virs 100MHz nav korekta, jo, veicot aprēķinus, izmantota pilnās pretestības imaginārajā daļā (2.12.) dominē induktīvā komponente tikai līdz 100MHz. Virs 100MHz dominējošu lomu spēlē pilnās pretestības kapacitatīvā komponente. To apstiprina pilnās pretestības fāžu leņķu aprēķini 2. pielikuma 18. att. un 19. att. Fāzes leņķu vērtības sinfāzes režīmā sasniedz 0deg pie frekvences 137MHz L1 gadījumā un 135MHz L2 gadījumā.

Asinfāzes induktivitāte ir konstanta frekvenču diapazonā no 1MHz līdz 300MHz. Induktīvās komponentes L1 asinfāzes induktivitāte ir 50nH, bet L2 asinfāzes induktivitāte ir 56nH.

Analizējot induktīvo komponentu pilnās pretestības fāžu aprēķinus 2. pielikuma 18. att. un 19. att. ar S-parametru korekciju un bez S-parametru korekcijas, var redzēt, ka korekcija atstāj būtisku iespaidu uz aprēķinu rezultātiem frekvenču diapazonā līdz ~5MHz, ja tiek mērīta zema induktivitāte. Pilnās pretestības fāzes leņķa vērtība tiek būtiski paaugstināta, kompensējot spiestās plates parazītiskos parametrus. Tā kā šie parametri ir relatīvi niecīgi, tad tie atstāj būtisku iespaidu tikai uz zemas induktivitātes vērtību aprēķiniem – CM induktīvās komponentes asinfāzes induktivitāti. Korekcija nav nepieciešama, ja ar doto spiesto plati (2.66. att. un 2.67. att.) tiek mērīta induktivitāte uH un mH diapazonā.

2.4.2. Četru terminālu induktīvās komponentes izkliedes parametru mērījumi, izmantojot divu portu vektoru ķēžu analizatoru

S-parametru matricas forma ir veids kā raksturot daudzpolu, izmantojot S-parametrus, kas savukārt dod iespēju veikt vienkāršas matemātiskas darbības. Šāda matemātiskā forma saista normalizētu tiešo vilni a un normalizētu atstaroto vilni b . Klasiskajā daudzpolu teorijā tiek izmantota sekojoša S-parametru definīcija [31] (2.13.):

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (2.13.)$$

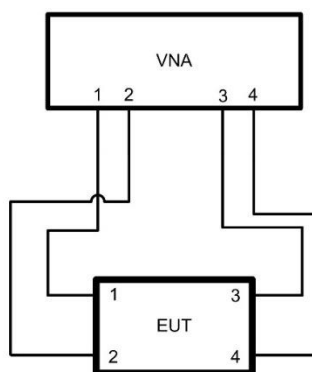
kur a – tiešais vilnis,

b – atstarotais vilnis,

S – normalizēts izkliedes parametrs.

Šāda veida četru terminālu komponentes raksturošana ir lietderīga, jo katram no parametriem ir fizikāla nozīme. Diagonālie izkliedes parametri S_{11} , S_{22} , S_{33} , S_{44} ir visu četru terminālu atstarošanās koeficienti [32]. Pārējie izkliedes parametri ir pārvades koeficienti.

Lai veiktu četru terminālu induktīvās komponentes S-parametru mērījumus, ir nepieciešams četru portu vektoru ķēžu analizators (VNA) 2.68. att. Šāda iekārta ir daudz dārgāka un daudz retāk sastopama industrijā kā divu portu VNA. Pēc pašreiz pieejamās informācijas - Latvijas pētniecības iestādēs un industrijā nav pieejams četru portu VNA. Lai veiktu pilnvērtīgu četru terminālu komponentes izkliedes parametru mērījumus, ir iespējams izmantot arī divu portu VNA [32], [33]. Izmantojot divu portu VNA, ir nepieciešams veikt sešas kabeļu komutācijas, secīgi mērot visus komponentes terminālus.



2.68. att. Četru terminālu induktīvas komponentes mērījumi izmantojot četru portu VNA.

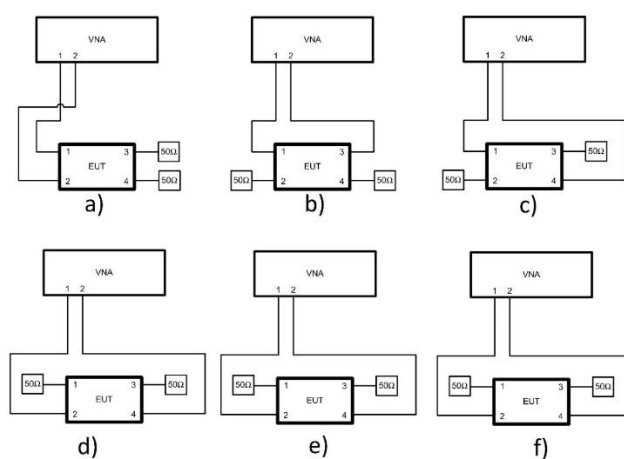
Komponentes termināli, kuri nav pieslēgti VNA ir jāslogo ar 50Ω slodzi. Mērījumu procedūra ir sadalīta sešos soļos un ilustrēta 2.69. att. Katrā solī tiek veikti četru izkliedes parametru mērījumi S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} . Pēc visu soļu izpildes sešas, izkliedes parametru matricas tiek transformētas matricā, kas raksturo četru terminālu komponenti tabula 2-9.

Tabula 2-9

Seši, izkļiedes parametru matricu, iegūšanas soļi

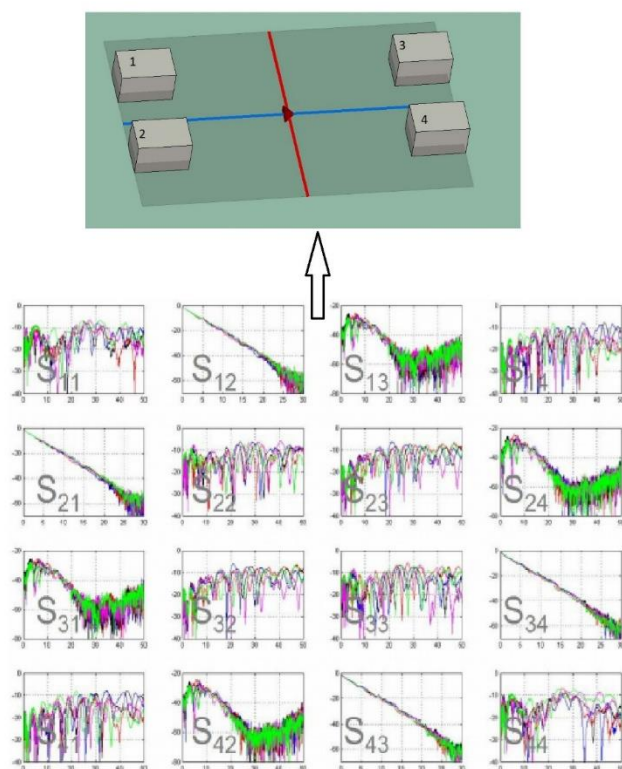
Solis	Slēgums	Attēls	Mērījums	Četrus terminālu S-parametri
1.	VNA1-> EUT1 VNA2-> EUT2	2.69. att a)	$1S_{11}$ $1S_{12}$ $1S_{21}$ $1S_{22}$	$1S_{11} \rightarrow S_{11}$ $1S_{12} \rightarrow S_{12}$ $1S_{21} \rightarrow S_{21}$ $1S_{22} \rightarrow S_{22}$
2.	VNA1-> EUT1 VNA2-> EUT3	2.69. att b)	$2S_{11}$ $2S_{12}$ $2S_{21}$ $2S_{22}$	$2S_{12} \rightarrow S_{13}$ $2S_{21} \rightarrow S_{31}$
3.	VNA1-> EUT1 VNA2-> EUT4	2.69. att c)	$3S_{11}$ $3S_{12}$ $3S_{21}$ $3S_{22}$	$3S_{12} \rightarrow S_{14}$ $3S_{21} \rightarrow S_{41}$
4.	VNA1-> EUT2 VNA2-> EUT4	2.69. att d)	$4S_{11}$ $4S_{12}$ $4S_{21}$ $4S_{22}$	$4S_{12} \rightarrow S_{24}$ $4S_{21} \rightarrow S_{42}$
5.	VNA1-> EUT3 VNA2-> EUT4	2.69. att e)	$5S_{11}$ $5S_{12}$ $5S_{21}$ $5S_{22}$	$5S_{11} \rightarrow S_{33}$ $5S_{12} \rightarrow S_{34}$ $5S_{21} \rightarrow S_{43}$ $5S_{22} \rightarrow S_{44}$
6.	VNA1-> EUT3 VNA2-> EUT2	2.69. att f)	$6S_{11}$ $6S_{12}$ $6S_{21}$ $6S_{22}$	$6S_{12} \rightarrow S_{23}$ $6S_{21} \rightarrow S_{32}$

Mērījumu rezultātā tiek iegūta S-parametru matrica, kas pilnībā raksturo pētāmo objektu – četru terminālu induktīvo komponenti. Tiešā veidā šādu izkļiedes parametru pielietošana nav lietderīga filtru projektēšanai. S-parametri tiešā veidā nesniedz vispārēju ieskatu par sinfāzes un asinfāzes pārvades funkcijām komponentes pilnajām pretestībām dažādos darba režīmos. Taču šādus rezultātus ir iespējams iegūt, S-parametrus integrējot četropolā, un to analizējot dažādos slēgumos.



2.69. att. Četrus terminālu induktīvas komponentes mērījumi, izmantojot divu portu VNA.

Integrējot sešpadsmit S-parametrus komponentes modelī 2.70. att., tiek iegūts modelis ar sinfāzes un asinfāzes īpašībām vienlaicīgi. Līdz ar to filtra izstrādes gaitā nav nepieciešams analizēt filtra darbību dažādos režīmos, izmantojot vienas un tās pašas komponentes dažādus modeļus (sinfāzes modeli, asinfāzes modeli). Filtra analizēšanai ir pietiekoši izmantot tikai vienu modeli, kas sniedz informāciju ne tikai par sinfāzes un asinfāzes režīmiem, bet arī par visiem iespējamajiem jauktajiem režīmiem, kas nav apskatīti un analizēti šī pētījuma gaitā.

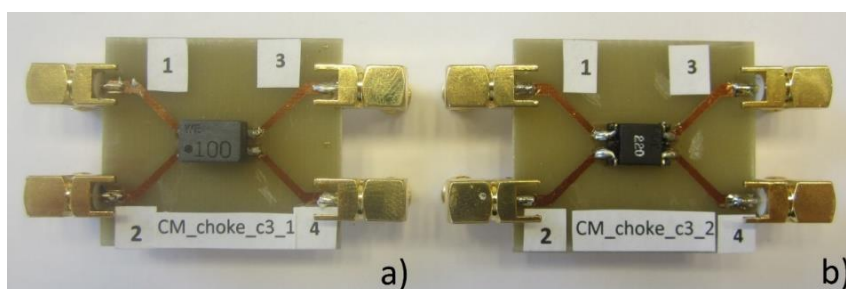


2.70. att. Četru terminālu induktīvas virsmas montāžas komponentes 3D modelis ar integrētām S-parametru vērtībām.

Lai pārbaudītu izstrādāto analītisko četru terminālu induktīvās komponentes modeli ar integrētiem S-parametriem, ir izstrādātas spiestās plates 2.71.att. Spiesto plašu četriem termināliem veikti mērījumi balstoties uz tabula 2-9 metodoloģijas. Izmantojot analītisko aprēķinu modeli, aprēķinātas sinfāzes un asinfāzes pilnās pretestības, pretestību fāžu leņķi un komponentu sinfāzes un asinfāzes induktivitātes. Iegūtie rezultāti salīdzināti ar 2.4.1. apakšnodaļā iegūtajiem rezultātiem.

Pilnās pretestības mērījumu rezultātu un aprēķinu rezultāti salīdzināti 2. pielikuma 20. att. un 21. att. Abām virsmas montāžas komponentēm sinfāzes pilnā pretestība pilnībā sakrīt ar aprēķinu rezultātiem, kas balstīti uz modeļiem ar integrētiem S-parametriem. Asinfāzes pilnās pretestības analītiskie aprēķini, kas balstīti uz modeļiem ar integrētiem S-parametriem ir ar sliktāku sakrītību. Taču precizitāte ir pietiekoši augsta turpmāko pētījumu vajadzībām.

Pilnās pretestības fāzes leņķu vērtību mērījumu un analītisko aprēķinu, kas balstīti uz modeļiem ar integrētiem S-parametriem, salīdzinājums ir dots 2. pielikuma 22. att. un 23. att. Sinfāzes fāžu leņķu mērījumu un analītisko aprēķinu rezultāti sakrīt ar augstu precizitāti. Asinfāzes rezultātu analītisko aprēķinu fāzes leņķa vērtības ir daudz augstākas nekā mērījumu rezultātu vērtības frekvenču diapazonā līdz 10MHz. Frekvenču diapazonā virs 10MHz asinfāzes pilnās pretestības fāžu leņķu vērtības tiek prognozētas ar apmierinošu precizitāti.



2.71. att. Spiestās plates četru terminālu virsmas montāžas induktīvo komponentu mērīšanai.
a – L1, b – L2.

Pilnās asinfāzes pretestības fāžu leņķu vērtību atšķirība no mērījumu rezultātiem un pilnās asinfāzes pretestību vērtību atšķirība no mērījumu rezultātiem zemo frekvenču diapazonā ir tiešā veidā saistīta. Šāds analītisko aprēķinu kļūdu kopums noved arī pie kļūdainas asinfāzes induktivitātes aprēķina. Induktīvo komponentu L1 un L2 induktīvo komponentu – CM un DM analītisko aprēķinu un mērījumu salīdzinājums ir dots 2. pielikuma 24. att. un 25. att.

Asinfāzes induktīvās komponentes analītisko aprēķinu rezultāts uzrāda negatīvas induktivitātes vērtības frekvenču diapazonā 0.7MHz. Frekvenču diapazonā virs 1MHz analītiskie aprēķinu rezultāti sakrīt ar mērījumu rezultātiem ar augstu precizitāti. Sinfāzes mērījumu rezultāti sakrīt ar analītisko aprēķinu rezultātiem frekvenču diapazonā līdz 10MHz ar augstu precizitāti. Frekvenču diapazonā 10MHz – 100MHz rezultāti ir atšķirīgi – analītiskie aprēķinu rezultāti norāda uz strauju induktivitātes kritumu, kamēr mērījumu rezultātu vērtības ir relatīvi konstantas. Šāds rezultātu atšķirību cēlonis pagaidām nav izskaidrojams, jo sinfāzes pilnās pretestības un pilnās pretestības fāžu leņķis sakrīt ar augstu precizitāti – mērījumu un analītisko aprēķinu rezultātā.

Analītisko aprēķinu kļūdu, iespējams, var izskaidrot ar S-parametru mērījumu rezultātu izmantošanu analītiskajiem aprēķiniem bez korekcijas veikšanas. S-parametru mērījumi induktīvajām komponentēm veikti, izmantojot spiestās plates 2.71. att. Spiestās plates celiņi un savienotāji veido parazītiskos parametrus – izkliedes induktivitāte, parazītiskā kapacitāte, kas var būtiski kropļot izkliedes parametru mērījumus, līdz ar to arī analītiskos aprēķinus. Mērījumu rezultātu korekcijai, izmantojot 2.2.1. nodaļā definēto metodoloģiju nav iespējama, jo tā paredzēta tikai divu portu S-parametru korekcijai. Lai veiktu četru terminālu komponentes mērījumu rezultātu korekciju, nepieciešams izstrādāt metodoloģiju četru portu S-parametru korekcijai.

2.4.3. Četru terminālu induktīvās komponentes izkļedes parametru mērījumu rezultātu korekcija

Nodaļā 2.2.1. izstrādātā metodoloģija ir pielietojama tikai divpoliem (divu terminālu komponentēm). Vienādojumi (2.8.) un (2.9.) ir spēkā arī četrpolu gadījumā, ja T-parametru matrica atbilst četrpolam. S-parametru trūkums nespēja tos tiešā veidā izmantot daudzpolu kaskāžu aprēķiniem. Šī iemesla dēļ nepieciešams pāriet uz T-parametriem, kas dod iespēju vienkāršotā veidā aprēķināt daudzpolu kaskāžu parametrus. Vairāku kaskāžu parametrus var vienkārši aprēķināt, secīgi reizinot T-parametru matricas [31].

Vispārpieņemta četrpola T-parametru definīcija ir izteiksmē (2.14.) un (2.15.). Abas šīs definīcijas ir matemātiski pareizas.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_3 \\ a_4 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \quad (2.14.)$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \\ b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_3 \\ b_3 \\ a_4 \\ b_4 \end{bmatrix} \quad (2.15.)$$

Lai gan abas definīcijas (2.14.) un (2.15.) ir matemātiski pareizas, aprēķināto koeficientu vērtības ir atšķirīgas – atkarīgas no izvēlētajas matemātiskās definīcijas. Turpmākajā pētījuma gaitā tiks pielietota izteiksmes (2.14.) definīcija. Četrpolam, matricu vienādojums (2.13.) var tikt pārveidots sekojoši:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 + S_{13} \cdot a_3 + S_{14} \cdot a_4 \\ b_2 &= S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 + S_{23} \cdot a_3 + S_{24} \cdot a_4 \\ b_3 &= S_{31} \cdot a_1 + S_{32} \cdot a_2 + S_{33} \cdot a_3 + S_{34} \cdot a_4 \\ b_4 &= S_{41} \cdot a_1 + S_{42} \cdot a_2 + S_{43} \cdot a_3 + S_{44} \cdot a_4 \end{aligned} \quad (2.16.)$$

Četrpolam T-parametru pamatvienādojumi (2.15.) var tikt pārveidots sekojoši:

$$\begin{aligned} b_1 &= T_{11} \cdot a_3 + T_{12} \cdot a_4 + T_{13} \cdot b_3 + T_{14} \cdot b_4 \\ b_2 &= T_{21} \cdot a_3 + T_{22} \cdot a_4 + T_{23} \cdot b_3 + T_{24} \cdot b_4 \\ a_1 &= T_{31} \cdot a_3 + T_{32} \cdot a_4 + T_{33} \cdot b_3 + T_{34} \cdot b_4 \\ a_2 &= T_{41} \cdot a_3 + T_{42} \cdot a_4 + T_{43} \cdot b_3 + T_{44} \cdot b_4 \end{aligned} \quad (2.17.)$$

Pieņemot, ka (2.16.) locekļi $a_2=a_3=a_4=0$, ir iespējams izteikt S_{11} , S_{21} , S_{31} , S_{41} sekojošā veidā:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=a_3=a_4=0} \\ S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=a_3=a_4=0} \\ S_{31} &= \frac{b_3}{a_1} \Big|_{a_2=a_3=a_4=0} \end{aligned} \quad (2.18.)$$

$$S_{41} = \frac{b_4}{a_1} \big|_{a_2=a_3=a_4=0}$$

Analogā veidā iespējams pārveidot izteiksmi (2.17.):

$$\begin{aligned} b_1 &= T_{13} \cdot b_3 + T_{14} \cdot b_4 \big|_{a_2=a_3=a_4=0} \\ b_2 &= T_{23} \cdot b_3 + T_{24} \cdot b_4 \big|_{a_2=a_3=a_4=0} \\ a_1 &= T_{33} \cdot b_3 + T_{34} \cdot b_4 \big|_{a_2=a_3=a_4=0} \\ 0 &= T_{43} \cdot b_3 + T_{44} \cdot b_4 \big|_{a_2=a_3=a_4=0} \end{aligned} \quad (2.19.)$$

Vienlaicīgi risinot vienādojumus (2.18.) un (2.19.), izmantojot substitūcijas metodi, iespējams iegūt sekojošas izteiksmes:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \big|_{a_2=a_3=a_4=0} = \frac{T_{13} \cdot T_{44} - T_{14} \cdot T_{43}}{T_{33} \cdot T_{44} - T_{34} \cdot T_{43}} \quad (2.20.)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \big|_{a_2=a_3=a_4=0} = \frac{T_{23} \cdot T_{44} - T_{24} \cdot T_{43}}{T_{33} \cdot T_{44} - T_{34} \cdot T_{43}} \quad (2.21.)$$

$$S_{31} = \frac{b_3}{a_1} \big|_{a_2=a_3=a_4=0} = \frac{T_{44}}{T_{33} \cdot T_{44} - T_{34} \cdot T_{43}} \quad (2.22.)$$

$$S_{41} = \frac{b_4}{a_1} \big|_{a_2=a_3=a_4=0} = \frac{-T_{43}}{T_{33} \cdot T_{44} - T_{34} \cdot T_{43}} \quad (2.23.)$$

Pieņemot, ka (2.16.) locekļi $a_1=a_3=a_4=0$, ir iespējams izteikt S_{12} , S_{22} , S_{32} , S_{42} sekojošā veidā:

$$\begin{aligned} S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} \big|_{a_1=a_3=a_4=0} \\ S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \big|_{a_1=a_3=a_4=0} \\ S_{32} &= \frac{b_3}{a_2} \big|_{a_1=a_3=a_4=0} \\ S_{42} &= \frac{b_4}{a_2} \big|_{a_1=a_3=a_4=0} \end{aligned} \quad (2.24.)$$

Analogā veidā iespējams pārveidot izteiksmes (2.17.):

$$\begin{aligned} b_1 &= T_{13} \cdot b_3 + T_{14} \cdot b_4 \big|_{a_1=a_3=a_4=0} \\ b_2 &= T_{23} \cdot b_3 + T_{24} \cdot b_4 \big|_{a_1=a_3=a_4=0} \\ 0 &= T_{33} \cdot b_3 + T_{34} \cdot b_4 \big|_{a_1=a_3=a_4=0} \\ a_2 &= T_{43} \cdot b_3 + T_{44} \cdot b_4 \big|_{a_1=a_3=a_4=0} \end{aligned} \quad (2.25.)$$

Vienlaicīgi risinot izteiksmes (2.24.) un (2.25.), izmantojot substitūcijas metodi, iespējams iegūt sekojošas izteiksmes:

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} |_{a_1=a_3=a_4=0} = \frac{T_{14} \cdot T_{33} - T_{13} \cdot T_{34}}{T_{33} \cdot T_{44} - T_{34} \cdot T_{43}} \quad (2.26.)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} |_{a_1=a_3=a_4=0} = \frac{T_{24} \cdot T_{33} - T_{23} \cdot T_{34}}{T_{33} \cdot T_{44} - T_{34} \cdot T_{43}} \quad (2.27.)$$

$$S_{32} = \frac{b_3}{a_2} |_{a_1=a_3=a_4=0} = \frac{-T_{34}}{T_{33} \cdot T_{44} - T_{34} \cdot T_{43}} \quad (2.28.)$$

$$S_{41} = \frac{b_4}{a_2} |_{a_1=a_3=a_4=0} = \frac{T_{33}}{T_{33} \cdot T_{44} - T_{34} \cdot T_{43}} \quad (2.29.)$$

Pieņemot, ka izteiksmes (2.16.) (2.16.) locekļi $a_1=a_2=a_4=0$, ir iespējams izteikt S_{13} , S_{23} , S_{33} , S_{43} sekojošā veidā:

$$\begin{aligned} S_{13} &= \frac{b_1}{a_3} |_{a_1=a_2=a_4=0} \\ S_{23} &= \frac{b_2}{a_3} |_{a_1=a_2=a_4=0} \\ S_{33} &= \frac{b_3}{a_3} |_{a_1=a_2=a_4=0} \\ S_{43} &= \frac{b_4}{a_3} |_{a_1=a_2=a_4=0} \end{aligned} \quad (2.30.)$$

Analogā veidā iespējams pārveidot (2.17):

$$\begin{aligned} b_1 &= T_{11} \cdot a_3 + T_{13} \cdot b_3 + T_{14} \cdot b_4 |_{a_1=a_2=a_4=0} \\ b_2 &= T_{21} \cdot a_3 + T_{23} \cdot b_3 + T_{24} \cdot b_4 |_{a_1=a_2=a_4=0} \\ 0 &= T_{31} \cdot a_3 + T_{33} \cdot b_3 + T_{34} \cdot b_4 |_{a_1=a_2=a_4=0} \\ 0 &= T_{41} \cdot a_3 + T_{43} \cdot b_3 + T_{44} \cdot b_4 |_{a_1=a_2=a_4=0} \end{aligned} \quad (2.31.)$$

Vienlaicīgi risinot izteiksmes (2.30.) un (2.32.), izmantojot substitūcijas metodi, iespējams iegūt sekojošas izteiksmes:

$$\begin{aligned} S_{13} &= \frac{b_1}{a_3} |_{a_1=a_2=a_4=0} \\ &= \frac{T_{11} \cdot T_{33} \cdot T_{44} - T_{11} \cdot T_{34} \cdot T_{43} - T_{13} \cdot T_{44} \cdot T_{31} + T_{13} \cdot T_{34} \cdot T_{41} + T_{14} \cdot T_{43} \cdot T_{31} - T_{14} \cdot T_{33} \cdot T_{41}}{T_{33} \cdot T_{44} - T_{34} \cdot T_{43}} \end{aligned} \quad (2.32.)$$

$$\begin{aligned} S_{23} &= \frac{b_2}{a_3} |_{a_1=a_2=a_4=0} \\ &= \frac{T_{21} \cdot T_{33} \cdot T_{44} - T_{21} \cdot T_{34} \cdot T_{43} - T_{23} \cdot T_{44} \cdot T_{31} + T_{23} \cdot T_{34} \cdot T_{41} + T_{24} \cdot T_{43} \cdot T_{31} - T_{24} \cdot T_{33} \cdot T_{41}}{T_{33} \cdot T_{44} - T_{34} \cdot T_{43}} \end{aligned} \quad (2.33.)$$

$$S_{33} = \frac{b_3}{a_3} |_{a_1=a_2=a_4=0} = \frac{T_{34} \cdot T_{41} - T_{44} \cdot T_{31}}{T_{33} \cdot T_{44} - T_{34} \cdot T_{43}} \quad (2.34.)$$

$$S_{43} = \frac{b_4}{a_3} |_{a_1=a_2=a_4=0} = \frac{T_{34} \cdot T_{31} - T_{33} \cdot T_{41}}{T_{33} \cdot T_{44} - T_{34} \cdot T_{43}} \quad (2.35.)$$

Pieņemot, ka (2.16) locekļi $a_1=a_2=a_3=0$, ir iespējams izteikt S_{14} , S_{24} , S_{34} , S_{44} sekojošā veidā:

$$\begin{aligned}
S_{14} &= \frac{b_1}{a_4} \big|_{a_1=a_2=a_3=0} \\
S_{24} &= \frac{b_2}{a_4} \big|_{a_1=a_2=a_3=0} \\
S_{34} &= \frac{b_3}{a_4} \big|_{a_1=a_2=a_3=0} \\
S_{44} &= \frac{b_4}{a_4} \big|_{a_1=a_2=a_3=0}
\end{aligned} \tag{2.36.}$$

Analogā veidā iespējams pārveidot (2.17.):

$$\begin{aligned}
b_1 &= T_{12} \cdot a_4 + T_{13} \cdot b_3 + T_{14} \cdot b_4 \big|_{a_1=a_2=a_3=0} \\
b_2 &= T_{22} \cdot a_4 + T_{23} \cdot b_3 + T_{24} \cdot b_4 \big|_{a_1=a_2=a_3=0} \\
0 &= T_{32} \cdot a_4 + T_{33} \cdot b_3 + T_{34} \cdot b_4 \big|_{a_1=a_2=a_3=0} \\
0 &= T_{42} \cdot a_4 + T_{43} \cdot b_3 + T_{44} \cdot b_4 \big|_{a_1=a_2=a_3=0}
\end{aligned} \tag{2.37.}$$

Vienlaicīgi risinot izteiksmes (2.36.) un (2.37.), izmantojot substitūcijas metodi, iespējams iegūt sekojošas izteiksmes:

$$\begin{aligned}
S_{14} &= \frac{b_1}{a_4} \big|_{a_1=a_2=a_3=0} = \\
&= \frac{T_{12} \cdot T_{33} \cdot T_{44} - T_{12} \cdot T_{34} \cdot T_{43} - T_{13} \cdot T_{44} \cdot T_{32} + T_{13} \cdot T_{34} \cdot T_{42} + T_{14} \cdot T_{43} \cdot T_{32} - T_{14} \cdot T_{33} \cdot T_{42}}{T_{33} \cdot T_{44} - T_{34} \cdot T_{43}}
\end{aligned} \tag{2.38.}$$

$$\begin{aligned}
S_{24} &= \frac{b_2}{a_4} \big|_{a_1=a_2=a_3=0} = \\
&= \frac{T_{22} \cdot T_{33} \cdot T_{44} - T_{22} \cdot T_{34} \cdot T_{43} - T_{23} \cdot T_{44} \cdot T_{32} + T_{23} \cdot T_{34} \cdot T_{42} + T_{24} \cdot T_{43} \cdot T_{32} - T_{24} \cdot T_{33} \cdot T_{42}}{T_{33} \cdot T_{44} - T_{34} \cdot T_{43}}
\end{aligned} \tag{2.39.}$$

$$S_{34} = \frac{b_3}{a_4} \big|_{a_1=a_2=a_3=0} = \frac{T_{34} \cdot T_{42} - T_{44} \cdot T_{32}}{T_{33} \cdot T_{44} - T_{34} \cdot T_{43}} \tag{2.40.}$$

$$S_{44} = \frac{b_4}{a_4} \big|_{a_1=a_2=a_3=0} = \frac{T_{43} \cdot T_{32} - T_{33} \cdot T_{42}}{T_{33} \cdot T_{44} - T_{34} \cdot T_{43}} \tag{2.41.}$$

Pieņemot, ka (2.17) locekļi $a_4=b_3=b_4=0$, ir iespējams izteikt $T_{11}, T_{21}, T_{31}, T_{41}$ sekojošā veidā:

$$\begin{aligned}
T_{11} &= \frac{b_1}{a_3} \big|_{a_4=b_3=b_4=0} \\
T_{21} &= \frac{b_2}{a_3} \big|_{a_4=b_3=b_4=0} \\
T_{31} &= \frac{a_1}{a_3} \big|_{a_4=b_3=b_4=0} \\
T_{41} &= \frac{a_2}{a_3} \big|_{a_4=b_3=b_4=0}
\end{aligned} \tag{2.42.}$$

Analogā veidā iespējams pārveidot (2.16.):

$$\begin{aligned}
 b_1 &= S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 + S_{13} \cdot a_3 \mid_{a_4=b_3=b_4=0} \\
 b_2 &= S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 + S_{23} \cdot a_3 \mid_{a_4=b_3=b_4=0} \\
 0 &= S_{31} \cdot a_1 + S_{32} \cdot a_2 + S_{33} \cdot a_3 \mid_{a_4=b_3=b_4=0} \\
 0 &= S_{41} \cdot a_1 + S_{42} \cdot a_2 + S_{43} \cdot a_3 \mid_{a_4=b_3=b_4=0}
 \end{aligned} \tag{2.43.}$$

Vienlaicīgi risinot izteiksmes (2.42.) un (2.43.), izmantojot substitūcijas metodi, iespējams iegūt sekojošas izteiksmes:

$$\begin{aligned}
 T_{11} &= \frac{b_1}{a_3} \mid_{a_4=b_3=b_4=0} = \\
 &= \frac{S_{11} \cdot S_{32} \cdot S_{43} - S_{11} \cdot S_{33} \cdot S_{42} - S_{12} \cdot S_{31} \cdot S_{43} + S_{12} \cdot S_{41} \cdot S_{33} + S_{13} \cdot S_{31} \cdot S_{42} - S_{13} \cdot S_{41} \cdot S_{32}}{S_{31} \cdot S_{42} - S_{41} \cdot S_{32}}
 \end{aligned} \tag{2.44.}$$

$$\begin{aligned}
 T_{21} &= \frac{b_2}{a_3} \mid_{a_4=b_3=b_4=0} = \\
 &= \frac{S_{21} \cdot S_{32} \cdot S_{43} - S_{21} \cdot S_{33} \cdot S_{42} - S_{22} \cdot S_{43} \cdot S_{31} + S_{22} \cdot S_{33} \cdot S_{41} + S_{23} \cdot S_{42} \cdot S_{31} - S_{23} \cdot S_{32} \cdot S_{41}}{S_{31} \cdot S_{42} - S_{41} \cdot S_{32}}
 \end{aligned} \tag{2.45.}$$

$$T_{31} = \frac{a_1}{a_3} \mid_{a_4=b_3=b_4=0} = \frac{S_{32} \cdot S_{43} - S_{33} \cdot S_{42}}{S_{31} \cdot S_{42} - S_{41} \cdot S_{32}} \tag{2.46.}$$

$$T_{41} = \frac{a_2}{a_3} \mid_{a_1=a_2=a_3=0} = \frac{S_{41} \cdot S_{33} - S_{31} \cdot S_{43}}{S_{31} \cdot S_{42} - S_{41} \cdot S_{32}} \tag{2.47.}$$

Pieņemot, ka (2.17.) locekļi $a_3=b_3=b_4=0$, ir iespējams izteikt T_{12} , T_{22} , T_{32} , T_{42} sekojošā veidā:

$$\begin{aligned}
 T_{12} &= \frac{b_1}{a_4} \mid_{a_3=b_3=b_4=0} \\
 T_{22} &= \frac{b_2}{a_4} \mid_{a_3=b_3=b_4=0} \\
 T_{32} &= \frac{a_1}{a_4} \mid_{a_3=b_3=b_4=0} \\
 T_{42} &= \frac{a_2}{a_4} \mid_{a_3=b_3=b_4=0}
 \end{aligned} \tag{2.48.}$$

Analogā veidā iespējams pārveidot (2.16.):

$$\begin{aligned}
 b_1 &= S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 + S_{14} \cdot a_4 \mid_{a_3=b_3=b_4=0} \\
 b_2 &= S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 + S_{24} \cdot a_4 \mid_{a_3=b_3=b_4=0} \\
 0 &= S_{31} \cdot a_1 + S_{32} \cdot a_2 + S_{34} \cdot a_4 \mid_{a_3=b_3=b_4=0} \\
 0 &= S_{41} \cdot a_1 + S_{42} \cdot a_2 + S_{44} \cdot a_4 \mid_{a_3=b_3=b_4=0}
 \end{aligned} \tag{2.49.}$$

Vienlaicīgi risinot izteiksmes (2.48.) un (2.49.), izmantojot substitūcijas metodi, iespējams iegūt sekojošas izteiksmes:

$$T_{12} = \frac{b_1}{a_4} \Big|_{a_3=b_3=b_4=0}$$

$$= \frac{S_{11} \cdot S_{32} \cdot S_{44} - S_{11} \cdot S_{33} \cdot S_{42} - S_{12} \cdot S_{31} \cdot S_{44} + S_{12} \cdot S_{41} \cdot S_{34} + S_{14} \cdot S_{31} \cdot S_{42} - S_{14} \cdot S_{41} \cdot S_{32}}{S_{31} \cdot S_{42} - S_{41} \cdot S_{32}} \quad (2.50.)$$

$$T_{22} = \frac{b_2}{a_4} \Big|_{a_3=b_3=b_4=0}$$

$$= \frac{S_{21} \cdot S_{32} \cdot S_{44} - S_{21} \cdot S_{34} \cdot S_{42} - S_{22} \cdot S_{44} \cdot S_{31} + S_{22} \cdot S_{34} \cdot S_{41} + S_{24} \cdot S_{42} \cdot S_{31} - S_{24} \cdot S_{32} \cdot S_{41}}{S_{31} \cdot S_{42} - S_{41} \cdot S_{32}} \quad (2.51.)$$

$$T_{32} = \frac{a_1}{a_4} \Big|_{a_3=b_3=b_4=0} = \frac{S_{32} \cdot S_{44} - S_{34} \cdot S_{42}}{S_{31} \cdot S_{42} - S_{41} \cdot S_{32}} \quad (2.52.)$$

$$T_{42} = \frac{a_2}{a_4} \Big|_{a_3=a_2=b_4=0} = \frac{S_{41} \cdot S_{34} - S_{31} \cdot S_{44}}{S_{31} \cdot S_{42} - S_{41} \cdot S_{32}} \quad (2.53.)$$

Pieņemot, ka (2.17.) locekļi $a_3=a_4=b_4=0$, ir iespējams izteikt T_{13} , T_{23} , T_{33} , T_{43} sekojošā veidā:

$$T_{13} = \frac{b_1}{b_3} \Big|_{a_3=a_4=b_4=0}$$

$$T_{23} = \frac{b_2}{b_3} \Big|_{a_3=a_4=b_4=0}$$

$$T_{33} = \frac{a_1}{b_3} \Big|_{a_3=a_4=b_4=0} \quad (2.54.)$$

$$T_{43} = \frac{a_2}{b_3} \Big|_{a_3=a_4=b_4=0}$$

Analogā veidā iespējams pārveidot (2.16.):

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \Big|_{a_3=a_4=b_4=0}$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \Big|_{a_3=a_4=b_4=0}$$

$$b_3 = S_{31} \cdot a_1 + S_{32} \cdot a_2 \Big|_{a_3=a_4=b_4=0}$$

$$0 = S_{41} \cdot a_1 + S_{42} \cdot a_2 \Big|_{a_3=a_4=b_4=0} \quad (2.55.)$$

Vienlaicīgi risinot izteiksmes (2.54.) un (2.55.), izmantojot substitūcijas metodi, iespējams iegūt sekojošas izteiksmes:

$$T_{13} = \frac{b_1}{b_3} \Big|_{a_3=a_4=b_4=0} = \frac{S_{11} \cdot S_{42} - S_{12} \cdot S_{41}}{S_{31} \cdot S_{42} - S_{41} \cdot S_{32}} \quad (2.56.)$$

$$T_{23} = \frac{b_2}{b_3} \Big|_{a_3=a_4=b_4=0} = \frac{S_{21} \cdot S_{42} - S_{22} \cdot S_{41}}{S_{31} \cdot S_{42} - S_{41} \cdot S_{32}} \quad (2.57.)$$

$$T_{33} = \frac{a_1}{b_3} \Big|_{a_3=a_4=b_4=0} = \frac{S_{42}}{S_{31} \cdot S_{42} - S_{41} \cdot S_{32}} \quad (2.58.)$$

$$T_{43} = \frac{a_2}{b_3} \Big|_{a_3=a_4=b_4=0} = \frac{-S_{41}}{S_{31} \cdot S_{42} - S_{41} \cdot S_{32}} \quad (2.59.)$$

Pieņemot, ka (2.17.) locekļi $a_3=a_4=b_3=0$, ir iespējams izteikt T_{14} , T_{24} , T_{34} , T_{44} sekojošā veidā:

$$\begin{aligned} T_{14} &= \frac{b_1}{b_4} \big|_{a_3=a_4=b_3=0} \\ T_{24} &= \frac{b_2}{b_4} \big|_{a_3=a_4=b_3=0} \\ T_{34} &= \frac{a_1}{b_4} \big|_{a_3=a_4=b_3=0} \\ T_{44} &= \frac{a_2}{b_4} \big|_{a_3=a_4=b_3=0} \end{aligned} \quad (2.60.)$$

Analogā veidā iespējams pārveidot (2.16.):

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \big|_{a_3=a_4=b_3=0} \\ b_2 &= S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \big|_{a_3=a_4=b_3=0} \\ 0 &= S_{31} \cdot a_1 + S_{32} \cdot a_2 \big|_{a_3=a_4=b_3=0} \\ b_4 &= S_{41} \cdot a_1 + S_{42} \cdot a_2 \big|_{a_3=a_4=b_3=0} \end{aligned} \quad (2.61.)$$

Vienlaicīgi risinot izteiksmes (2.60.) un (2.61.), izmantojot substitūcijas metodi, iespējams iegūt sekojošas izteiksmes:

$$T_{14} = \frac{b_1}{b_4} \big|_{a_3=a_4=b_3=0} = \frac{S_{12} \cdot S_{31} - S_{11} \cdot S_{32}}{S_{31} \cdot S_{42} - S_{41} \cdot S_{32}} \quad (2.62.)$$

$$T_{24} = \frac{b_2}{b_4} \big|_{a_3=a_4=b_3=0} = \frac{S_{22} \cdot S_{31} - S_{21} \cdot S_{32}}{S_{31} \cdot S_{42} - S_{41} \cdot S_{32}} \quad (2.63.)$$

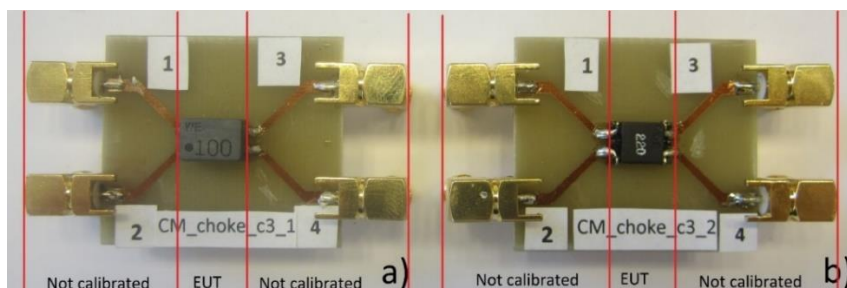
$$T_{34} = \frac{a_1}{b_4} \big|_{a_3=a_4=b_3=0} = \frac{-S_{32}}{S_{31} \cdot S_{42} - S_{41} \cdot S_{32}} \quad (2.64.)$$

$$T_{44} = \frac{a_2}{b_4} \big|_{a_3=a_4=b_3=0} = \frac{S_{31}}{S_{31} \cdot S_{42} - S_{41} \cdot S_{32}} \quad (2.65.)$$

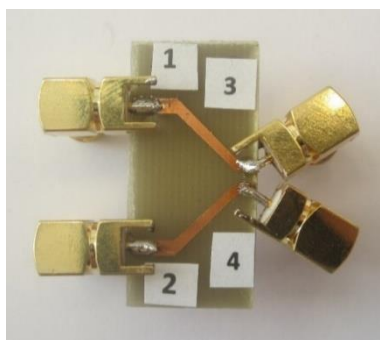
Izmantojot vienādojumus (2.44.) – (2.47), (2.49.) – (5.52.), (2.56.) – (2.59.) un (2.62.) – (2.65.) ir iespējams pāriet no četrpola S-parametriem uz T-parametriem. Pēc kaskāžu aprēķinu veikšanas, izmantojot T-parametrus, ir iespējams pāriet uz S-parametriem, izmantojot vienādojumus (2.20.) – (2.24.), (2.26.) – (2.28.), (2.32.) – (2.35.) un (2.38.) – (2.41.) [31].

Veicot mērījumus spiestajām platēm ar virsmas montāžas induktīvajām komponentēm L1 un L2, mērījumu rezultāti ietver ne tikai komponentu parametrus, bet arī parazītiskos parametrus, ko rada SMA savienotāja savienošana ar komponenti. Situācija ir ilustrēta 2.72. att. Lai veiktu mērījumu rezultātu korekciju un izslēgtu nekalibrēto reģionu iespaidu uz virsmas komponentes mērījumu rezultātiem, ir nepieciešams veikt atsevišķus mērījumus, kas ietver tikai šos nekalibrētos reģionus. Šādi mērījumi ir vienkārši, taču liela uzmanība ir jāpievērš mērījumu nekalibrēto reģionu mērījumu prototipa izveidei. Mērījumu prototips ir dots 2.73. att.

Prototips izveidots tikai spiestās plates labās puses nekalibrētajai daļai. Spiestās plates kreisās puses daļa ir identiska, tādēļ atkārtoti mērījumus nav nepieciešams veikt. Kā redzams 2.73. att., nekalibrētās daļas vietā, kur jāatrodas virsmas montāžas komponentei, ir novietoti SMA savienotāji.



2.72. att. Virsmas montāžas komponentu mērīšana un rezultātu korekcija nekalibrētu savienojumu dēļ starp SMA savienotājiem un komponentēm. a – L1, b – L2.



2.73. att. Nekalibrētās spiestās plates daļas mērījumu prototips.

Veicot sešpadsmit S-parametru mērījumus, ir iespējams pilnībā raksturot spiestās plates nekalibrēto daļu. Korekciju iespējams veikt, izmantojot izteiksmi (2.10.).

Induktīvo virsmas montāžas komponentu L1 un L2, CM un DM pilnās pretestības ir dotas 2. pielikuma 26. att. un 27. att. Dotajos attēlos, CM un DM pilnās pretestības ir aprēķinātas, balstoties uz koriģētiem mērījumu rezultātiem (saskaņā ar izteiksmi (2.18.)), izmantojot spiestās plates PCB_C1 un PCB_C2, uz analītiskajiem aprēķiniem, kuriem nav veikta korekcija, izmantojot spiesto plati PCB_C3 un uz analītiskajiem aprēķiniem, kuriem veikta korekcija (saskaņā ar izteiksmi (2.10.)), izmantojot spiesto plati PCB_C3.

Sinfāzes (CM) pilnās pretestības mērījumi ar korekciju sakrīt ar analītiskā aprēķinu ceļā iegūtajiem rezultātiem. Uz CM analītiskajiem rezultātiem korekcija atstāj niecīgu iespaidu gan L1, gan L2 gadījumā.

Asinfāzes (DM) pilnās pretestības mērījumi virsmas montāžas komponentei L1 sakrīt ar analītisko aprēķinu rezultātiem, kuriem veikta korekcija frekvenču diapazonā 1MHz-500MHz. Mērījumu korekcija kompensē izkliedes inductivitāti diapazonā 1MHz-500MHz. Asinfāzes (DM) pilnās pretestības mērījumi virsmas montāžas komponentei L2 sakrīt ar analītisko aprēķinu rezultātiem, kuriem veikta korekcija frekvenču diapazonā 1MHz – 300MHz. Mērījumu korekcija kompensē izkliedes inductivitāti diapazonā 1MHz – 300MHz.

Pilnās pretestības rezonanse frekvenču diapazonā 400MHz – 500MHz ir komponentes īpatnība (novirze no normas). Mērījumu laikā tiek izmantotas vienas sērijas komponentes, taču ne vienas un tās pašas uz viesām spiestajām platēm, jo komponentu lodēšana un atlodēšana neatgriezeniski maina komponentu parametrus.

Gan komponentei L1, gan L2 frekvenču diapazonā līdz 1MHz novērojama DM pilnās pretestības palielināšanās līdz $\sim 0.6\Omega$, ja tiek veikta mērījumu rezultātu korekcija. Tas izskaidrojams ar kļūdu, kas rodas, veicot mērījumus nekalibrētam spiestās plates prototipam (2.73. att.). Šādai platei irniecīgi pārvades koeficienti. Veicot mērījumus, šo pretestību papildina SMA savienotāju kontaktu pretestības, kas ir daudzkārt lielākas par pašas plates celiņu pretestībām.

Lai analizētu pilno pretestību raksturu un analītisko aprēķinu korekcijas raksturu, 2. pielikuma 28. att. un 29. att ir doti pilno pretestību fāžu leņķi. Gan virsmas montāžas komponentes L1 gadījumā, gan L2 gadījumā CM pilnajai pretestībai fāžu leņķi sakrīt gan ar, gan bez korekcijas. Asinfāzes pilnās pretestības analītisko aprēķinu rezultāti bez korekcijas uzrāda fāzes leņķi līdz pat 200° . Korekcijas rezultātā analītisko aprēķinu fāzes leņķis tiek tuvināts rezultātiem, ko uzrāda mērījumu rezultāti, lielākā frekvenču diapazonā nekā analītisko aprēķinu rezultāti bez korekcijas. Taču joprojām frekvenču diapazonā līdz $\sim 5\text{MHz}$ fāzes leņķu prognozēšanā ir novērojama liela kļūda $\sim 50^{\circ}$.

Induktīvo komponentu DM un CM induktivitātes ir dotas 2. pielikuma 30. att. un 31. att. Jāpiebilst, ka induktivitātes rezultāti ir doti diapazonā līdz 500MHz. Šāds induktivitātes attēlojums nav korekts, jo komponentes nav induktīvas visā frekvenču diapazonā visos režimos (CM un DM). Sinfāzes režīmā L1 ir induktīva frekvenču diapazonā līdz 1MHz, bet L2 līdz 4MHz (fāzes leņķis $\sim 90^{\circ}$). Asinfāzes režīmā L1 ir induktīva līdz 500MHz, bet L2 līdz 400MHz.

Sinfāzes induktivitātes analītiskie aprēķini, komponentēm L1 un L2 ar un bez korekcijas sakrīt ar mērījumu rezultātiem. Asinfāzes induktivitātes analītiskie aprēķini komponentēm L1 un L2, ar un bez korekcijas sakrīt ar mērījumu rezultātiem frekvenču diapazonā virs 2MHz. Frekvenču diapazonā līdz 2MHz analītisko aprēķinu rezultāti nav korekti pilnās pretestības aprēķinu un pilnās pretestības fāzes leņķu aprēķinu kļūdu dēļ. L1 sinfāzes induktivitāte ir 9uH, L2 sinfāzes induktivitāte ir 24uH. L1 asinfāzes induktivitāte ir 49nH, L2 sinfāzes induktivitāte ir 50nH.

Četru terminālu induktīvās komponentes ir iespējams mērīt, izmantojot četru portu VNA. Iegūtos rezultātus ir iespējams integrēt analītiskajā modelī kā četru portu S-parametrus, kas dod iespēju vienā analītiskajā modelī ietvert induktīvās komponentes sinfāzes un asinfāzes īpašības.

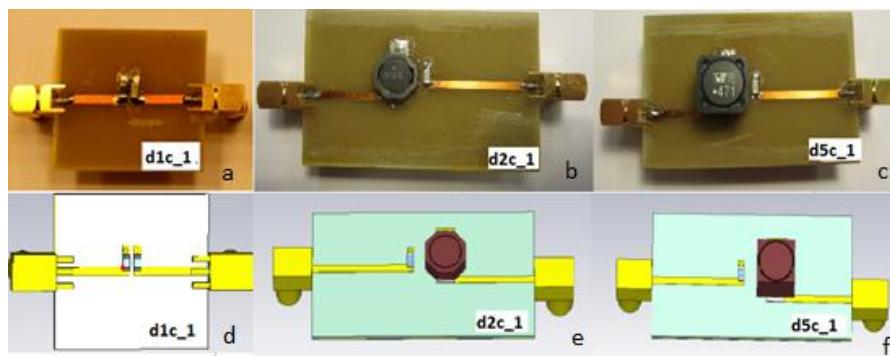
Analītisko aprēķinu rezultātā iespējams aprēķināt gan komponentes CM pilno pretestību, gan induktivitāti ar augstu precizitāti. DM induktivitāte ir salīdzinoši niecīga komponentes izkliedes induktivitāte un tās aprēķinu precizitāte augstāk analizētajos gadījumos ir ierobežota noteiktā frekvenču diapazonā. Mērījumu korekcija nespēj būtiski uzlabot DM aprēķinu precizitāti. Tā kā DM induktivitāte ir niecīga salīdzinājumā ar induktivitātes vērtībām, kas tiek izmantotas traucējumu filtrus, tad šāda asinfāzes induktīvās komponentes kļūda atstās niecīgu iespaidu uz kopējo filtra aprēķinu precizitāti, jo sinfāzes induktīvās komponentes pamatzudevums ir samazināt sinfāzes traucējumus.

2.5. Kapacitatīvas un induktīvas virsmas montāžas komponentu mijiedarbības analītiski aprēķini

Lai sasniegtu būtisku vājinājumu elektromagnētiskās savietojamības filtros, ļoti reti tiek izmantotas tikai kapacitatīvās vai tikai induktīvās komponentes. Parasti tiek kombinētas dažādu nominālu kapacitatīvās un dažādu nominālu induktīvās komponentes, veidojot kaskādes un kaskāžu grupas. Šādās komponentu kaskādēs līdzās viena otrai bieži tiek novietotas induktīvas un kapacitatīvas komponentes [34] – [37]. Šādas komponentes mijiedarbojas, radot mijinduktivitāti. Mijinduktivitātes raksturs ir būtiski atšķirīgs no gadījumiem, kas apskatīti iepriekš, jo mijinduktivitāte tiek veidota starp zemas pilnās pretestības komponenti (kapacitatīvā komponente) un augstas pilnās pretestības komponenti (induktīvā komponente).

Balstoties uz iepriekš izstrādātajiem induktīvo un kapacitatīvo komponentu 3D elektromagnētiskajiem modeļiem, tiek veikti analītiskie aprēķini, lai izvērtētu to lietderību un precizitāti, novērtējot mijiedarbību starp induktīvajām komponentēm un kapacitatīvajām komponentēm, kuru 3D modeļi tika izstrādāti iepriekšējās apakšnodalēs.

Starpkomponentu mijiedarbības izvērtēšanai ir izveidotas spiestās plates d1c_, d2c_ un d5c_, kur komponentes novietotas 1 mm, 3 mm un 5 mm attāluma viena no otras. Spiestās plates komponentēm atrodas 1mm attālumā, attēlotas 2.74. att. Spiestā plate d1c ir paredzēta mijiedarbības novērtēšanai starp kondensatoru 4.7nF un induktīvo komponenti WE 74279214. Spiestā plate d2c ir paredzēta mijiedarbības novērtēšanai starp kondensatoru 4.7nF un induktīvo komponenti WE 744066151. Spiestā plate d5c ir paredzēta mijiedarbības novērtēšanai starp 4.7nF kondensatoru un induktīvo komponenti WE 7447709471.



2.74. att. Spiestās plates prototipi un elektromagnētiskie modeļi induktīvo un kapacitatīvo komponentu mijiedarbības mērījumiem. a un d – kondensators 4.7nF - induktīvā komponente WE 74279214, b un e – kondensators 4.7nF - WE 744066151, c un f – kondensators 4.7nF - WE 7447709471.

Mērījumu rezultāti un 3D analītisko aprēķinu rezultāti ir doti 2. pielikuma 32. att. – 34. att., komponentēm atrodas 1 mm, 3 mm un 5 mm attālumā viena no otras. Analizējot d1c spiestās plates mērījumus 2. pielikuma 32. att., var secināt, ka vērā ņemama mijiedarbība starp šāda izmēra komponentēm frekvenču diapazonā līdz 50MHz ir 1mm attālumā viena no otras.

Komponentēm atrodies lielākā attālumā nekā 3mm, mijiedarbība līdz 50MHz ir mazāka par -100dB.

Izstrādātie analītiskie 3D elektromagnētiskie modeļi sniedz iespēju prognozēt komponentu mijiedarbību ar 6dB precizitāti. Komponentēm atrodies attālumā, kas lielāks par 3mm nav iespējams nomērīt pārvades koeficienta S21 vērtības līdz 50MHz, komponentu mijiedarbība ir niecīga - mazāka par -100dB.

Komponentes WE 744066151 un 4.7nF kondensatora mijiedarbība izvērtēta 2. pielikuma 33. att. Šim nolūkam ir izmantota spiestā plate d2c.

Komponentes novietotas 1 mm, 3 mm un 5 mm attālumā. Analītiskie aprēķinu rezultāti sakrīt ar mērījumu rezultātiem 1dB robežās frekvenču diapazonā no 0.1MHz līdz 40MHz. Frekvenču diapazonā no 40MHz līdz 100MHz rezultātu sakritība ir 10dB robežās.

Analizējot d5c spiestās plates mērījumus 2. pielikuma 34. att., var secināt, ka analītiskie aprēķini sniedz iespēju prognozēt komponentu mijiedarbību ar 2dB precizitāti frekvenču diapazonā līdz 10MHz. Frekvenču diapazonā no 20MHz līdz 60MHz analītiskajos aprēķinos novērojama pārvades koeficienta S21 rezonanse, kas nav novērojama mērījumu rezultātos. Frekvenču diapazonā no 60MHz līdz 100MHz mērījumu rezultāti sakrīt ar analītisko aprēķinu rezultātiem ar 2dB precizitāti.

2.6. Virsmas montāžas kondensatoru augstfrekvences parametru uzlabošana

Šunta kondensators, kas savieno signāla celiņu un spiestās plates GND, ir zemu izmaksu efektīvs augstfrekvenču filtrs, kas tiek izmantots daudzās jomās. Šunta virsmas montāžas kondensatoru veiktspēju augstfrekvences diapazonā ierobežo ne tikai kondensatoru ekvivalentā virknes induktivitāte, bet arī mijinduktivitāte starp kondensatora kontūra ieeju un izeju, kas noved pie kondensatora induktīva rakstura virs tā rezonanses frekvences [38], [39], [1], [40], [41].

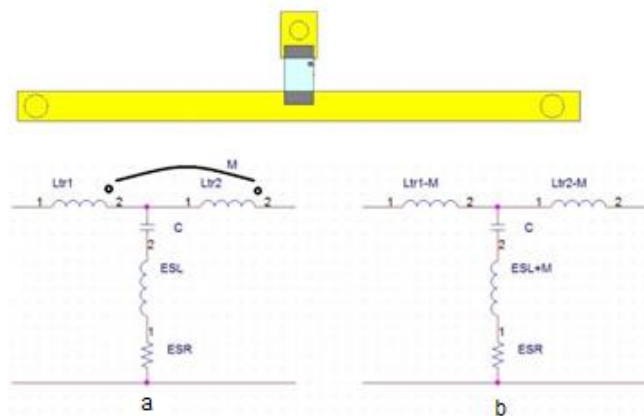
Šādus trūkumus iespējams novērst, izmantojot konstruktīvus risinājumus – minimizē celiņu garumu un augstumu virs zemētās plaknes, kas pieslēgti kondensatoram caur starpslāņu pāreju vai vairākām pārējām [40], [42]. Lai vēl vairāk uzlabotu šunta kondensatora filtra veiktspēju, ir nepieciešams izmantot metodes, kas kompensē šunta kondensatora parazitisko induktivitāti [43], [44], [45], [46], [47], [48]. Tomēr šīs parazitiskās induktivitātes kompensēšanas shēmas ir paredzētas fiziski lieliem kondensatoriem, kuri parasti tiek izmantoti lielas jaudas ķēdēs.

Darbā [39] ir prezentēta jauna metode, kas veiksmīgi piemērota [44] kondensatora filtriem parazitiskās induktivitātes kompensēšanai. Šī metode ļauj kompensēt šunta kondensatora parazitisko induktivitāti, izmantojot magnētisko mijiedarbību starp vienas plaknes celiņiem. Rezultāti [39] parāda, ka efektīvu šunta kondensatora parazitiskās induktivitātes kompensēšanu, izmantojot virsmas montāžas tehnoloģiju, var sasniegt uz filtra izmēra palielināšanas rēķina.

Pētījums, kas publicēts [38] parāda, ka, izmantojot divus šunta kondensatorus, viena kondensatora vietā atbilstošā novietojumā, dod iespēju sasniegt ievērojamu uzlabojumu filtra vājinājumā. Darbā [49] pētījumā parādīts, ka šunta kondensatora filtriem ar diviem virsmas montāžas kondensatoriem var iegūt labākus rezultātus. Šādos filtros var izmantot abu virsmas montāžas kondensatoru mijiedarbību priekšrocības starp šunta ceļiem un signāla ceļu un mijiedarbību starp pašiem šunta ceļiem.

2.6.1. Virsmas montāžas kondensatora novietojuma iespaids uz mijinduktivitāti starp filtra ieeju un izeju

2.75. att. (a) parādīta tipiska šunta kondensatora filtra izkārtojums kopā ar savu ekvivalento shēmu [39], [40], [41]. Kondensators savieno spiestās plates celiņu ar spiestās plates zemējuma slāni. Šajā ķēdē paredzēts, ka augstfrekvences strāva noslēgs kontūru caur signāla avotu un kondensatoru, tādējādi novēršot augstfrekvences strāvas plūsmu izejā caur slodzes pretestību. Tomēr daļa no magnētiskā lauka radīs mijiedarbību starp šunta kondensatora filtra ķēdes ieeju un izeju. Šis efekts (2.75. att. (a)) shēmā tiek attēlots kā mijinduktivitāte M . Šajā shēmā induktivitāte L_{tr} apzīmē primārā un sekundārā kontūra induktivitāti. Mijinduktivitāte M (2.75. att. (a)), rezultējas filtra rezonējošā darbībā. Virs rezonanses frekvences, filtram ir induktīvs raksturs [49]. Filtra vājinājums samazinās, samazinoties frekvencei.

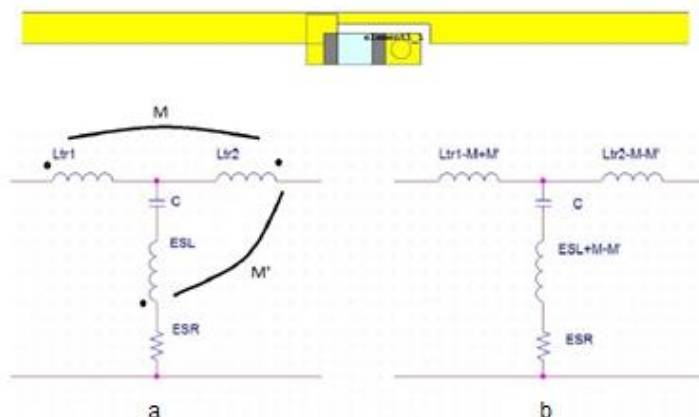


2.75. att. Tipisks filtra izkārtojums un tā ekvivalentā shēma.
a – ekvivalentā shēma, b – ekvivalentā shēma ar mijinduktivitāti M.

2.76. att. (a) parādīta modificēta filtra shēma, kuras mērķis ir samazināt mijinduktivitāti M. Virsmas montāžas kondensators jānovieto paralēli (nevis perpendikulāri) spiestās plates celiņam [49]. Tas rada sekundāru mijiedarbību starp kondensatora zaru un ķēdes izejas kontūru, ko var modelēt kā mijinduktivitāti M' , kā parādīts 2.76. att. (a). Mijinduktivitātes M' dēļ, augstfrekvences strāva kondensatora zarā inducēs strāvu spiestās plates celiņā, kas daļēji darbosies pretī strāvai, ko izraisa mijinduktivitāte M. Vēl viens veids kā apskatīt šo problēmu ir divas kopā saistītās spoles – sinfāzes induktivitātes spole.

Gadījumā bez mijinduktivitātes M' (tipiska filtra izkārtojums 2.75. att.) rezonanses frekvenci nosaka pēc izteiksmes (2.66.):

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(ESL + M)}}. \quad (2.66.)$$



2.76. att. Modificēts filtra izkārtojums un tā shēma.
a – ekvivalentā shēma, b – ekvivalentā shēma ar mijinduktivitāti $M - M'$.

No izteiksmes (2.66.) izriet, ka mijinduktivitātes M , palielināšana samazina rezonanses frekvenci – samazina filtra vājinājumu augsto frekvenču diapazonā. Alternatīvajam izkārtojumam ir papildus mijinduktivitāte M' , kas samazina kopējo mijinduktivitāti izteiksmē (2.67.):

$$f'_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(ESL + M - M')}}. \quad (2.67.)$$

Situācija grafiski ir izklāstīta 2. pielikuma 35. att., kur redzams, ka rezonanse frekvence filtram ir augstāka gadījumā, kad virsmas montāžas kondensatora ESL tiek kompensēts ar papildus mijinduktivitāti M' .

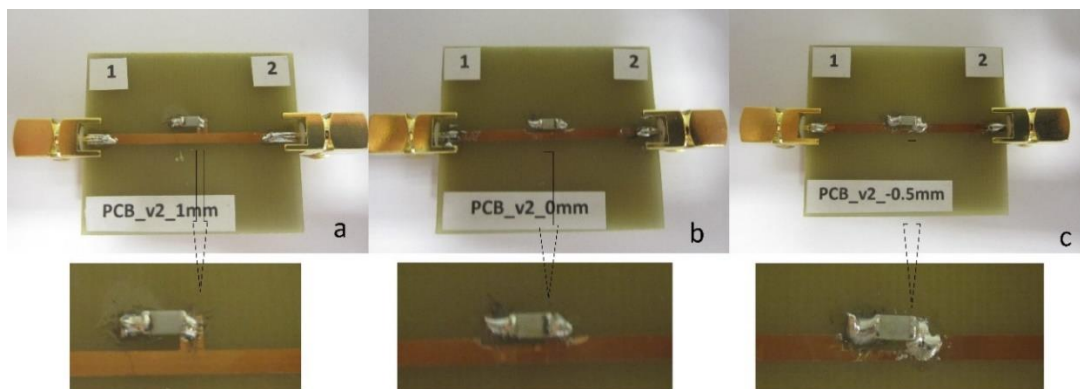
Mērījumu vajadzībām izstrādātas četru veidu spiestās plates. Visiem spiesto plašu prototipiem izstrādāti 3D elektromagnētiskie modeļi. Analītiskie aprēķini veikti, izmantojot izstrādātos modeļus.

PCB_V1 ir analoga iepriekš pētītajai PCB1_2_1cap, kas reprezentē tipisku kondensatora novietojumu uz spiestās plates perpendikulāri vadošam celiņam 2.77. att. Mērījumu rezultāti, salīdzināti ar analītiskajiem aprēķiniem spiestajai platei PCB_V1, parādīti 2. pielikuma 36. att.



2.77. att. Spiestās plate PCB_V1 (PBC1_2_1cap).

PCB_V2 kondensators novietots paralēli spiestās plates celiņam, veidojot mijinduktivitāti starp spiestās plates celiņu un virsmas montāžas kondensatoru [49]. PCB_V2 izgatavotas trīs variācijās, mainot kondensatora novietojuma attālumu no spiestās plates celiņa. PCB_V2_1 mm kondensators novietots 1 mm attālumā no spiestās plates celiņa 2.78. att. (a), PCB_V2_0mm novietots 0 mm no spiestās plates celiņa, plates celiņā, veicot 0.5 mm iegriezumu izolācijas nolūkos 2.78. att. (b) un PCB_V2_-0.5 mm, kondensators novietots -0.5 mm no spiestās plates celiņa, papildus celiņā veicot 0.5 mm iegriezumu izolācijas nolūkos 2.78. att. (c).



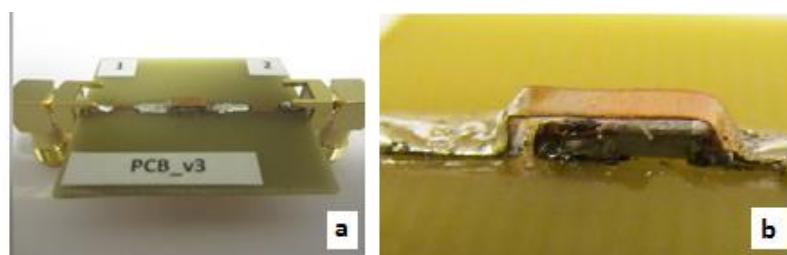
2.78. att. PCB_V2 spiestās plates.

a – PCB_V2_1 mm, b – PCB_V2_0 mm; c – PCB_V2_-0.5 mm.

Attāluma maiņa no spiestās plates celiņa maina mijinduktivitāti starp kondensatoru un spiestās plates celiņu. Tā kā mijinduktivitāte šādai konstrukcijai kompensē virsmas montāžas kondensatora ESL, S_{21} rezonanses frekvencei vajadzētu būt augstākā frekvenču diapazonā kā PCB_V1. Turklāt, samazinot attālumu starp kondensatoru un spiestās plates celiņu, palielinās mijinduktivitāte, kā rezultātā S_{21} rezonanses frekvencei jāpalielinās. Mērījumu rezultāti salīdzināti ar analītiskajiem aprēķiniem, spiestajām platēm PCB_V2, 2. pielikuma 37. att. - 39. att.

Analizējot attēlus secināt, ka spiestajām platēm PCB_V2 rezonanses frekvence palielinās, samazinot attālumu starp kondensatoru un spiestās plates celiņu. Samazinoties attālumam starp spiestās plates celiņu un virsmas montāžas kondensatoru, palielinās kondensatora ESL kompensējošā mijinduktivitāte, kā rezultātā, S_{21} rezonanse palielinās no 54MHz līdz 62MHz, attālumam samazinoties no 1 mm līdz - 0.5 mm.

Spiestā plate PCB_V3 izgatavota ar mērķi vēl vairāk palielināt kondensatora ESL kompensējošo mijinduktivitāti. Virsmas montāžas kondensators ir novietots uz spiestās plates celiņa, bet spiestās plates celiņš ir novietots virs kondensatora, veidojot 0.5 mm izolācijas slāni 2.79. att. (a). Kondensatora tuvinājums redzams 2.79. att. (b).

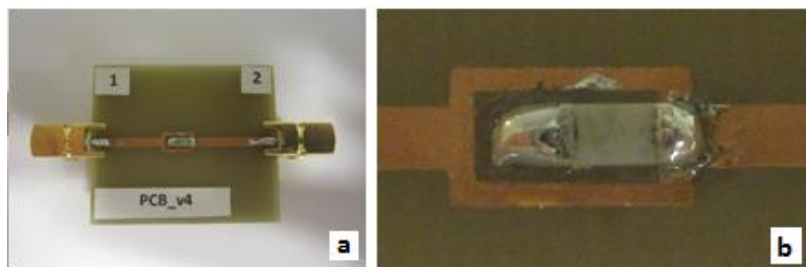


2.79. att. PCB_V3 spiestā plate.

a – PCB_V3_1 mm, b – PCB_V3_1 mm kondensatora tuvinājums.

Šāda konstrukcija nodrošina augstu mijinduktivitāti starp virsmas montāžas kondensatoru un spiestās plates celiņu, taču šādai konstrukcijai ir ierobežots pielietojums elektronikas industrijā sarežģīto izgatavošanas iespēju dēļ, kas noved pie paaugstinātām izmaksām.

Ražošanā daudzkārt vienkāršāk ir izveidot konstrukciju, kā PCB_V4 (2.80. att.). Šajā gadījumā spiestās plates celiņš tiek sadalīts divās daļās un aptver virsmas montāžas kondensatoru no abām pusēm (2.80. att.(b)) [45]. Šādai konstrukcijai vajadzētu nodrošināt augstu mijinduktivitāti starp kondensatoru un spiestās plates celiņu, kompensējot kondensatora ESL, palielinot S_{21} rezonanses frekvenci. Šādas konstrukcijas realizēšana elektronikas iekārtu ražošanas industrijā neatšķiras no klasiskas virsmas montāžas kondensatora lodēšanas, kā PCB_V1.



2.80. att. Spiestās plates PCB_V4.

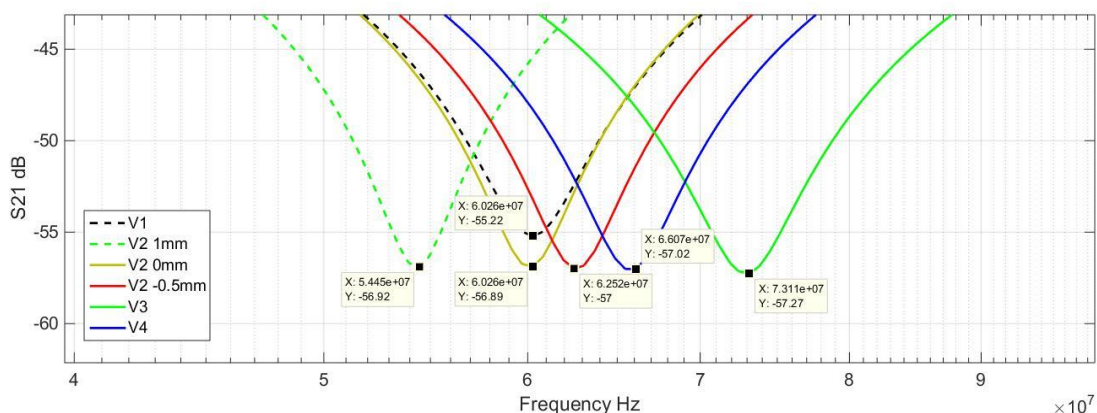
a – spiestā plate PBC_V4, b – virsmas montāžas kondensatora tuvinājums.

Analizējot 2. pielikuma 40. att. un 41. att. var secināt, ka spiestās plates PCB_V3 S_{21} rezonanses frekvence ir visaugstākā, sasniedzot 73MHz, taču šādas konstrukcijas izmantošana elektronikas iekārtu ražošanā ir apgrūtināta relatīvi sarežģītās konstrukcijas dēļ. PCB_V4 S_{21} rezonanses frekvence sasniedz 66MHz. Šādas konstrukcijas izmantošana nesarežģīs ražošanas procesu un nepalielinās ražošanas izmaksas.

Atšķirības starp visu spiesto plašu sniegumu var aplūkot 2. pielikuma 42. att., kur apkopoti visi analītiskā ceļā iegūtie rezultāti. Frekvenču diapazonā līdz 30MHz pārejas koeficienta S_{21} vērtības visām platēm ir vienādas, jo šajā diapazonā dominē kondensatora pilnās pretestības kapacitatīvā komponente. Rezonanses parādība novērojama frekvenču diapazonā no 50MHz līdz 75MHz. Rezonanses frekvence ir atkarīga ne tikai no kondensatora pilnās pretestības kapacitatīvās komponentes (visiem kondensatoriem identiska) un kondensatora pilnās pretestības induktīvās komponentes (visiem kondensatoriem identiska), bet arī no mijinduktivitātes starp kondensatoru un spiestās plates celiņu un tās darbības (kompensē kondensatora ESL vai to palielina). Rezultējošais ESL, kas atkarīgs no kondensatora novietojuma uz dažādām spiestajām platēm, ir atšķirīgs, līdz ar to katrai platei novērojama sava S_{21} rezonanses frekvence. Zemākā rezonanses frekvence novērojama PCB_V2_1mm 54MHz. Augstākā rezonanses frekvence novērojama PCB_V3 73MHz. S_{21} rezonanšu tuvinājums dots 2.81. att.

Kā redzams 2.81. att., S_{21} mērījumi virs rezonanses frekvences, ir atšķirīgi visām spiestajām platēm, kas nozīmē, ka struktūras pilnās pretestības induktīvā komponente ir atšķirīga visām platēm. Induktīvo komponenti ir iespējams aprēķināt, balstoties iepriekš izstrādāto metodoloģiju. Balstoties uz S-parametru mērījumiem, iespējams aprēķināt T-veida ekvivalentās shēmas plecu pilnās pretestības, no kurām, izmantojot imagināro daļu virs rezonanses frekvences, iespējams aprēķināt mērāmās konstrukcijas induktīvo komponenti.

Induktīvo komponentu salīdzinājums no mērījumu rezultātos iegūtajiem datiem, un no analītiskajā ceļā iegūtajiem datiem ir dots 2. pielikuma 43. att.



2.81. att. Analītisko aprēķinu salīdzinājums visām spiestajām platēm- tuvināts rezonanses diapazona attēlojums.

Induktivitātes vērtības, kas iegūtas mērījumu ceļā un analītisko aprēķinu ceļā, ir ļoti tuvas visām spiestajām platēm. Izmantotie 3D modeļi spēj prognozēt mijinduktivitāti starp kondensatoru un spiestās plates celiņu ar augstu precizitāti. Kā jau iepriekš prognozēts, zemākā konstrukcijas induktivitāte tiek nodrošināta ar PCB_V3, kad tā sasniedz 0,9nH. Daudz vienkāršāka konfigurācija - PCB_V4 - nodrošina induktivitātes vērtību 1,1nH. Spiestās plates PCB_V2 induktivitāte samazinās no 1,8nH līdz 1,3nH, samazinot attālumu starp kondensatoru un spiestās plates celiņu no 1mm līdz -0.5mm.

Kompensējošo induktivitāti ir iespējams aprēķināt, pārveidojot sakarību (2.67.) sekojošā veidā:

$$M' = ESL + M - \frac{1}{4\pi^2 C f_r'^2} \cdot \quad (2.68.)$$

Atsevišķi aprēķināt ESL un M, balstoties uz jau veiktajiem mērījumiem nav iespējams, taču var aprēķināt šo komponentu summu. Spiestā plate PCB_V1 nesatur kompensējošo mijinduktivitāti M', līdz ar to no 2.140. att. var iegūt M+ESL=1,46nH. Tabula 2-10 ir apkopotas aprēķinātās M' vērtības pieņemot, ka M+ESL=1,46nH, balstoties uz izteiksmi (2.68.).

Tabula 2-10

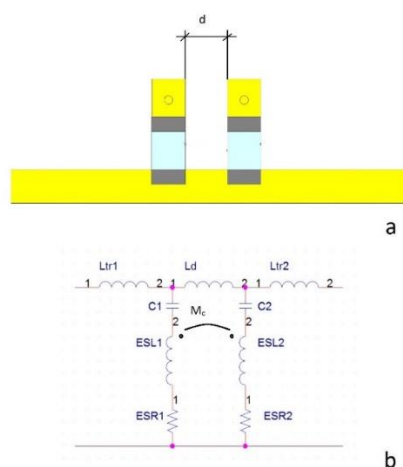
Kompensējošās mijinduktivitātes aprēķins M'

Spiestā plate	M'
	nH
PCB_V2_1	-0.36
PCB_V2_0	-0.022
PCB_V2_-0.5	0.08
PCB_V3	0.45
PCB_V4	0.23

Spiestā plate PCB_V3 nodrošina vislielāko kompensējošo mijinduktivitāti 0,45nH. Spiestā plate PCB_V4 nodrošina uz pusi mazāku kompensējošo mijinduktivitāti M' 0,23nH. Tas izskaidrojams ar to, ka spiestajā platē PCB_V4 izmantots tikai spiestās plates metalizētais slānis papildus mijinduktivitātes radīšanai, turpretī PCB_V3 izmantota papildus konstrukcija, kas pārklāj virsmas montāžas kondensatoru. Iespējams lielāku kompensējamo mijinduktivitāti varētu panākt, ja apvienotu PCB_V4 un PCB_V3 risinājumus. Spiestā plate PCB_V2_-0.5 nodrošina 0,08nH. Spiestās plates PCB_V2_ un PCB_V2_1 nenodrošina kompensējoša rakstura M' . Tieši pretēji - PCB_V2_0 un PCB_V2_1 palielina mijinduktivitātes $M+ESL$ vērtību. Tas izskaidrojams ar to, ka virsmas montāžas kondensators atrodas relatīvi tālu no spiestās plates celiņa un mijinduktivitāte M' ir niecīga. Papildus, kondensatoram atrodoties tālu no spiestās plates celiņa, palielinās $M+ESL$ vērtība. Līdz ar to nav korekti izmantot pieņēmumu: $M+ESL=1,46nH$. Tā kā PCB_V2_0 un PCB_V2_1 S_{21} rezonanses frekvences ir zemākas par PCB_V1 konstrukcijas rezonanses frekvenci, tad šo spiesto plašu parazitisko parametru precīza izpēte netiks veikta, jo tās nespēj nenodrošināt labāku sniegumu.

2.6.2. Virsmas montāžas kondensatoru augstfrekvences parametru uzlabošana filtros ar diviem paralēli slēgtiem kondensatoriem

Iepriekšējā apakšnodaļā ir izpētītas iespējas uzlabot filtra augstfrekvences parametrus, ja filtrā tiek izmantots tikai viens virsmas montāžas kondensators. Lai turpinātu uzlabot filtra veiktspēju, filtrs tiek papildināts ar vēl vienu virsmas montāžas kondensatoru. Filtra shēma ir dota 2.82. att. Tas sastāv no diviem kondensatoriem, kas ir slēgti paralēli [38]. Kondensatori novietoti attālumā d viens no otra.

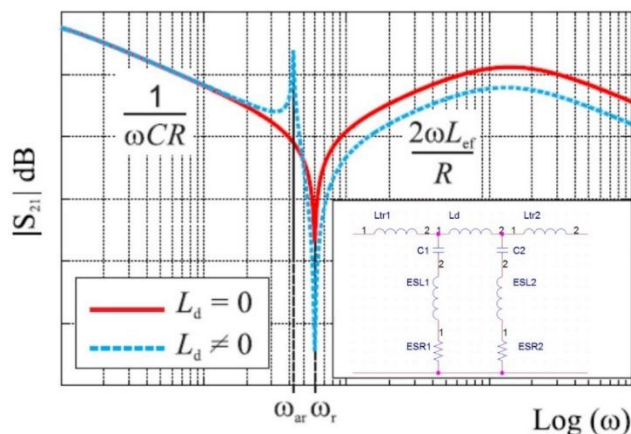


2.82. att. Filtrs ar diviem kondensātoriem.

a – filtrs kas sastāv no diviem virsmas montāžas kondensatoriem; b – filtra ekvivalentā shēma.

Induktivitāte ESL un pretestība ESR ir izvietoti virknē ar katru kondensatoru, lai ņemtu vērā katra kondensatora ekvivalento virknes induktivitāti un ekvivalento virknes pretestību. Induktivitāte L_d raksturo induktivitāti, kas rodas kondensatoru savstarpējā savienojuma dēļ, L_{tr1} un L_{tr2} reprezentē spiestās plates celiņu induktivitāti. Filtra veiktspēja tiek raksturota ar pārvades koeficientu S_{21} .

Pārvades koeficients 2.83. att. dots divos dažādos gadījumos [38]: $L_d = 0$ (kondensatori ļoti tuvu viens otram) un $L_d \neq 0$ (kondensatori atrodas nelielā attālumā viens no otra). Zemo frevencu diapazonā vājinājums pieaug proporcionāli frekvencei ($|S_{21}| \approx 1/(\omega CR)$). Kondensatora ekvivalentās virknes induktivitātes dēļ, filtram ir rezonanses frekvence ω_r . Virs rezonanses frekvences ir plašs frekvenču diapazons, kur S_{21} parametrs palielinās proporcionāli frekvencei. L_{ef} ir efektīvā filtra induktivitāte virs savas rezonanses frekvences. Ja $L_d \neq 0$, līknei $|S_{21}|$ novērojama antirezonanse (ω_{ar}). Šis antirezonanses efekts neparādās viena kondensatora filtros. Tas ir saistīts ar virknes LC rezonansi, ko rada divi kondensatori un L_d . Filtrs ar $L_d \neq 0$, parāda ļoti lielu vājinājumu pie rezonanses frekvences ω_r .



2.83. att. Pārvades koeficients S_{21} vienkāršam filtra prototipam ar diviem kondensatoriem.

Tabula 2-11 apkopo L_r un L_{ar} aprēķinu izteiksmes. Par rezonansi atbildīga ir induktivitāte L_r , bet par antirezonansi atbildīga ir L_{ar} . Filtriem ar vienu kondensatoru rezonanses induktivitāte sakrīt ar efektīvo induktivitāti: $L_{ef} = L_r$. Tomēr šis gadījums neattiecas uz filtriem ar diviem kondensatoriem.

Tabula 2-11

Induktivitātes atbilstoši 2.142. att. filtra rezonanses un antirezonanses leņķiskajām frekvencēm ω_r un ω_{ar}

	$L_r = 1/C\omega_r^2$	$L_{ar} = 1/C\omega_{ar}^2$
Viens kondensators	ESL	-
Viens, kas veido mijinduktivitāti ar spiestās plates celiņu 2.76.att. (b)	$ESL - M'$	-
Divi kondensatori (2.83.att. filtrs)	ESL	$ESL + \frac{L_d}{2}$

Induktivitāti L_{ef} (2.83. att.) filtram vienkāršotā veidā var aprēķināt, veicot virkni pieņēmumu: kondensatora C un ESR vērtības ir niecīgas attiecībā pret kondensatora ESL, frekvence ir pietiekoši zema, laiņemtu vērā spiestās plates celiņu pilno pretestību, jo tā ir salīdzinoši maza salīdzinājumā ar slodzes un avota pretestībām R_l, R_s (50Ω).

$$\begin{aligned}\omega L_{tr} &\ll R \\ R &= 50\Omega\end{aligned}$$

Šis nosacījums praksē izpildās plašā frekvenču diapazonā virs rezonanses frekvences. Līdz ar to induktivitāti L_{ef} 2.83. att. filtram vienkāršotā veidā var aprēķināt:

$$L_{ef} = \frac{ESL}{2 \left(1 + \frac{L_d}{2 ESL}\right)} \quad (2.69.)$$

No izteiksmes (2.69.) var secināt, ka:

- $L_d = 0$ (kondensatori atrodas tuvu līdzās viens otram) efektīvā induktivitāte filtram ar diviem kondensatoriem ir $ESL/2$, tā ir puse no katra filtra kondensatora ekvivalentās virknes induktivitātes;
- $L_d > 0$ palielinās filtra vājinājumu, taču parādās antirezonanse. Mērījumi turpmākajās nodaļās apstiprina, ka nelielas d vērtības gadījumā antirezonanses amplitūdu samazina kondensatoru ekvivalentā virknes pretestība;
- Būtiski palielinot parametru L_d , palielinās LC kontūra pilnā pretestība:

$$Z_c = \sqrt{2(L_d + 2L_c)/C}. \quad (2.70.)$$

Tā rezultātā, rezonanses kontūra vājinājums samazinās. Tas, savukārt, rada antirezonanses pīķa pieaugumu. Antirezonanse var radīt būtiskas problēmas, ja antirezonanses frekvencē filtram jāsāpē būtiskas traucējumu komponentes.

Ja virsmas montāžas kondensatorus novieto paralēli viens otram optimālā attālumā d viens no otra, filtra efektīvā induktivitāte L_{ef} samazinās augsto frekvenču diapazonā, salīdzinājumā ar filtru, kuram ir tikai viens kondensators. Šī parādība ir saistīta ne tikai ar to, ka kondensatoru ekvivalentā virknes induktivitātes tiek slēgtas paralēli (līdz ar to samazinās), bet arī ar induktivitāti L_d , kas rodas starp diviem kondensatoriem. Taču attāluma palielināšana starp kondensatoriem rada arī antirezonanses pīķi pārvades koeficienta S_{21} raksturlīknē.

Idealizēts filtrs, kas parādīts 2.83. att., ignorē mijinduktivitāti gan starp virsmas montāžas kondensatoriem, gan starp virsmas montāžas kondensatoriem, un spiestās plates celiņiem. Filtram 2.82. att. kondensatori ir novietoti paralēli nelielā attālumā vienam no otra, kas rada mijinduktivitāti M_c starp kondensatoriem. Starpkondensatoru mijinduktivitāte virsmas montāžas kondensatoriem ir detalizēti pētīta 2.1.3. apakšnodaļā. Tā kā M_c savieno filtra ieeju ar izeju, tad filtra vājinājums samazinās. Mijinduktivitātes M_c negatīvo iedarbību augsto frekvenču diapazonā var analizēt izmantojot L_{ef} analītiskās izteiksmes, kas iegūtas filtriem 2.82. att. un 2.83. att. Lai atvieglotu analīzi L_{ef} analītiskās izteiksmes apkopotas Tabula 2-12.

Tabula 2-12

Induktivitātes L_{ef} analītiskās izteiksmes filtram ar diviem ekvivalentiem kondensatoriem

	L_{ef}
2.83.att. filtrs	$\frac{ESL}{2 \left(1 + \frac{L_d}{2 ESL}\right)}$
2.82.att. filtrs	$ESL + M_c \left(\frac{L_d}{ESL - M_c} + 1\right)$
2.84.att. filtrs	$\frac{1}{2} (ESL + M_c - 2M_t)$
2.85.att. filtrs	$\frac{L'_c - M_c \left(\frac{L'_d}{ESL'} + 2\right)}{2 \left(1 + \frac{L'_d}{2 ESL}\right)}$

Šajos vienādojumus $L'_d = L_d - 2M_t$ un $ESL' = ESL - M_t + M_c$.

Kā izriet no tabula 2-12, veiktspēju var optimizēt filtram (2.82. att.) L_{ef} , palielinot attālumu d starp diviem kondensatoriem, jo tas rada L_d palielinājumu un M_c samazinājumu, tādējādi samazinot L_{ef} . Taču, palielinot attālumu d , filtra izmēri palielinās, kas nav pieļaujams mūsdienu elektronikas iekārtu ražošanas industrijā. Turklāt attāluma d palielināšana rada antirezonansi, kuras lielums ir tieši proporcionāls L_d . Induktivitāšu analītiskās izteiksmes, kas atbildīgas par rezonansi un antirezonansi apkopotas Tabula 2-13.

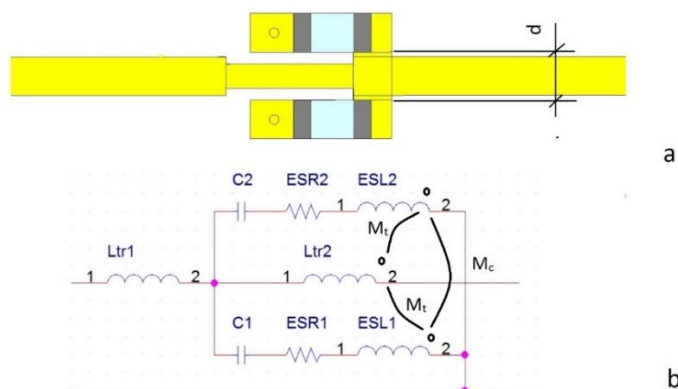
Tabula 2-13

Induktivitātes atbilstoši rezonanses un antirezonanses leņķiskajām frekvencēm ω_r un ω_{ar} , filtriem diviem ekvivalentiem kondensatoriem un ar kapacitāti C

	$L_r = 1/C\omega_r^2$	$L_{ar} = 1/C\omega_{ar}^2$
2.82. att. filtrs	$ESL \pm \sqrt{M_c(M_c - L_d)}$	$ESL + \frac{L_d}{2} - M_c$
2.83. att. filtrs	$L_c + M_c - 2M_t$	-
2.84. att. filtrs	$ESL' - M_c \pm \sqrt{M_c(M_c - L'_d)}$	$ESL' + \frac{L'_d}{2}$

Šajos vienādojumus $L'_d = L_d - 2M_t$ un $ESL' = ESL - M_t + M_c$.

Dziļā rezonanse un antirezonanses pīķi, kas redzami 2.183. att. filtra pārvades koeficienta raksturlīknē, ir ļoti jūtīgi pret jebkura filtra parametra modifikācijām. Pēc mērījumu veikšanas, ir aprēķināti filtru konstrukciju induktīvie parametri (L_d , ESL un M_c). Tas dod iespēju novērtēt šo parametru lomu filtru veiktspējā.

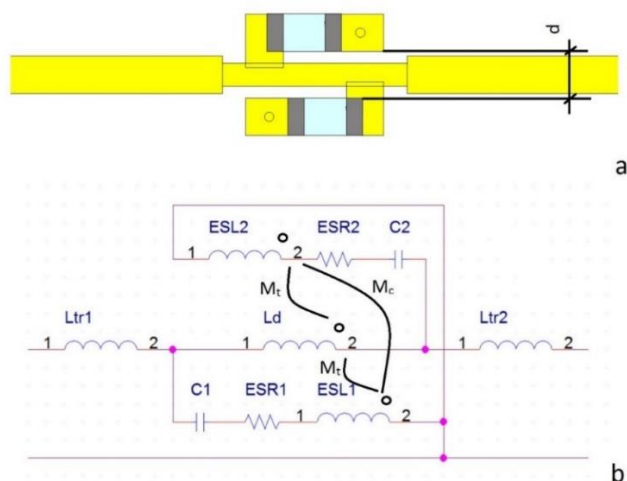


2.84. att. a – filtrs ar diviem kondensatoriem, kas novietoti paralēli spiestās plates celiņam,
b – filtra ekvivalentā shēma.

Filtrs, kas redzams 2.84. att., izgatavots, balstoties uz [49] gūtajām atziņām. Filtra kondensatori novietoti paralēli spiestās plates celiņam. Filtrs ar vienu kondensatoru, kurš novietots paralēli spiestās plates celiņam, ir izpētīts iepriekšējā apakšnodaļā. Novietojot virsmas montāžas kondensatoru paralēli spiestās plates celiņam, parādās papildus mijinduktivitāte M_t starp kondensatoru un spiestās plates celiņu. Novietojot kondensatorus pēc iespējas tuvāk spiestās plates celiņam, iespējams palielināt M_t , kas savukārt uzlabo filtra vājinājumu. Tomēr jāņem vērā, ka novietojot divus kondensatorus ļoti tuvu vienu otram, palielinās starpkondensatoru mijinduktivitāte M_c , kas savukārt samazinās filtra vājinājumu. Induktivitātes L_{ef} analītiskā izteiksme ir dota tabula 2-12. Kā redzams, mijinduktivitātes relatīvais iespaids uz inductivitāti L_{ef} , ir relatīvi lielāks nekā starpkondensatoru mijinduktivitātes iespaids uz L_{ef} . Neskatoties uz iespējamo negatīvo M_c ietekmi, filtra vājinājums palielināsies, ja tiks samazināts attālums starp kondensatoriem. Turklāt šādai filtra konstrukcijai attālums starp kondensatoriem ir mazs, līdz ar to $L_d \approx 0$ un filtra pārvades koeficientam nebūs antirezonses pīķa.

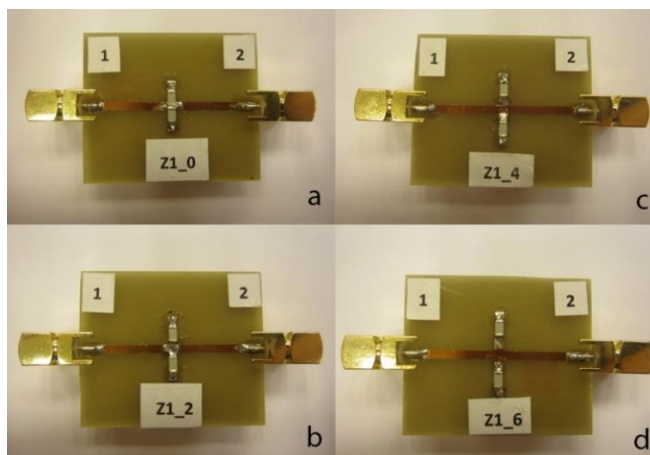
Lai samazinātu starpkondensatoru mijinduktivitātes M_c ietekmi uz filtra vājinājumu, kondensatorus var novietot paralēli spiestās plates celiņam tā, lai strāva kondensatoros plūstu pretējos virzienos.

Salīdzinājumā ar filtru 2.84.att., filtra vājinājumam vajadzētu uzlaboties, jo starpkondensatoru mijinduktivitātei vajadzētu samazināt inductivitāti L_{ef} . Šāda filtra konstrukcija palielina inductivitāti L_d , kam papildus vajadzētu palielināt filtra vājinājumu, radot antirezonsi pārvades koeficienta raksturlīknē. Taču šādai konstrukcijai L_d vērtība ir maza, līdz ar to netiks novērota būtiska antirezonses filtra pārvades koeficienta raksturlīknē. Induktivitātes L_{ef} analītiskā izteiksme ir dota tabula 2-12. Analizējot tabula 2-13, starpkondensatoru mijinduktivitāte M_c izraisa šī filtra rezonanses frekvences sadalīšanos divās reālās vērtībās. L_d , M_c un M_t praktiskās vērtības rezultēsies redzamā rezonanses frekvences pieaugumā, kas faktiski ir kopīga divu ļoti tuvu rezonansu iedarbība, kā rezultātā tas būs redzams kā plakans pārvades koeficienta S_{21} minimums.



2.85. att. a – filtrs ar diviem kondensatoriem, kas novietoti paralēli spiestās plates celiņam, tā lai strāva kondensatoros plūstu pretējos virzienos, b – filtra ekvivalentā shēma.

Iepriekšējā apakšnodaļā analizētas trīs kondensatoru novietošanas topoloģijas – 2.82. att., 2.84. att. un 2.85. att. Šajā nodaļā veikti mērījumi un analītiskie aprēķini, balstoties uz 3D elektromagnētiskajiem modeļiem, septiņu veidu spiestajām platēm, kuru topoloģijas pamatā ir balstīta uz 2.82. att., 2.84. att. un 2.85. att. aplūkotajiem filtriem, kas izveidoti no literatūras avotu [38]-[49] gūtajām atziņām. Lai veiktu analītisko 3D elektromagnētisko modeļu pilnīgu pārbaudi un analizētu kondensatoru novietojuma iespaidu uz filtra sniegumu, katras topoloģijas spiestā plate izgatavota ar dažādiem kondensatora attālumiem d vienam no otra. Minimālais attālums starp kondensatoriem izvēlēts 1mm gadījumos, ja starp kondensatoriem neatrodas spiestās plates celiņš. Ja starp kondensatoriem atrodas spiestās plates celiņš, kuru nepieciešams izolēt, minimālais attālums starp kondensatoriem izvēlēts 2 mm, kad attālums no kondensatora līdz celiņam ir 0.5 mm. Maksimālais attālums starp kondensatoriem izvēlēts 6 mm, paredzot, ka elektroniskās iekārtas filtrā attālums nebūs lielāks, lai saglabātu filtra izmērus kompaktus.



2.86. att. Spiestās plates $z1$.

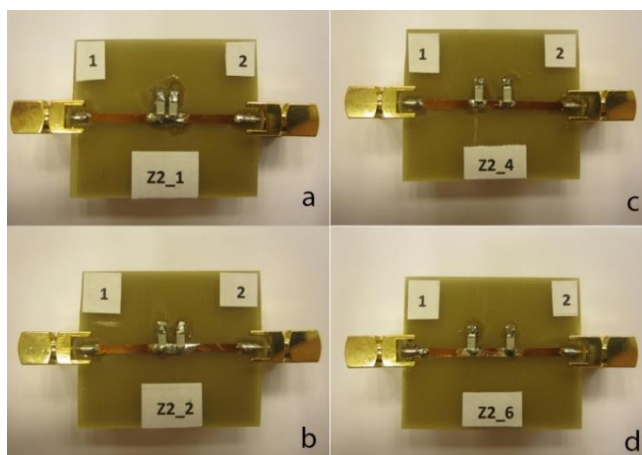
a – $d = 0$ mm, b – $d = 2$ mm, c – $d = 4$ mm, d – $d = 6$ mm.

Visiem filtru prototipiem veikti S-parametru mērījumi un analītiskie aprēķini. Visiem spiesto plašu prototipiem izstrādāti 3D elektromagnētiskie modeļi, ņemot vērā iepriekšējā nodaļās iegūtās zināšanas. Analītiskie aprēķini veikti, izmantojot izstrādātos modeļus.

Spiestās plates z1 reprezentē tipisku virsmas montāžas kondensatoru pielietojumu elektronikas iekārtās (2.86. att.). Kondensatori novietoti paralēli viens otram, katrs savas spiestās plates celiņa pusē. Šādā veidā kondensatori tiek novietoti uz spiestās plates visbiežāk. Lai analizētu kondensatoru ietekmi uz filtra vājinājumu, kondensatori novietoti dažādos attālumos d , viens no otra. Attālums starp kondensatoriem $d = 0$ mm, kad kondensatori atrodas viens otram līdzās: $d = 1$ mm, $d = 4$ mm un $d = 6$ mm.

Spiestās plates z1 mērījumu un analītisko aprēķinu rezultāti salīdzināti 2. pielikuma 44. att. Mērījumu rezultāti sakrīt ar analītisko aprēķinu rezultātiem, kas balstīti uz 3D elektromagnētiskajiem modeļiem, ar augstu precizitāti, izņemot rezonanses amplitūda. Rezonanses amplitūdas analītisko aprēķinu rezultāti ir par 5dB zemāki kā mērījumu rezultāti. Rezonanses frekvences amplitūdas prognozēšanas kļūda atstāj niecīgu ietekmi uz filtra izstrādes gaitu un optimizēšanu. Šajā procesā kritiska loma ir rezonanses frekvences vērtībai, ko analītiskie aprēķini spēj prognozēt ar ļoti augstu precizitāti. Kondensatoriem, atrodoties līdzās viens otram, $d = 0$ rezonanses frekvence ir visaugstākā – 66,7MHz. Palielinoties attālumam starp kondensatoriem, samazinās rezonanses frekvence. Tas izskaidrojams ar induktivitātes palielināšanos, ko izraisa garāki spiestās plates celiņi un papildus mijinduktivitāte starp filtra ieeju un izeju.

Spiestās plates z2 reprezentē tipisku virsmas montāžas kondensatoru pielietojumu elektronikas iekārtās (2.87. att.). Kondensatori novietoti paralēli viens otram, vienā spiestās plates celiņa pusē. Arī šāds kondensatoru novietojums ir bieži sastopams. Lai analizētu kondensatoru ietekmi uz filtra vājinājumu, kondensatori novietoti dažādos attālumos d viens no otra. Attālums starp kondensatoriem $d = 1$ mm, $d = 2$ mm, $d = 4$ mm un $d = 6$ mm.



2.87. att. Spiestās plates z2.

a – d = 1 mm, b – d = 2 mm, c – d = 4 mm, d – 6 mm.

Spiestās plates z2 mērījumu un analītisko aprēķinu rezultāti salīdzināti 2. pielikuma 45. att. Mērījumu rezultāti sakrīt ar analītisko aprēķinu rezultātiem, kas balstīti uz 3D

elektromagnētiskajiem modeļiem. Šādas konfigurācijas filtrs ir analizēts iepriekšējā apakšnodaļā. Palielinot attālumu starp kondensatoriem, rezonanses frekvence samazināsniecīgā diapazonā, taču būtiski mainās rezonanses amplitūda no -47dB līdz -67dB. Antirezonanses frekvence samazinās un amplitūda būtiski pieaug, palielinot attālumu starp kondensatoriem. Antirezonanses amplitūdas pieaugums ir būtisks filtra izstrādē, jo filtra vājinājums noteiktā frekvenču joslā samazinās. Filtram z2 antirezonanses amplitūda palielinās no -39dB līdz -24dB, attālumu starp kondensatoriem mainot no $d = 1$ mm līdz $d = 6$ mm.

Spiestās plates z3 izstrāde ir balstīta uz 2.84. att. izstrādātā analītiskā modeļa. Kondensatori novietoti paralēli viens otram, katrs savā spiestās plates celiņa pusē, paralēli spiestās plates celiņam 2.88. att. Lai analizētu kondensatoru ietekmi uz filtra vājinājumu, kondensatori novietoti dažādos attālos d viens no otra. Attālums starp kondensatoriem $d = 2$ mm, $d = 4$ mm un $d = 6$ mm.



2.88. att. Spiestās plates z3.
a – $d = 2$ mm, b – $d = 4$ mm, c – $d = 6$ mm.

Spiestās plates z3 mērījumu un analītisko aprēķinu rezultāti salīdzināti 2. pielikuma 46. att. Mērījumu rezultāti sakrīt ar analītisko aprēķinu rezultātiem, kas balstīti uz 3D elektromagnētiskajiem modeļiem. Rezonanses amplitūdas analītisko aprēķinu rezultāti ir par 2-5dB augstāki kā mērījumu rezultāti. Rezonanses frekvences amplitūdas prognozēšanas kļūda atstāj niecīgu ietekmi uz filtra izstrādes gaitu un optimizēšanu. Šajā procesā kritiska loma ir rezonanses frekvences vērtībai, ko analītiskie aprēķini spēj prognozēt ar ļoti augstu precizitāti. Šāda filtra konfigurācija ir analizēta iepriekšējā apakšnodaļā, izvērsot analītisko aprēķinu kopumu. Palielinot attālumu starp kondensatoriem no $d = 2$ mm līdz $d = 6$ mm, filtra rezonanses frekvence samazinās, taču rezonanses amplitūda paliek nemainīga.

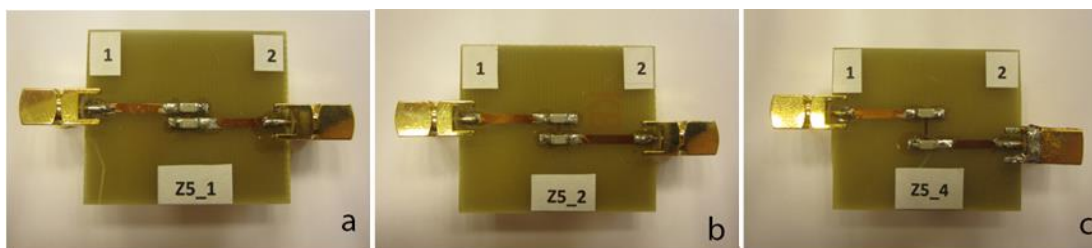


2.89. att. Spiestās plates z4, kur kondensatori atrodas attālumā d viens no otra.
a – $d = 2$ mm, b – $d = 4$ mm, c – $d = 6$ mm.

Spiestās plates z4 kondensatori novietoti paralēli viens otram, katrs savā spiestās plates celiņa pusē, paralēli spiestās plates celiņam 2.89. att. Lai analizētu kondensatoru ietekmi uz filtra vājinājumu, kondensatori novietoti dažādos attālos d viens no otra. Attāls starp kondensatoriem – $d = 2$ mm, $d = 4$ mm un $d = 6$ mm.

Spiestās plates z4 mērījumu un analītisko aprēķinu rezultāti salīdzināti 2. pielikuma 47. att. Mērījumu rezultāti sakrīt ar analītisko aprēķinu rezultātiem, kas balstīti uz 3D elektromagnētiskajiem modeļiem. Rezonanses amplitūdas analītisko aprēķinu rezultāti ir par 2-5dB augstāki kā mērījumu rezultāti. Šāda filtra konfigurācija ir analizēta iepriekšējā apakšnodaļā, izvērsot analītisko aprēķinu kopumu. Palielinot attālu starp kondensatoriem no $d = 2$ mm līdz $d = 6$ mm, filtra rezonanses frekvence samazinās, rezonanses amplitūda mainās niecīgā diapazonā. Palielinot attālu starp kondensatoriem, parādās induktivitātes L_d palielināšanās antirezonanses dēļ. Taču L_d palielinājums ir mazs un rezonanses frekvences amplitūdas pieaugums ir niecīgs, savukārt antirezonanses frekvences dēļ ir izveidojies papildus frekvenču diapazons ar paaugstinātu filtra vājinājumu.

Spiestās plates z5 izstrāde ir balstīta uz 2.85. att. izstrādātā analītiskā modeļa. Kondensatori novietoti paralēli viens otram, spiestās plates celiņa platums samazināts līdz 1mm (2.90. att.). Spiestās plates celiņš novietots zem virsmas montāžas kondensatoriem. Šādā veida tiek palielināta induktivitāte L_d starpkondensatoru savienojumam. Lai analizētu kondensatoru ietekmi uz filtra vājinājumu, kondensatori novietoti dažādos attālos d viens no otra. Attāls starp kondensatoriem – $d = 1$ mm, $d = 2$ mm un $d = 4$ mm.



2.90. att. Spiestās plates z5, kur kondensatori atrodas attālumā d viens no otra.
a – $d = 1$ mm, b – $d = 2$ mm, c – $d = 4$ mm.

Spiestās plates z5 mērījumu un analītisko aprēķinu rezultāti salīdzināti 2. pielikuma 48. att. Mērījumu rezultāti sakrīt ar analītisko aprēķinu rezultātiem, kas balstīti uz 3D elektromagnētiskajiem modeļiem. Rezonanses amplitūdas analītisko aprēķinu rezultāti ir par 2-5dB augstāki kā mērījumu rezultāti. Šāda filtra konfigurācija ir analizēta iepriekšējā apakšnodaļā izvērsot analītisko aprēķinu kopumu. Palielinot attālu starp kondensatoriem no $d = 1$ mm līdz $d = 4$ mm, filtra rezonanses frekvence samazinās, rezonanses amplitūda samazinās. Palielinot attālu starp kondensatoriem, parādās induktivitātes L_d palielināšanās antirezonanses dēļ. Induktivitātes L_d palielinājums ir pietiekošs, lai radītu būtisku antirezonanses amplitūdas pieaugumu. Antirezonanses parādīšanās palielina frekvenču diapazonu ar zemu vājinājumu, papildinot filtra rezonanses frekvences diapazonu.

Spiestās plates z6 izstrāde ir balstīta uz 2.83. att. izstrādātā analītiskā modeļa. Kondensatori novietoti paralēli viens otram, spiestās plates celiņa platums samazināts līdz 1 mm (2.91. att.)

Spiestās plates celiņš novietots zem virsmas montāžas kondensatoriem. Papildus ap kondensatoriem novietots papildus celiņš, lai kompensētu kondensatoru mijinduktivitāti. Lai analizētu kondensatoru ietekmi uz filtra vājinājumu, kondensatori novietoti dažādos attālumos d viens no otra. Attālums starp kondensatoriem $d = 1$ mm, $d = 2$ mm un $d = 4$ mm.



2.91. att. Spiestās plates z6, kur kondensatori atrodas attālumā d viens no otra.
a – $d = 1$ mm, b – $d = 2$ mm, c – $d = 4$ mm.

Spiestās plates z6 mērījumu un analītisko aprēķinu rezultāti salīdzināti 2. pielikuma 49. att. Mērījumu rezultāti sakrīt ar analītisko aprēķinu rezultātiem, kas balstīti uz 3D elektromagnētiskajiem modeļiem. Rezonanses amplitūdas analītisko aprēķinu rezultāti ir par 2-5dB augstāki kā mērījumu rezultāti. Palielinot attālumu starp kondensatoriem no $d = 1$ mm līdz $d = 6$ mm, filtra rezonanses frekvence samazinās niecīgā frekvenču diapazonā, rezonanses amplitūda nemainās. Tuvināts rezonanses skats attēlots 2. pielikuma 50. att. Palielinot attālumu starp kondensatoriem, parādās induktivitātes L_d palielināšanās antirezonanses dēļ. Induktivitātes L_d palielinājums ir niecīgs, līdz ar to antirezonanses amplitūdas pieaugums ir niecīgs. Antirezonanses parādīšanās nepalielina frekvenču diapazonu ar zemu vājinājumu, papildinot filtra rezonanses frekvences diapazonu, kā tas novērojams iepriekš analizētajiem filtru prototipiem.

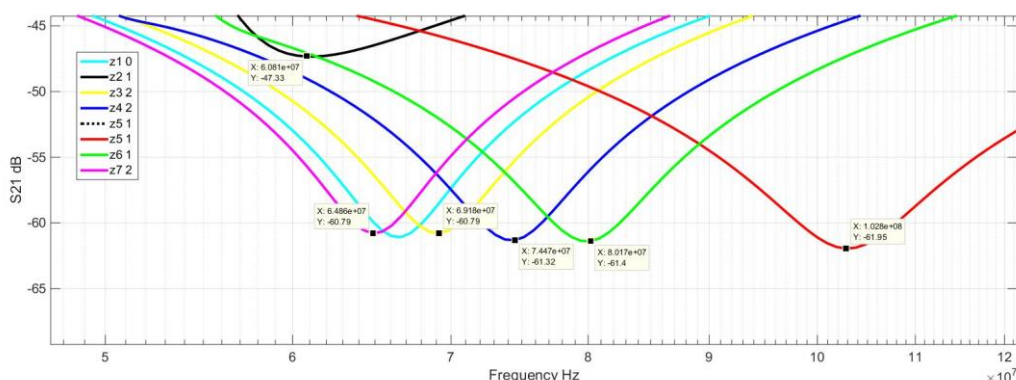
Spiestās plates z7 izstrāde ir balstīta uz 2.83. att. izstrādātā analītiskā modeļa. Kondensatori novietoti paralēli viens otram, spiestās plates celiņa platums samazināts līdz 1mm, kondensatoru savienojums ar spiestās plates zemējuma slāni atrodas līdzās viens otram, nevis kā 2.91. att. Spiestā plate redzama 2.92. att. Lai analizētu kondensatoru ietekmi uz filtra vājinājumu, kondensatori novietoti dažādos attālumos d viens no otra. Attālums starp kondensatoriem – $d = 1$ mm, $d = 2$ mm un $d = 4$ mm.



2.92. att. Spiestās plates z7, kur kondensatori atrodas attālumā d viens no otra.
a – $d = 2$ mm, b – $d = 4$ mm, c – $d = 6$ mm.

Spiestās plates z7 mērījumu un analītisko aprēķinu rezultāti salīdzināti 2. pielikuma 51. att. Mērījumu rezultāti sakrīt ar analītisko aprēķinu rezultātiem, kas balstīti uz 3D elektromagnētiskajiem modeļiem. Rezonanses amplitūdas analītisko aprēķinu rezultāti ir par 2-5dB augstāki kā mērījumu rezultāti. Palielinot attālumu starp kondensatoriem no $d = 2$ mm līdz $d = 6$ mm, filtra rezonanses frekvence samazināsniecīgā frekvenču diapazonā, rezonanses amplitūda nemainās. Tuvināts rezonanses skats attēlots 2. pielikuma 52. att

Visu filtru prototipu analītisko pārvades koeficientu S_{21} salīdzinājums dots 2. pielikuma 53. att. un tuvināts rezonanšu salīdzinājums 2.93. att. Salīdzināti visi filtru prototipi ar mazāko attālumu starp kondensatoriem. Visaugstākā rezonanses frekvence un vislielākais vājinājums visā frekvenču diapazonā novērojams filtram z5. Filtra z5 rezonanses frekvence ir augstāka par 100MHz. Filtra z5 vājinājums virs rezonanses frekvences ir par vismaz 5dB augstāks nekā citiem filtru prototipiem. Filtru prototipu z1, z3, z4, z6, z7 sniegums ir līdzvērtīgs – rezonanses frekvence mainās diapazonā no 64MHz līdz 80MHz, vājinājums virs rezonanses frekvences neatšķiras vairāk par 5dB. Vissliktāko sniegumu dod filtrs z2. Ja kondensatori novietoti minimālā attālumā viens no otra, filtrs dod vismazāko vājinājumu. Palielinot attālumu d starp kondensatoriem, filtra vājinājums palielinās, taču joprojām tas ir zemāks par citu filtru vājinājumu.



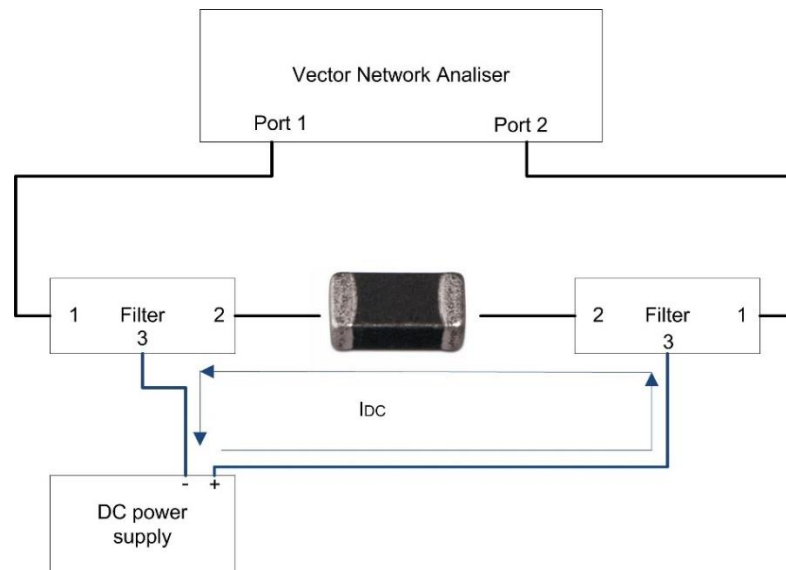
2.93. att. Filtru analītisko aprēķinu tuvināts salīdzinājums, ja kondensatori novietoti minimālā attālumā d viens no otra.

Divu kondensatoru filtru izmantošana dod iespēju palielināt filtra vājinājumu virs rezonanses frekvences. Virsmas montāžas kondensatoru novietojums spēj būtiski ietekmēt filtra vājinājumu virs rezonanses frekvences. Rezonanses frekvence nepārsniedz 70MHz, ja virsmas montāžas kondensatori tiek novietoti klasiskā veidā, kā tas ir darīts z1 un z2. Izvēloties alternatīvu kondensatoru novietojumu z5, filtra rezonanses frekvence pārsniedz 100MHz. Šāds kondensatoru novietojums nesarežģīs elektronikas iekārtu ražošanas procesu un nepalielinās elektronikas iekārtu ražošanas izmaksas. Konstrukcijas trūkums ir spiestās plates celiņa platuma samazinājums, kas ir būtisks parametrs, ja nepieciešams pārvadīt lielu strāvu. Spiestās plates celiņa platumu ierobežo attālums starp kondensatora elektrodiem, starp kuriem celiņš ir jānovieto un papildus jāparedz nepieciešamais izolācijas slānis. Liela sprieguma un lielas strāvas gadījumā šāda konstrukcija nav piemērota. Nepieciešams veikt papildus pētījumus par z1-z7 konstrukciju piemērotību dažādām sprieguma grupām un strāvas lielumiem.

3. Filtra Prototipa izstrāde

Prototipa izstrādes vajadzībām tiks izmantotas iepriekšējo nodaļu laikā iegūtās zināšanas, mērījumu metodika un mērījumu dati.

Prototips ir filtrs, kas paredzēts induktīvo komponentu pilnās pretestības mērīšanai nodrošinot slodzes strāvu $>1\text{A}$. Pirmajā filtra izstrādes stadijā kā darba strāva ir izvēlēta 1A , kas pozitīva rezultāta gadījumā tiks palielināta līdz 10A . Filtra pielietošanas blokshēma ir attēlota 3.1. att.



3.1. att. Filtra izmantošanas blokshēma.

Ar barošanas bloka palīdzību tiks nodrošināta maināma slodzes strāva I_{DC} , kas plūdis tikai caur induktīvo komponenti. Filtrs nodrošinās, lai līdzstrāvas komponente neplūst analizatora ieejās, kas tiks bojātas, ja tajās parādīsies līdzstrāvas komponente. Līdz ar to filtram jānodrošina pilnīga līdzstrāvas izolācija no mēraparāta pieslēgvietām, ja barošanas spriegums nepārsniedz 50V .

Filtra prototipam jānodrošina, lai netiktu mainīta induktīvās komponentes pretestība, dēļ pieslēgtajām papildus ķēdēm, barošanas bloks ar vadiem. Ar filtra palīdzību paredzēts veikt mērījumus induktīvajām komponentēm frekvenču diapazonā 150kHz - 100MHz , kurās komponentu pilnā pretestība pārsniedz $1.5\text{k}\Omega$.

Arī pašam filtram jāatstāj niecīgs iespaids uz mērījumu rezultātiem, lai tiktu nodrošināti precīzi induktīvās komponentes mērījumi.

Filtra prototipa izvirzītās prasības:

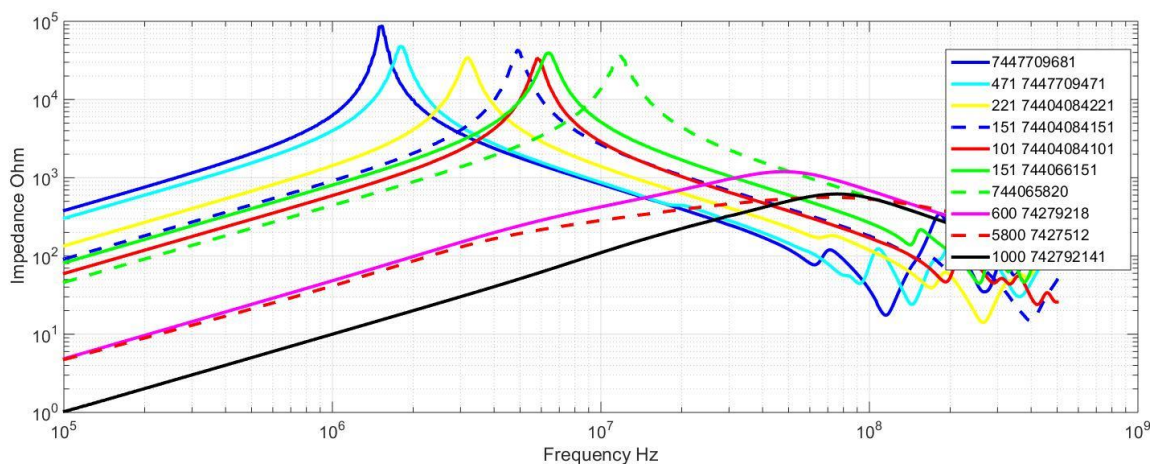
- Nodrošināt 1A strāvu (starp pieslēgvietām 2-3);
- Nodrošināt līdzsprieguma izolāciju (pieslēgvietā 1);
- Pārvades koeficients S_{12} un $S_{21} < 0.5\text{dB}$;
- Atstarojumu koeficients S_{11} un $S_{22} < -25\text{dB}$;
- Pārvades koeficients $S_{13} < -25\text{dB}$.

Pašlaik, tirgū ir necīgs šādu filtru piedāvājums. Ja turpmākā izstrādes gaitā filtra strāva tiks palielināta līdz 3...5A, tad tiks radīts filtrs, kāda tirgū nav. Šādi filtri ir nepieciešami induktīvo komponentu mērījumiem, lai novērtētu strāvas ietekmi uz magnētiskā materiāla piesātinājumu un pilnās pretestības maiņu (gan aktīvās komponentes, gan induktīvās komponentes). Šādu filtru ir iespējams izmantot arī citu EMI filtru mērījumiem, lai noteiktu strāvas iespaidu uz filtra vājinājumu.

Pamata komponente filtra izveidei ir induktīvās komponentes, kuru parametri nosaka filtra parametrus visā frekvenču diapazonā. Prototipa izveidei ir izvēlētas Wurth Elektronik virsmas montāžas induktīvās komponentes. Visām komponentēm veikti mērījumi un korekcijas saskaņā ar 2.2.1. nodaļā izstrādāto metodiku. Komponentu pilnās pretestības mērījumi veikti ekranētā bezatbalss kamerā, lai iegūtu augstas precizitātes mērījumus bez apkārtējās elektromagnētiskās vides iespaida. Virsmas montāžas induktīvo komponentu pilnās pretestības mērījumi ir doti 3.2. att. Šīs komponentes var iedalīt divās daļās:

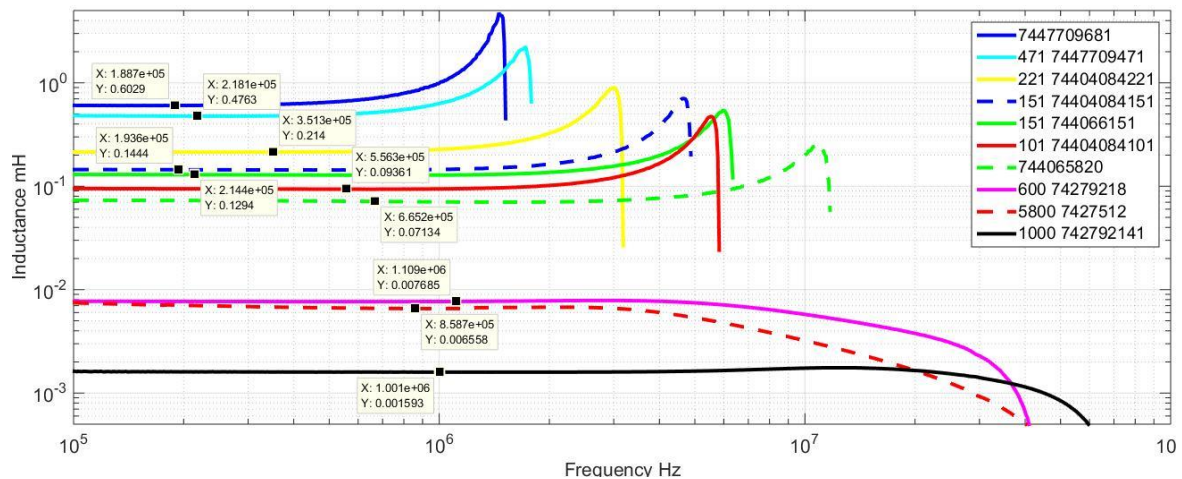
1. EMI induktīvās komponentes paredzētas traucējumu filtrēšanai, kurām raksturīgs zems labums, līdz ar to, rezonanse nav ar augstu amplitūdu. Šādām komponentēm nav nepieciešams paralēli slēgt pretestību rezonanses slāpēšanai, jo tādu nodrošina pati induktīvās komponentes konstrukcija.
2. Induktīvās komponentes, kas paredzētas pārveidotāju magnētiskās enerģijas uzkrāšanai. Šīm komponentēm raksturīgi zemi zudumi, augsts labums un izteikta pilnās pretestības rezonanse, kuru nepieciešams slāpēt, paralēli slēdzot pretestību.

Induktīvo komponentu induktivitātes aprēķini ir doti 3.3. att.



3.3. att. Virsmas montāžas induktīvo komponentu pilnās pretestības mērījumu rezultāti.

Filtra izveidei frekvenču diapazonā 150kHz-100MHz nepieciešams izvēlēties komponentes, kas vienmērīgi nosegtu visu frekvenču diapazonu, jo, kā redzams, nav vienas komponentes, kas nodrošinātu vienmērīgu vājinājumu visā frekvenču diapazonā. Komponentes ar lielu induktivitāti nodrošina augstu pretestību zemo frekvenču diapazonā, taču virs pilnās pretestības rezonanses frekvences dominē komponentes paralēlā parazītiskā kapacitāte, kas samazina pretestību.



3.4. att. Virsmas montāžas indutīvo komponentu induktivitātes aprēķinu rezultāti.

Komponentes ar zemu induktivitāti nodrošina zemu pretestību zemo frekvenču diapazonā, taču tām ir arī daudz zemāka paralēlā parazītiskā kapacitāte, kas nodrošina augstāku pretestību augsto frekvenču diapazonā, kā komponentes ar lielu induktivitāti. Komponentu parametru apkopojums ir dots Tabula 3-1.

Tabula 3-1

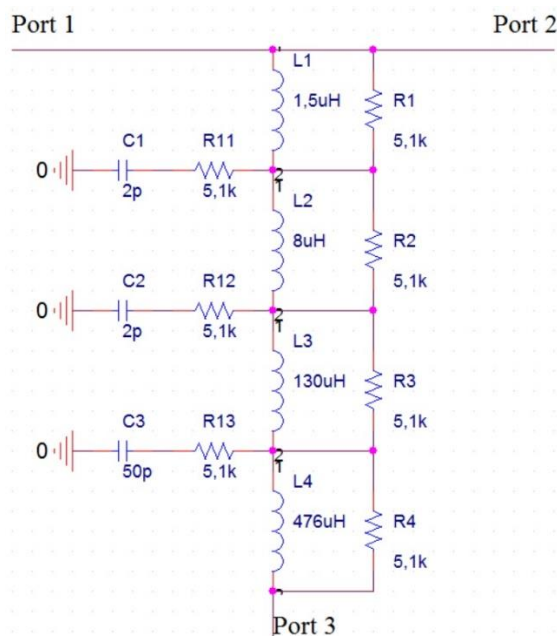
Induktīvo komponentu parametru apkopojums

Model	L mH	fres MHz	Cpar pF	Rpar kOhm
7447709681	0.6	1.53	18.05	88
471 7447709471	0.48	1.78	16.67	47
221 74404084221	0.21	3.18	11.94	34
151 74404084151	0.14	4.91	7.51	42
151 744066151	0.13	6.4	4.76	40
101 74404084101	0.093	5.78	8.16	33
744065820	0.071	11.81	2.56	36
5800 7427512	0.0065	70	0.80	0.56
1000 742792141	0.008	46.9	1.44	1.2
600 74279218	0.0015	71	3.35	0.6

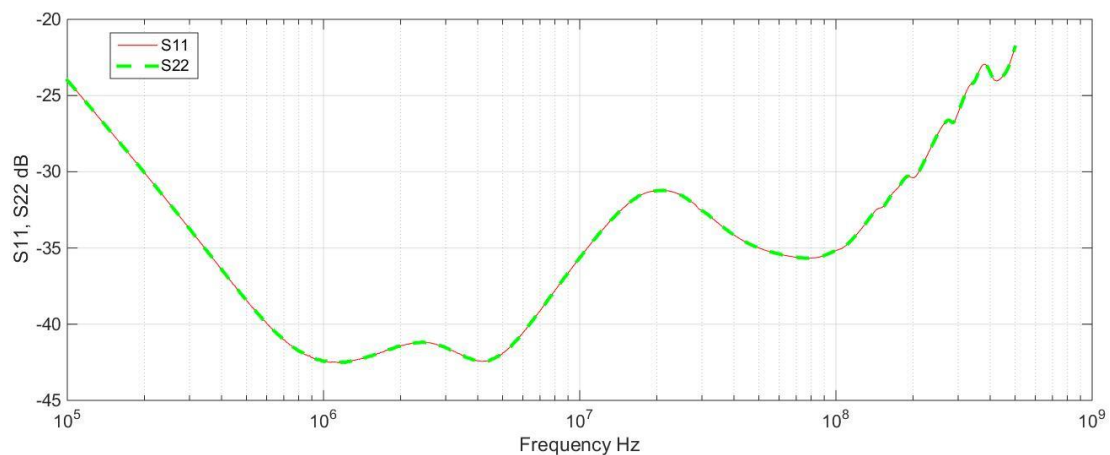
Prototipa izveidei ir paredzēts izmantot četras induktīvās komponentes 1000_742792141, 600_74279218, 151_744066151, 471_7447709471. Shēma ir dota 3.4. att. Balstoties uz iepriekšējās nodaļā izstrādātās metodikas un analītiskajiem telpiskajiem modeļiem, ir veikti filtra izkliedes parametru aprēķini. Pieslēgvietas 1 un 2 tiek slogotas ar 50Ω pretestībām, jo tās paredzētas pieslēgšanai mēraparatūrai ar 50Ω pieslēgvietām. Filtra prototipa pieslēgvietā 3 arī tiek slogota ar 50Ω pretestību.

Filtra prototipa analītiskie aprēķini ir doti 3.5. att., 3.6. att., 3.7. att. Atstarošanās koeficienti S_{11} un S_{22} ir zemāki par -25dB frekvenču diapazonā līdz 300MHz, izņemot pašā frekvenču diapazona sākumā (3.5. att.). Pārvades funkcija S_{12} un S_{21} starp pieslēgvietām 1-2 ir zemāka par 0,3dB, frekvenču diapazonā līdz 300MHz (3.7. att.). Izolācija starp pieslēgvietām 3-2 un 3-1 ir augstāka par -25dB frekvenču diapazonā līdz 300MHz. Izolācijai starp pieslēgvietām būtiski palielināsies, ja pretestība no 50Ω tiks samazināta uz $<1\Omega$, kā tas ir pieslēgta barošanas bloka gadījumā. Analītiskā ceļā aprēķinātie parametri atbilst izvirzītajā filtra prasībām. Papildus nepieciešams pievienot līdzstrāvas izolēšanas komponentes.

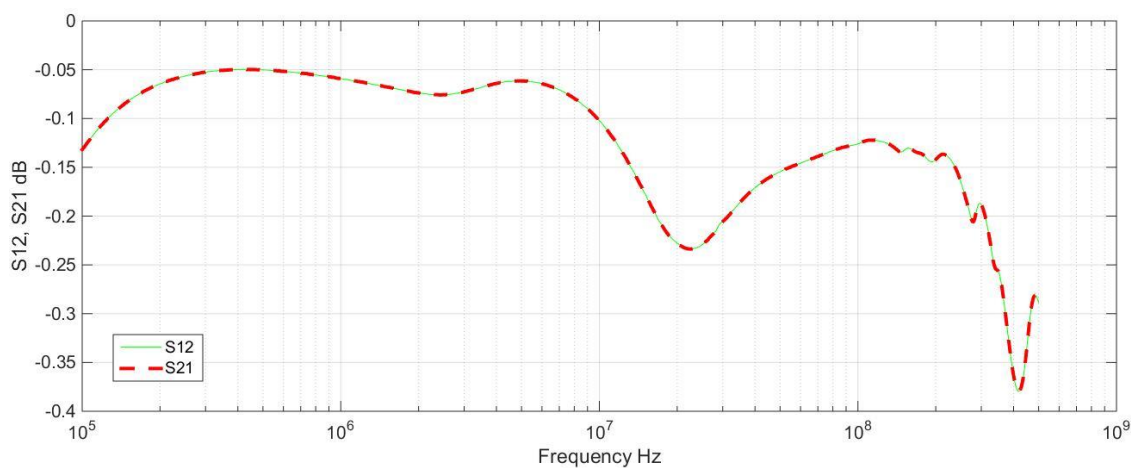
Balstoties uz izstrādātās shēmas, 3.4. att. ir izveidots filtra prototips, lai veiktu izkliedes parametru mērījumus. Izstrādātajam prototipam mērījumu laikā nav pievienotas līdzstrāvas izolēšanai paredzētās komponentes, kā arī netiek pieslēgts barošanas avots līdzstrāvas komponentes nodrošināšanai. Prototipam nav arī korpusa, kas to pasargātu no ārējā elektromagnētiskā lauka ietekmes. Mērījumi veikti ekranētā bezatbalss kamerā, lai samazinātu elektromagnētiskās vides ietekmi uz mērījumu precizitāti. Filtra prototipa spiestā plate ar komponentēm ir dota 3.8. att.



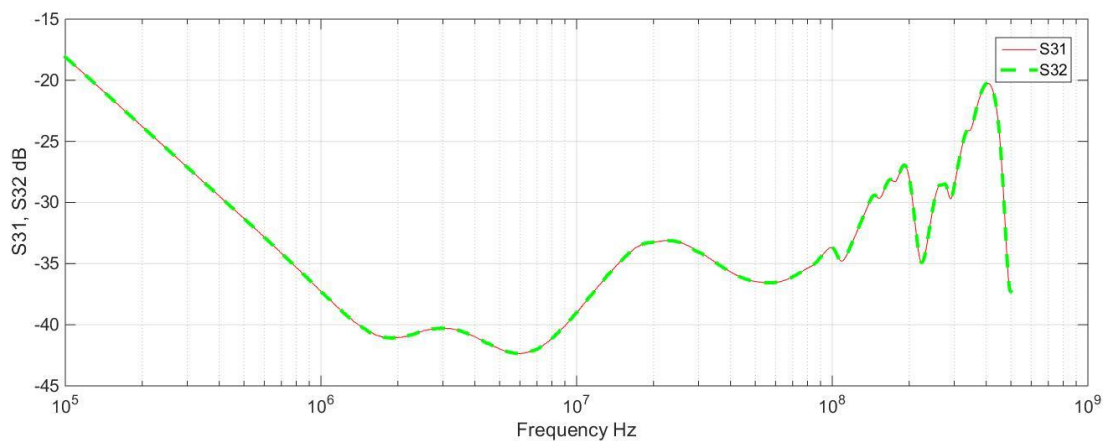
3.4. att. Filtra prototipa shēma.



3.5. att. Filtra prototipa pieslēgvietu 1 un 2 atstarošanās koeficientu analītiskais aprēķins.



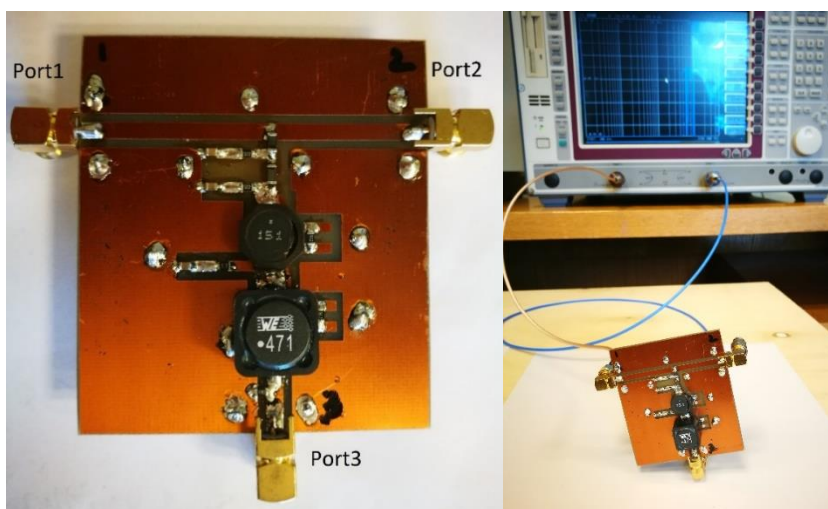
3.6. att. Filtra prototipa pārvades funkcijas starp pieslēgvietām 1-2.



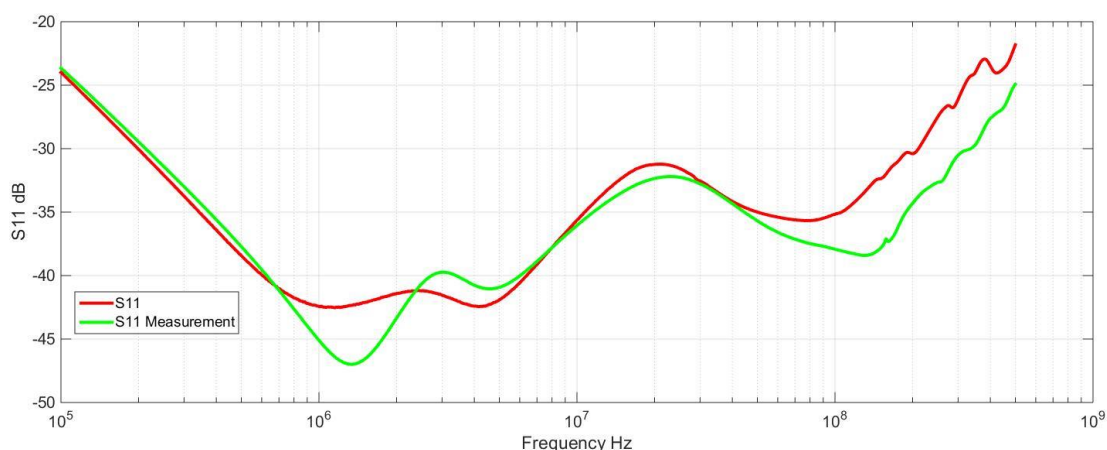
3.7. att. Filtra prototipa pārvades funkcijas starp pieslēgvietām 3-1 un 3-2.

Filtra prototipa S parametru mērījumi un analītiski aprēķinātie parametri salīdzināti 3.9. att. - 3.11. att.

Atstarošanās koeficienta vērtības ir attēlotas tikai pieslēgvietai 1, jo pieslēgvietai 2 atstarošanās koeficienta vērtības ir vienādas, analītisko aprēķinu rezultāti ir tuvi mērījumu rezultātiem (3.9. att.). Rezonanse pie 1.3MHz, mērījumu rezultātos ir būtiski izteiktāka kā analītisko aprēķinu rezultātos. Tas ir izskaidrojams ar nekorektiem analītiskajiem aprēķiniem L4 rezonanses slāpēšanā izmantojot R4. Prototipa lodēšanas laikā R4 novietojums mainīts konstrukciju nepilnības dēļ, taču veiktās izmaiņas nav iekļautas analītisko aprēķinu modelī. Pašlaik nav izskaidrojuma atstarojumu atšķirībām virs 100MHz. Mērījumu rezultāti uzrāda, ka atstarošanās koeficienta vērtība ir zemāka par -25dB frekvenču diapazonā 150kHz-100MHz (3.9. att.).

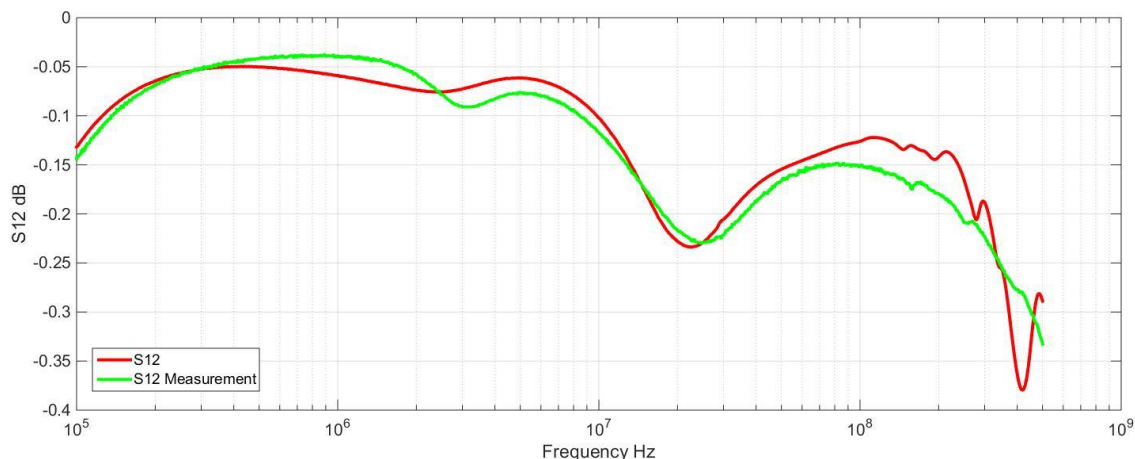


3.8. att. Filtra prototipa spiestā plate ar komponentēm. a- prototips bez korusa; b- testēšana bezatbalss kamerā.



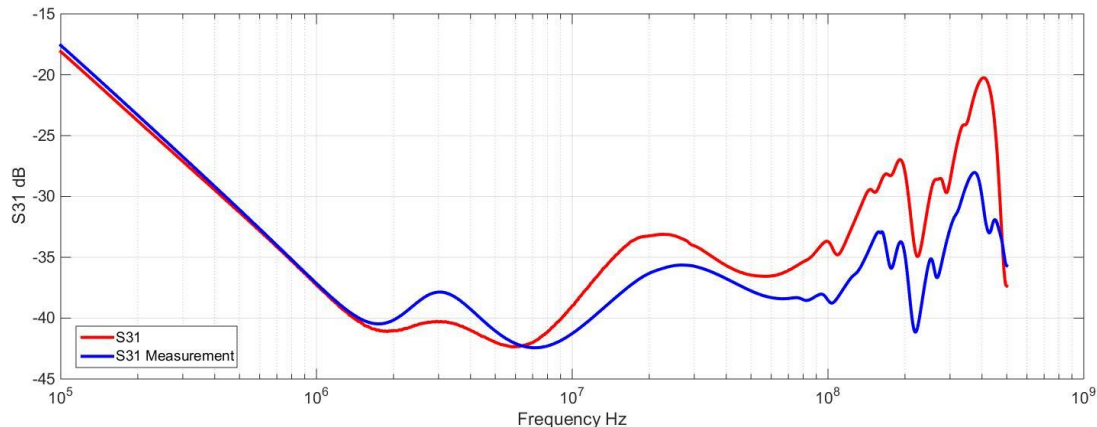
3.9. att. Filtra prototipa pieslēgvietas 1 atstarošanās koeficientu analītisko un mērījumu rezultātu salīdzinājums.

Pārvades koeficienta S12 vērtības ir salīdzinātas 3.10. att. S21 mērījumi un analītiskie aprēķini nav iekļauti, jo to vērtības ir identiskas S12. Mērītās pārvades funkcijas vērtības sakrīt ar analītiskajiem aprēķiniem ar <0.1dB precizitāti.



3.10. att. Filtra prototipa pieslēgvietas 1-2 pārvades koeficienta analītisko un mērījumu rezultātu salīdzinājums.

Pārvades funkciju S_{31} un S_{32} ir identiskas, tādēļ salīdzinājums 3.11. att. dots tikai S_{31} . Analītiskie aprēķini ir tuvi mērījumu rezultātiem frekvenču diapazonā līdz 10 MHz. Frekvenču diapazonā 10 MHz–100 MHz rezultātu sakritība 8 dB robežās. Mērījumu rezultāti ir virs -25 dB, kas teorētiski neatbilst izvirzītajam uzdevumam. Taču ja mērījumi tiktu veikti reālos apstākļos, kad pieslēgvietā pretestība ir $< 1 \Omega$, S_{31} vērtības būtu būtiski zemākas un izvirzītais uzdevums tiktu izpildīts.

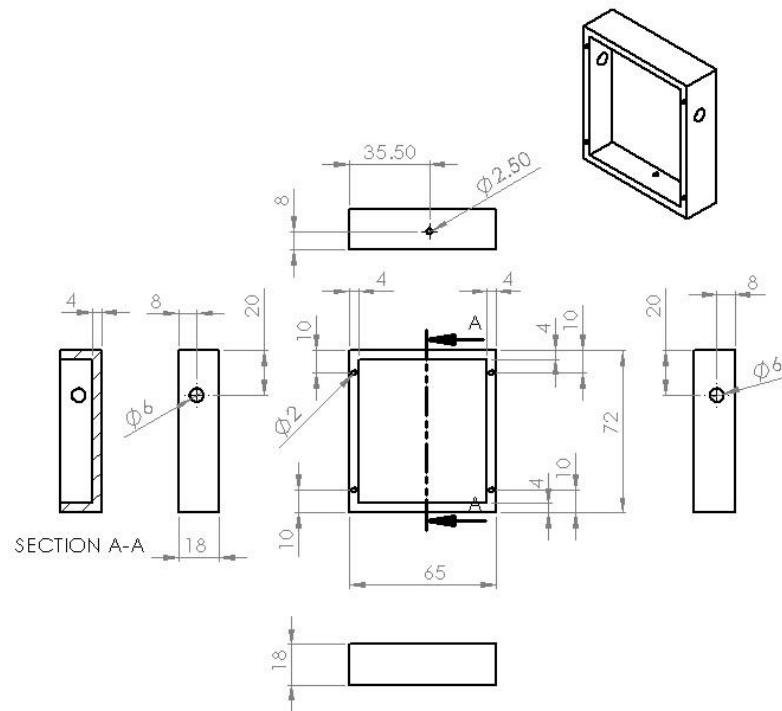


3.11. att. Filtra prototipa pārvades funkcijas starp pieslēgvietām 3-1, analītisko aprēķinu un mērījumu salīdzinājums.

Prototipa pilnvērtīgai darbībai nepieciešams korpuss, kas veiktu ekranēšanas funkcijas un nodrošinātu references virsmu (reference plane), strukturālu stingrību SMA savienotāju montāžai un korektu mērījumu veikšanai. Korpusa rasējuma skice ir dota 3.12. att.

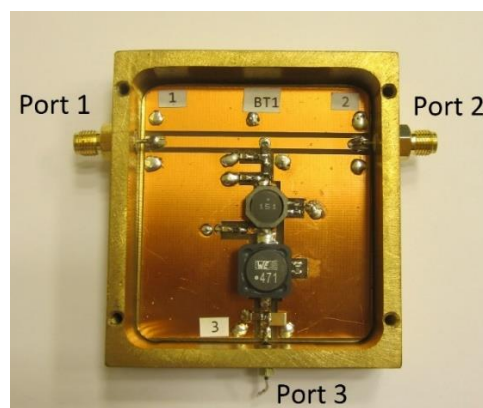
Korpuss izgatavots no misiņa. Korpusa un filtra prototipa attēli doti (BT1) 3.13. att. Filtra attēlā nav iekļauts filtra korpusa vāks. Korpuss tiek nosegts ar vāku mērījumu veikšanas laikā. Saskaņā ar mērījumu metodoloģiju, kas izstrādāta, induktīvo komponentu mērījumiem

nepieciešami divi identiski filtri, līdz ar to aktivitātes ietvaros izgatavoti divi identiski filtri BT1 un BT2.



3.12. att. Filtra prototipa korpusa rasējuma skice.

Veicot prototipa montāžu, parādījās grūtības savienot spiestās plates zemēto slāni ar korpusu, jo spiestās plates caurumu metalizācijas tehnoloģija izveido 0.3 mm alvas pacēlumus virs spiestās plates GND slāņa. Šādā veidā ar skrūvēm stiprinot spiesto plati pie korpusa tiku iegūta situācija: spiestā plate balstītos tikai uz noteiktiem caurumu metalizācijas punktiem, spiestā plate tiktu deformēta to mēģinot cieši piespiest pie korpusa. Skrūvju piespiešanas spēks var mainīties temperatūras un vibrāciju ietekmē, līdz ar to mainot pretestību starp spiestās plate GND slāni un vadošo korpusu. Šāda parametru maiņa nav pieļaujama, jo filtram jā saglabā parametru stabilitāte, lai veiktu precīzus induktīvo komponentu mērījumus.



3.13. att. Filtra prototips ar korpusu (BT1).

Vadoties pēc rekomendācijām literatūrā, labākā iespēja ir cieši piespiest spiestās plates GND slāni pie vadošā korpusa (taču caurumu metalizācija to neļauj realizēt). Lai izvērtētu esošā filtra sniegumu dažādos darbības scenārijos un optimizētu filtra konstrukciju veikti filtra izkliedes parametru mērījumi:

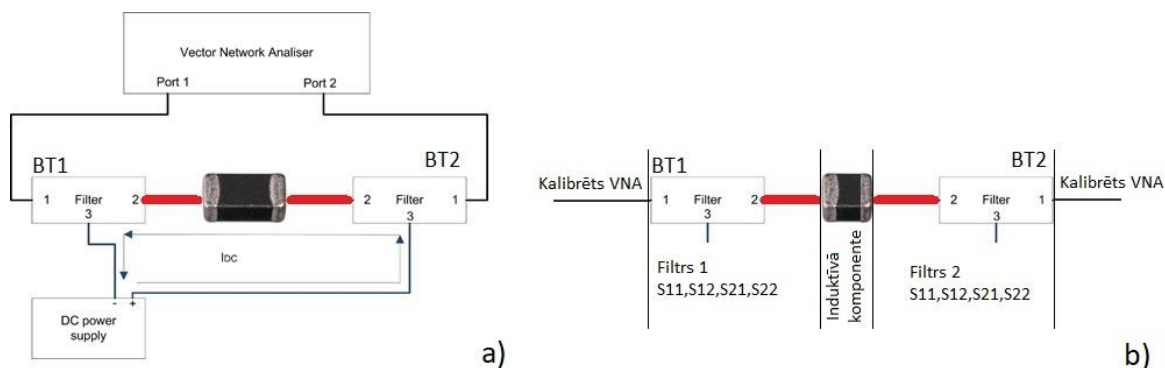
1. Spiestā plate novietota 4mm virs korpusa, neveidojot kontaktu ar to (3.13. att).
2. Spiestās plates GND slānis novietots kontaktā ar korpusu un SMA savienotāju ārējais slānis pievienots spiestās plates GND slānim (3.14. att).

Šie filtru raksturojošie izkliedes parametri būs nepieciešami arī induktīvo komponentu mērījumu apstrādei, lai veiktu mērījumu rezultātu korekciju saskaņā ar iepriekšējā nodaļā definēto telpisko modeli.



3.14. att. Filtra prototips ar korpusu (BT2), spiestās plates GND slānis novietots kontaktā ar korpusu un SMA savienotāju ārējais slānis pievienots spiestās plates GND slānim.

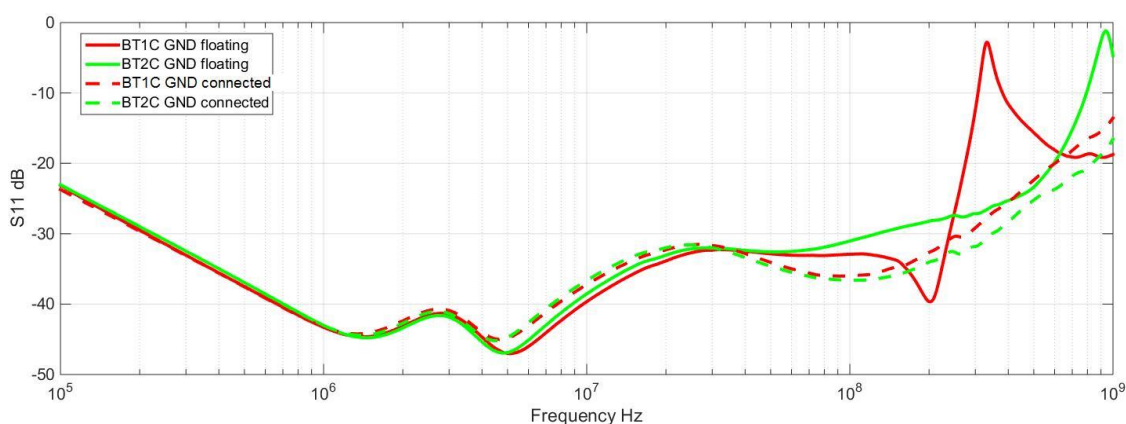
Izkliedes parametru mērījumi veikti filtriem ar pievienotu viļņvadu. Līdz ar to filtra BT1 mērījumi veikti pievienojot viļņvadu SMA savienotājam 2, bet BT2 viļņvads pievienots SMA savienotājam 1 (3.15. att.).



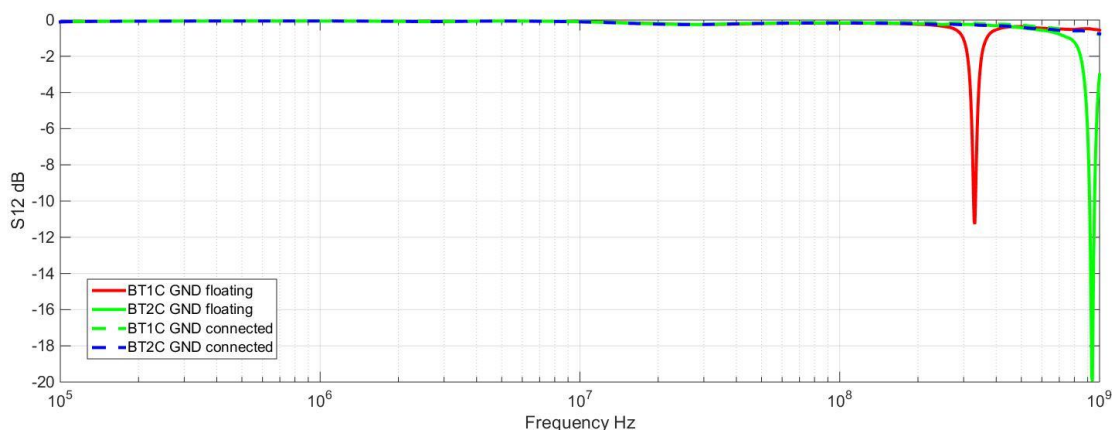
3.15. att. Induktīvo komponentu mērījumu sistēma. a – blokshēma; b – mērījumu sistēmas bloku kalibrēšana.

Pieslēgvietas 3 pievienošana mērījumu laikā nav nepieciešama. Šī pieslēgvietā tiek izmantota līdzstrāvas komponentes ievadīšanai testējamajā komponentē. Lai novērstu ārējo elektromagnētisko traucējumu iekļūšanu mērījumu sistēmā, pieslēgvietā 3 ir ievietots 1nF kondensators (feedthrough capacitor). Papildus uz spiestās plates ir novietoti divi 4.7uF kondensatori, kas savieno pieslēgvietu 3 ar spiestās plates GND slāni. Divi paralēli 4.7uF kondensatori nodrošina 0.15Ω pretestību pie 0.1MHz, kas ir daudz mazāka par ārējā barošanas bloka pretestību.

Līdzstrāvas komponentei, kas tiek ievadīta caur pieslēgvietu 3, plūšanas ceļš nav atkarīgs no tā vai spiestās plates zemējuma slānis ir savienots ar filtra korpusu vai nē. Augstfrekvences komponentēm tas ir būtiski. Mērījumu rezultātu salīdzinājums ir doti 3.16. att. - 3.19. att.



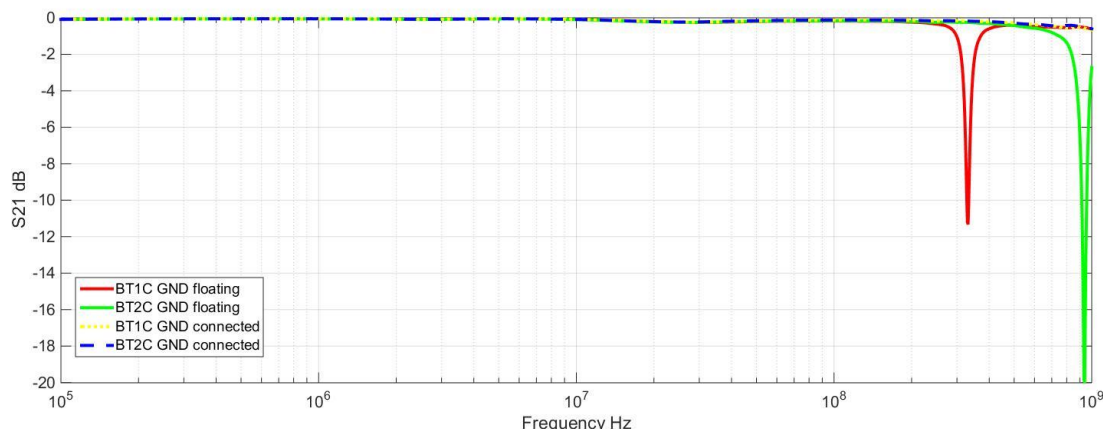
3.16. att. Atstarošanās koeficienta S11 mērījumu salīdzinājums BT1 un BT2 ar un bez spiestās plates GND slāņa savienojuma ar korpusu.



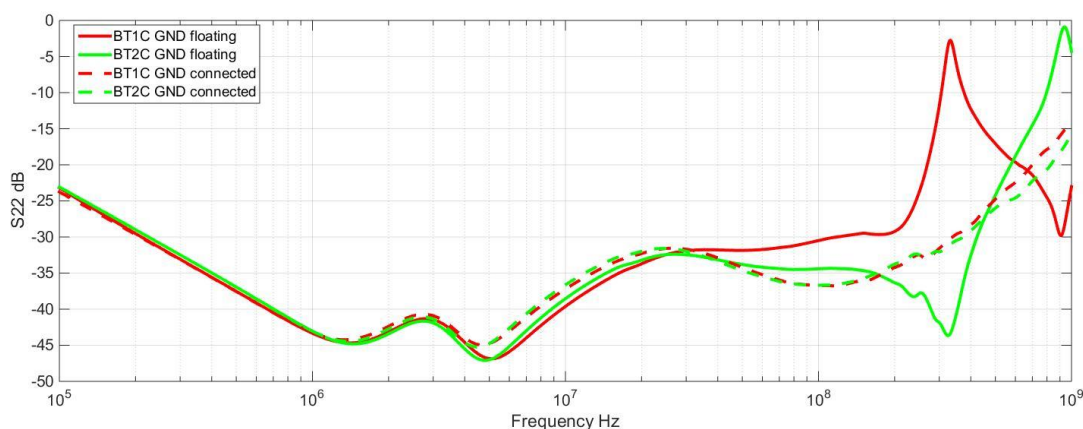
3.17. att. Pārvades koeficienta S21 mērījumu salīdzinājums BT1 un BT2 ar un bez spiestās plates GND slāņa savienojuma ar korpusu.

Kā redzams, 3.16. att. un 3.19. att. atstarošanās koeficientiem novērojamas rezonanses frekvenču diapazonā virs 100MHz. Turklāt tās ir dažādas BT1 un BT2. Savienojot spiestās

plates GND slāni ar korpusu šādas rezonanses tiek novērstas un atstarošanās koeficientiem starp BT1 un BT2 nav būtiskas atšķirības. Tas norāda uz to, ka, nesavienojot spiestās plates GND slāni ar korpusu, starp korpusu un spiestās plates GND slāni veidojas parazītiska kapacitāte, kas ir atkarīga no konstruktīvām īpašībām. Nelielas novirzes konstrukcijā (milimetru desmitdaļas) rada nopietnas izmaiņas atstarošanās koeficientos.



3.18. att. Pārvades koeficienta S_{21} mērījumu salīdzinājums BT1 un BT2 ar un bez spiestās plates GND slāņa savienojuma ar korpusu.

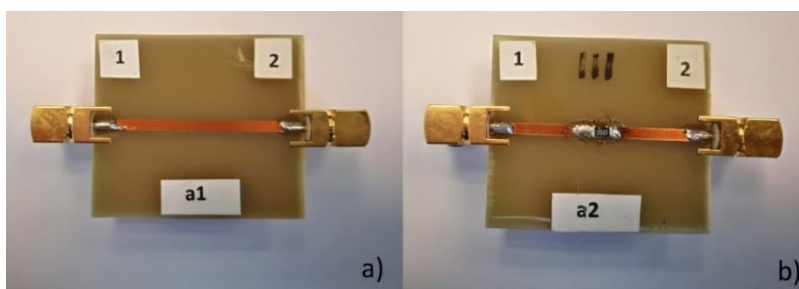


3.19. att. Atstarošanās koeficienta S_{22} mērījumu salīdzinājums BT1 un BT2 ar un bez spiestās plates GND slāņa savienojuma ar korpusu.

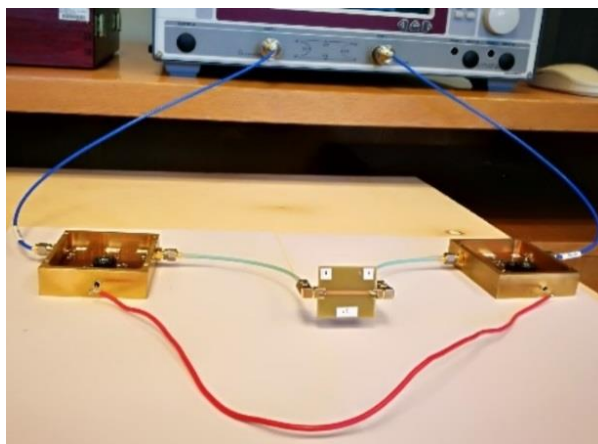
Analizējot pārvades koeficientus S_{21} un S_{12} (3.16. att. - 3.19. att.), ir iespējams novērot, ka spiestās plates zemējuma slāņa savienojums ar korpusu samazina pārvades koeficientu rezonanses līdz pat 20dB. Šādu rezonansu izskaidrojums ir analogs, kā atstarošanās koeficientu rezonansu gadījumā - parazītiskā kapacitāte starp spiestās plates zemējuma slāni un korpusu.

Analizējot tikai BT1 un BT2 izkliedes parametrus ar un bez rezonansēm, ir grūti novērtēt, kādu iespaidu tas atstās uz induktīvo komponentu mērījumiem, un vai izstrādātā metodika ir spējīga pilnībā kompensēt BT1 un BT2 ienesto kļūdu. Lai novērtētu iespaidu uz reālu komponentu mērījumiem un neveiktu analītiskus aprēķinus, analizējot iespējamo kļūdas

amplitūdu, ir veikti mērījumi, kas salīdzina trīs komponentes - īsslēgumu, 1Ω , $1k\Omega$. Mērījumi veikti ekranētā bezatbalss kamerā, izmantojot VNA. Mērījumu blokshēma ir dota 3.15. att. (a). Kalibrēšana un rezultātu korekcija veikta saskaņā ar iepriekšējās nodaļās izstrādāto metodiku un blokshēmu 3.15. att. (b). Mērījumu korekcija veikta attiecībā uz spiesto plati ar savienotājiem un komponenti, nevis tikai uz komponenti. Spiestās plates ir dotas 3.20. att. (a) plate a1, kura nodrošina īsslēgumu, 3.20. att. (b) spiestā plate a2, uz kuras tiek lodētas pretestības ar nominālu 1Ω un $1k\Omega$. Šāda veida spiestās plates imitē komponenti ar ļoti zemu, zemu un augstu pilno pretestību. Pieslēgvietas 3 abiem filtriem savienotas (sarkans vads), šādā veidā imitējot pieslēgtu līdzstrāvas barošanas bloku.

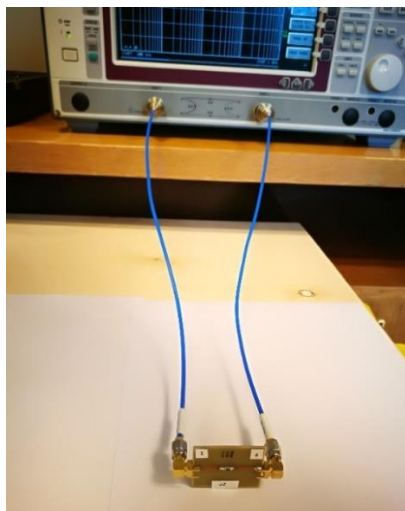


3.20. att. Spiestās plates ar komponentēm.
a – a1 īsslēgums, b – a2 uz kuras lodēti 1Ω un $1k\Omega$.



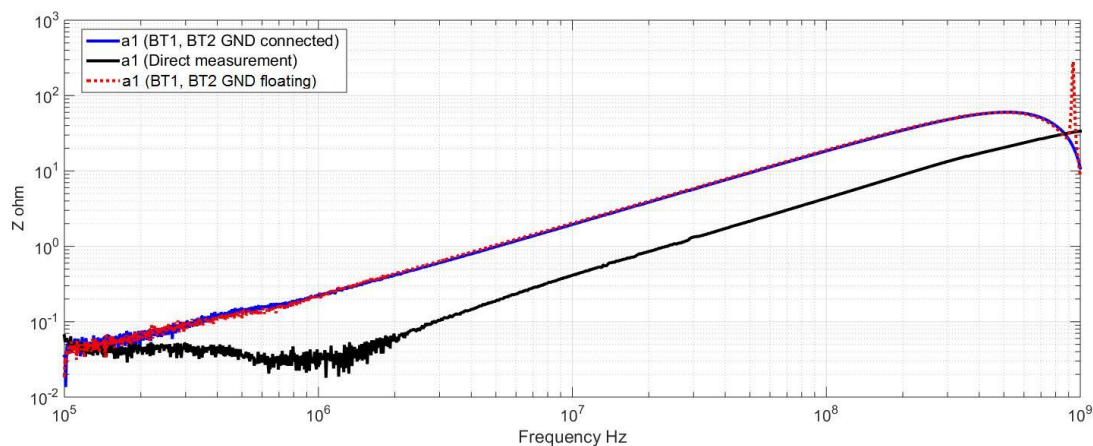
3.21. att. Mērījumi ar BT1 un BT2 ar un bez spiestās plates GND slāņa savienojuma ar korpusu platei a1.

Mērījumi platēm a1 un a2 ir veikti arī tiešā ceļā, izmantojot VNA bez BT1 un BT2 (3.22. att.). Veikta mērījumu korekcija attiecībā uz spiestajām platēm, nevis komponentēm. Analītiskā ceļā aprēķināta spiesto plašu pilnā pretestība. Mērījumu rezultāti apkopoti 3.23. att. - 3.25. att.



3.22. att. a2 mērijumi ar VNA bez BT1 un BT2.

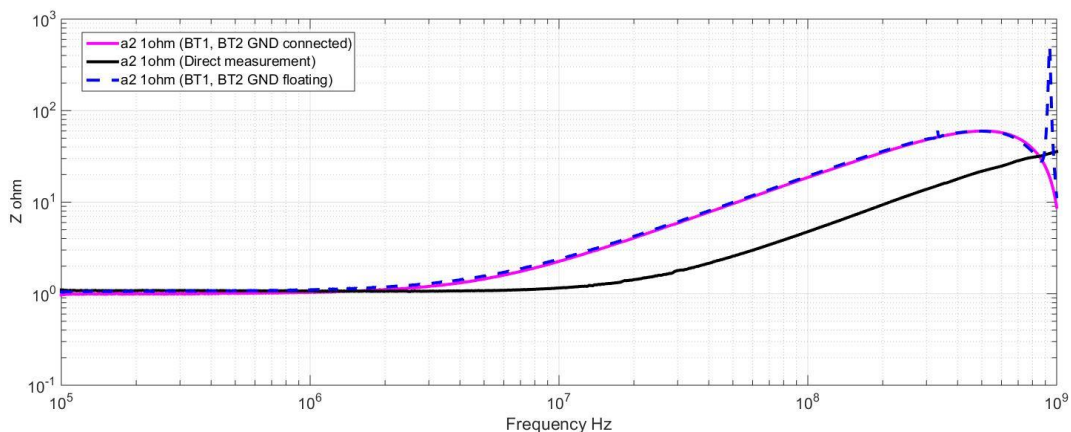
Analizējot a1 mērijumus 3.23. att., var redzēt, ka mērijumi, kas iegūti tiešā ceļā, mērot ar VNA bez BT1 un BT2, ir būtiski zemāki par mērijumiem, kas iegūti ar BT1 un BT2 palīdzību. Atšķirība starp mērijumiem ir 1.6Ω pie 1MHz . Pieaugot pretestībai, proporcionāli pieaug frekvence logaritmiskā mērogā, kas norāda uz pilnās pretestības induktīvu raksturu. Salīdzinot mērijumus, izmantojot BT1 un BT2, var redzēt, ka mērijumos, kad spiestās plates GND slānis savienots ar korpusu, nav novērojamas pilnās pretestības rezonanses frekvenču diapazonā 900MHz līdz 1000MHz . Analogas frekvences rezonanse novērojama BT1 un BT2 mēritajos izkliedes parametros.



3.23. att. A1 spiestās plates mērijumu salīdzinājums.

Analizējot a2 ar 1Ω mērijumu 3.24. att., var redzēt, ka mērijumi, kas iegūti tiešā ceļā, mērot ar VNA bez BT1 un BT2, ir būtiski zemāki par mērijumiem, kas iegūti ar BT1 un BT2 palīdzību frekvenču diapazonā virs 10MHz . Atšķirība starp mērijumiem pie 100MHz ir 14.5Ω . Pretestība pieaug, proporcionāli pieaugot frekvencei logaritmiskā mērogā, kas norāda uz pilnās pretestības induktīvu raksturu frekvenču diapazonā virs 10MHz . Salīdzinot mērijumus, izmantojot BT1 un BT2, var redzēt, ka mērijumos, kad spiestās plates GND slānis savienots ar korpusu, nav

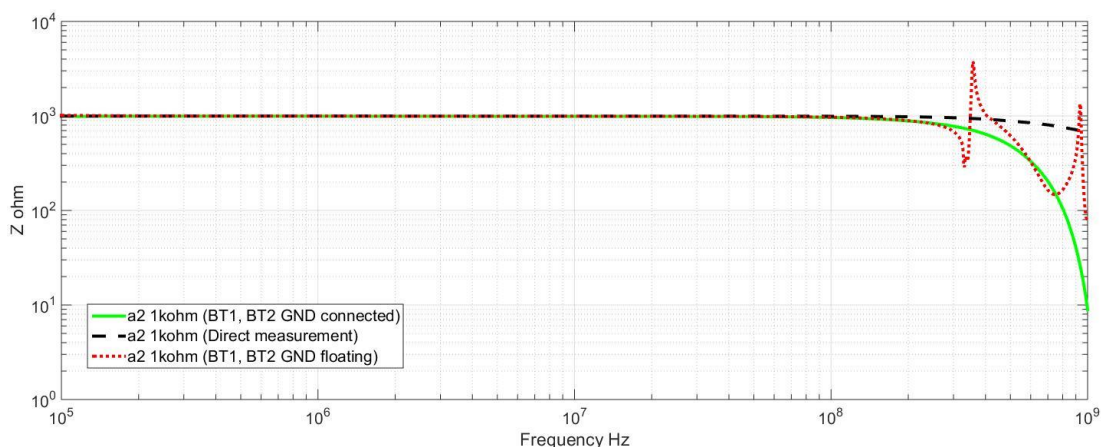
novērojamas pilnās pretestības rezonanses frekvenču diapazonā 900MHz līdz 1000MHz. Analogas frekvences rezonanse novērojama BT1 un BT2 mērītajos izkliedes parametros.



3.24. att. a2 ar 1Ω, spiestās plates mērījumu salīdzinājums.

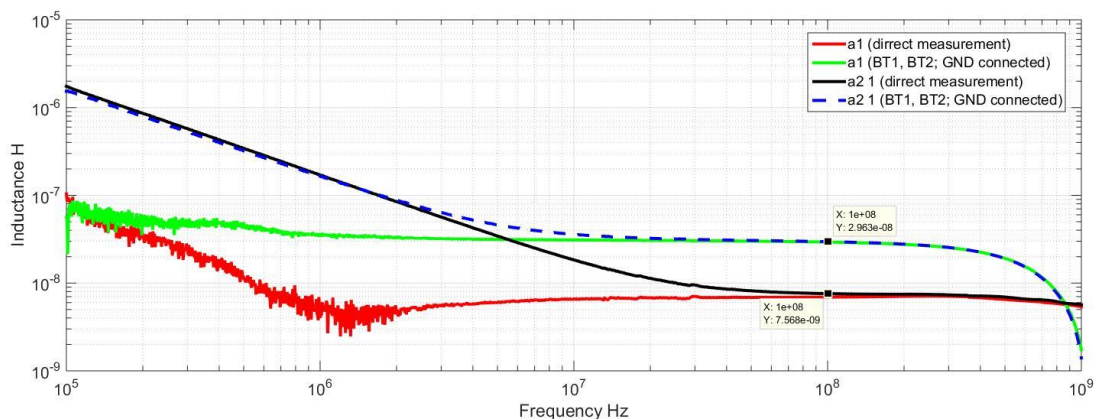
Analizējot a2 ar 1kΩ mērījumu 3.25. att., var redzēt, ka mērījumi, kas iegūti tiešā ceļā mērot ar VNA bez BT1 un BT2, sakrīt frekvenču diapazonā līdz 200MHz. Virs 200MHz sakritība ir labāka, ja izmantoti BT1 un BT2 ar spiestās plates GND slāņa savienojumu ar korpusu, jo nav novērojamas pilnās pretestības rezonanses. Taču arī šajā gadījumā sakritība būtiski samazinās frekvenču diapazonā virs 300MHz.

Aprēķinot induktivitāti, izmantojot 3.24. att. un 3.25. att. pilnās pretestības rezultātus, var redzēt, ka BT1 un BT2 ienes papildus induktivitāti (3.26. att.), ko nav izdevies kompensēt, izmantojot rezultātu korekciju. Spiestās plates a1 induktivitāte, mērot to tiešā ceļā ir korekti aprēķināta (3.26. att.) frekvenču diapazonā virs 2MHz un tā sasniedz 7.6nH pie 100MHz. Mērot spiestu plati a1, izmantojot BT1 un BT2 un veicot mērījumu korekciju, induktivitāte ir korekti aprēķināta visā diapazonā 3.26. att. Tā sasniedz 29.6nH pie 100MHz. Līdz ar to var secināt, ka, izmantojot BT1 un BT2 ar spiestu plati, kurai GND slānis pievienots korpusam, parādās nekompensēta 22nH induktivitāte.



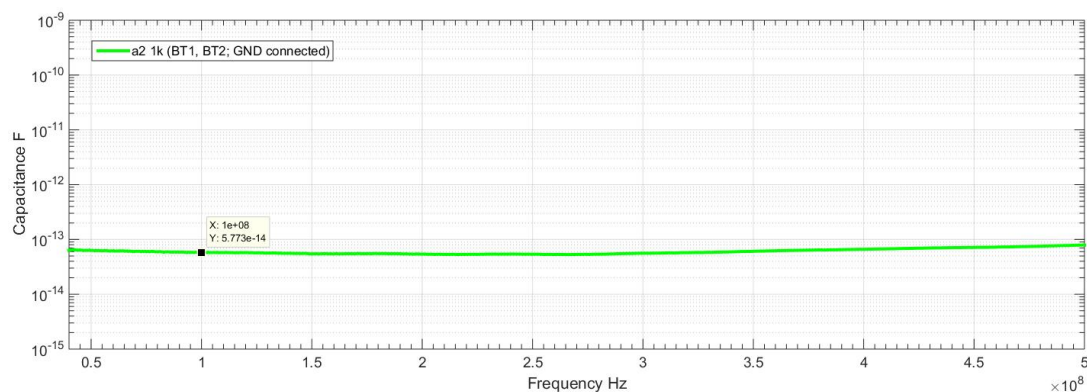
3.25. att. a2 ar 1kΩ, spiestās plates mērījumu salīdzinājums.

Līdzīgā veidā, analizējot 3.26. att. spiestās plates a2 ar 1Ω mērījumus, var secināt, ka arī šajos mērījumos parādās nekompensēta 22nH induktīva komponente, ja tiek pielietoti BT1 un BT2 (3.26. att.) induktivitātes aprēķini attiecībā uz a2 ar 1Ω ir korekti frekvenču diapazonā virs 100MHz , ja mērījumi veikti tiešā ceļā un virs 10MHz , ja mērījumi veikti izmantojot BT1 un BT2.



3.26. att. Spiesto plašu a1 un a2 ar 1Ω induktivitātes aprēķins.

Veicot sīkāku a2 ar $1\text{k}\Omega$ mērījumu rezultātu izpēti 3.25. att., var secināt, ka pilnai pretestībai ir kapacitatīvs raksturs frekvenču diapazonā virs 40MHz . Šī kapacitāte ir aprēķināta (3.27. att.) un sasniedz 0.58pF frekvenču diapazonā 40MHz - 500MHz .



3.27. att. Spiestās plates a2 $1\text{k}\Omega$ kapacitatīvās komponentes aprēķins, ja mērījumi veikti ar BT1 un BT2 spiestās plates GND slāni savienojot ar korpusu.

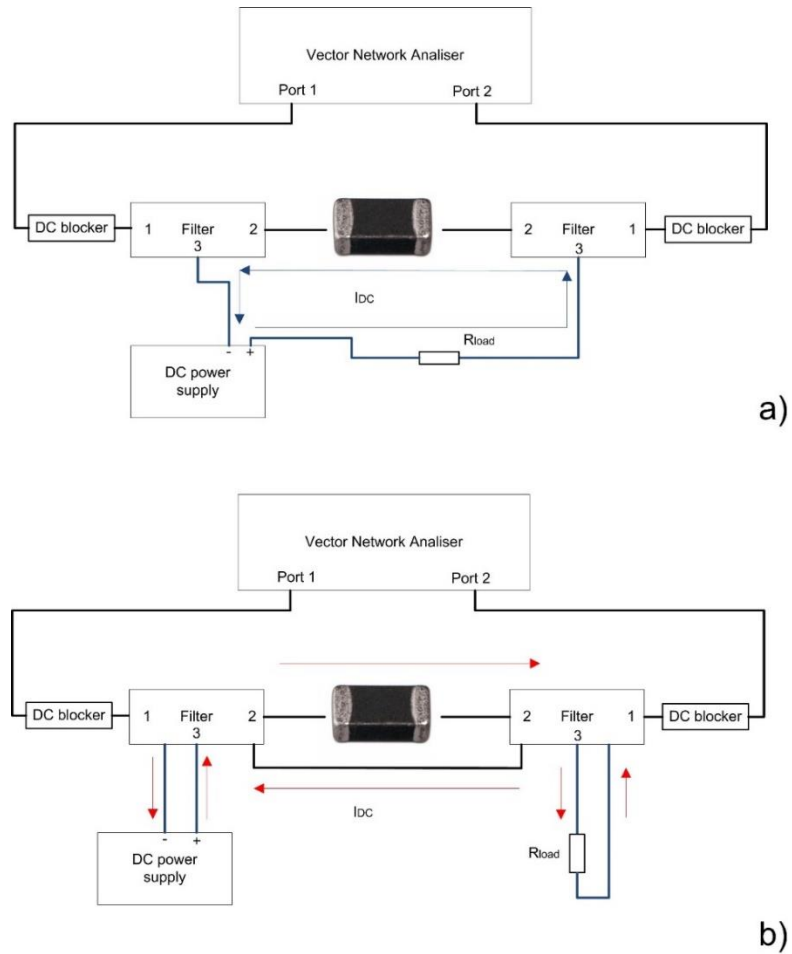
BT1 un BT2 ar spiesto plati, kuras GND slānis savienots ar korpusu rada 22nH induktīvo komponenti un 0.58pF kapacitatīvo komponenti. Induktīvā komponente ir vērtā ņemama, ja tiek veikti mērījumi virsmas SMD komponentēm ar ļoti zemu pretestību. Induktīvā komponente 22nH rada 13.8Ω papildus pretestību pie 100MHz un 0.013Ω pretestību pie $100\text{k}\Omega$. Šāda papildus pretestība būtiski neiespaido induktīvo un kapacitatīvo komponentu mērījumus.

Turpmākajā pētījuma gaitā BT1 un BT2 ar spiesto plati, kuras GND slānis savienots ar korpusu, tiks apzīmēts ar BT1 un BT2. Turpmākajā pētījumu gaitā tiks izmantoti tikai BT1 un BT2, kur spiestās plates GND slānis savienots ar korpusu.

3.1. BT1 un BT2 prototipa pielietošana komponentu mērījumos, slogojot tās ar līdzkomponenti

BT1 un BT2 prototipi ir pārbaudīti bez līdzstrāvas ievadīšanas, veicot mērījumus virsmas montāžas komponentēm. Viens no līdzstrāvas barošanas bloka pieslēgšanas veidiem ir attēlots 3.15. att. (a). Bloks hēma ir papildināta ar ārējām līdzkomponentes bloķēšanas ķēdēm (DC-blocker) 3.28. att. (a), slēgums E. Šajā gadījumā līdzstrāvas komponente plūst tikai caur pieslēgvietām Nr. 3, bet tā neplūst caur BT1 un BT2 korpusu. Šādā situācijā BT1 un BT2 korpusi ir izolēti no līdzstrāvas komponentes, kas varētu radīt problēmas augstāko frekvenču diapazonā nenoteiktības dēļ, ko rada parazītiskā kapacitāte starp korpusu un spiesto plati, un komponentēm. Lai novērstu šādas situācijas rašanos, mērījumu laikā tiks izmantots arī alternatīvs barošanas bloka pieslēgšanas veids 3.28. att. (b), slēgums F. Barošanas bloks tiks pieslēgts pie BT1 pieslēgvietas 3. un korpusa. Lai strāvas ķēde noslēgtos caur virsmas montāžas komponenti, BT2 ir pieslēgta slodzes pretestība. R_{load} pretestības lielumam nav nozīmes, ja ir iespējams nodrošināt nepieciešamo strāvu, nepārsniedzot maksimāli pieļaujamo spriegumu. Maksimāli pieļaujamo spriegumu nosaka līdzsprieguma komponentes bloķējošās ķēdes BT1 pieslēgvietā 1 un BT2 pieslēgvietā 2. Pašlaik līdzkomponentes bloķēšanai tiek izmantoti BLK-89-S+, kuru darba diapazons ir līdz 50V. Pirms mērījumu procedūras uzsākšanas ir jāveic BT1 un BT2 mērījumi, lai iegūtu korekcijas datus turpmāko mērījumu korekcijai. BT1 jāveic visu četru izkliedes parametru mērījumi 1. un 2. pieslēgvietai kā divpolam, pieslēgvietā 1 pievienojot līdzstrāvas bloķēšanas ķēdi un pieslēgvietā 2. pievienojot viļņvadu, kurš tik izmantots mērāmās komponentes pievienošanai. Viļņvada un līdzstrāvas bloķēšanas ķēdes pievienošana BT1 korekcijas datu iegūšanai ir ļoti būtiska, lai iegūtu iespējami precīzus mērījumu rezultātus pēc korekcijas veikšanas. Arī BT2 jāveic visu četru S-parametru mērījumi 1. un 2. pieslēgvietai kā divpolam. Pieslēgvietā 2. pievienojot līdzstrāvas bloķēšanas ķēdi un pieslēgvietā 1 pievienojot viļņvadu, kurš tik izmantots mērāmās komponentes pievienošanai. Viļņvads jāizvēlas pēc iespējas īsāks. Viļņvadam ir jāspēj nodrošināt arī līdzstrāvas komponentes plūsmu. Gadījumā, ja viļņvada šķērsgriezuma laukums būs par mazu, notiks pastiprināta silšana un viļņvads tiks bojāts. Garu un maza šķērsgriezuma viļņvadu gadījumā tie var radīt nenokompensējamu induktivitāti un pretestību, mērot virsmas montāžas induktīvās komponentes. Papildus uzmanība jāpievērš SMA savienotājiem, to kvalitātei un tīrībai, sevišķi centrālajai dzīslai, lai nerastos papildus pretestība, kas var radīt pastiprinātu silšanu un savienotāju nolietošanos. BT1 un BT2 mērījumu procedūra ir attēlota 3.29. att.

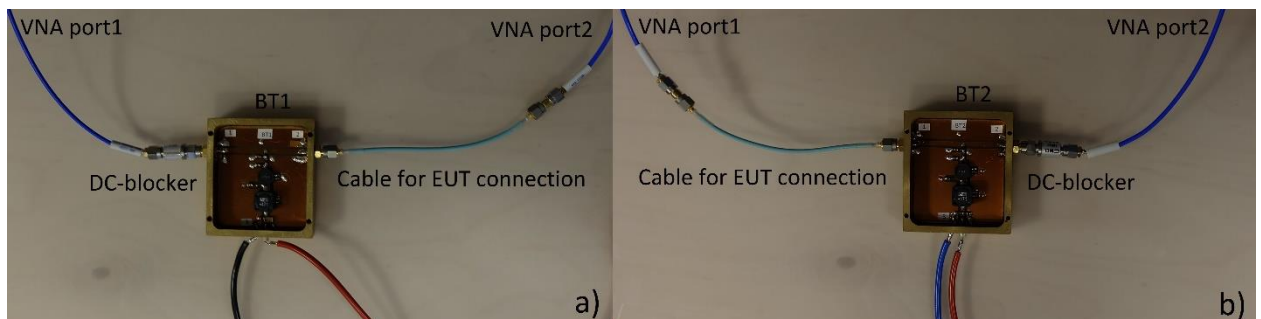
Barošanas bloka vadu garums un novietojums neatstāj iespaidu uz BT1 un BT2 parametriem, jo 3 savienotājs ir savienots ar vairākiem uF kondensatoriem ar spiestās plates zemējuma slāni. Tas frekvenču diapazonā virs 100kHz ir īsslēgums, līdz ar to slēdzot jebkādas pretestības barošanas avotu pie 3. savienotāja netiek mainīta tā pretestība attiecībā pret korpusu un spiestās plates zemējuma slāni.



3.27. att. Induktīvo komponentu mērījumu sistēmas blokshēma.

a – slēgums E, līdzstrāvas komponentes ievadīšanai neizmantojot BT1 un BT2 korpusu, b – slēgums F, līdzstrāvas komponentes ievadīšanai izmantojot BT1 un BT2 korpusu.

BT1 un BT2 mērījumi tiek veikti bez līdzstrāvas komponentes. Līdzstrāvas komponentes nodrošināšana 3.29. att. redzamajos slēgumos nav iespējama, jo strāvai nav kur noslēgties.

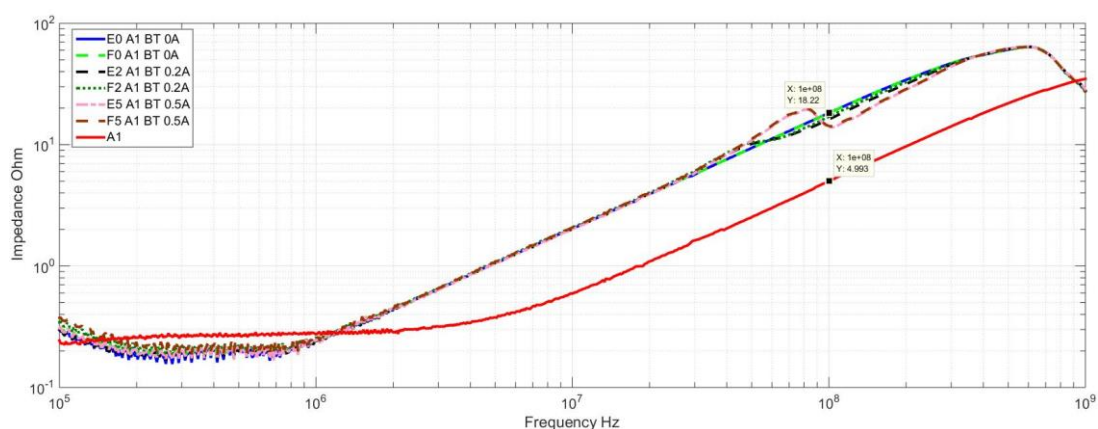


3.28. att. Izkliedes parametru mērījumu procedūra.
a- BT1, b- BT2.

BT1 un BT2 mērijumi tiek veikti bez līdzstrāvas komponentes. Līdzstrāvas komponentes nodrošināšana 3.29. att. redzamajos slēgumos nav iespējama, jo strāvai nav kur noslēgties.

Mērijumi veikti spiestajai platei a1 3.20. att. (a) un spiestajai platei a2 3.20. att. (b) uz kuras montētas pretestības 1Ω , $1k\Omega$ un induktīvās komponentes L1 WE 42 792141 un L2 WE 742 782 18. Mērijumi veikti ar līdzstrāvas komponenti 0A, 0.2A un 0.5A. Mērijumiem izmantoti abi mērijumu slēgumi: slēgums E un slēgums F (3.28. att.). Mērijumu korekcija veikta attiecībā uz spiesto plati, kas tiek mērīta kopā ar virsmas montāžas komponenti nevis tikai virsmas montāžas komponenti.

Spiestās plates a1 mērijumi ar korekciju ir doti 3.30. att. Spiestā plate būtībā reprezentē taisnu celiņu ar niecīgu pretestību. A1 mērijumi ir veikti arī tiešā veidā, izmantojot tikai VNA, bez BT1 un BT2 starpniecības, lai varētu salīdzināt mērijumus.

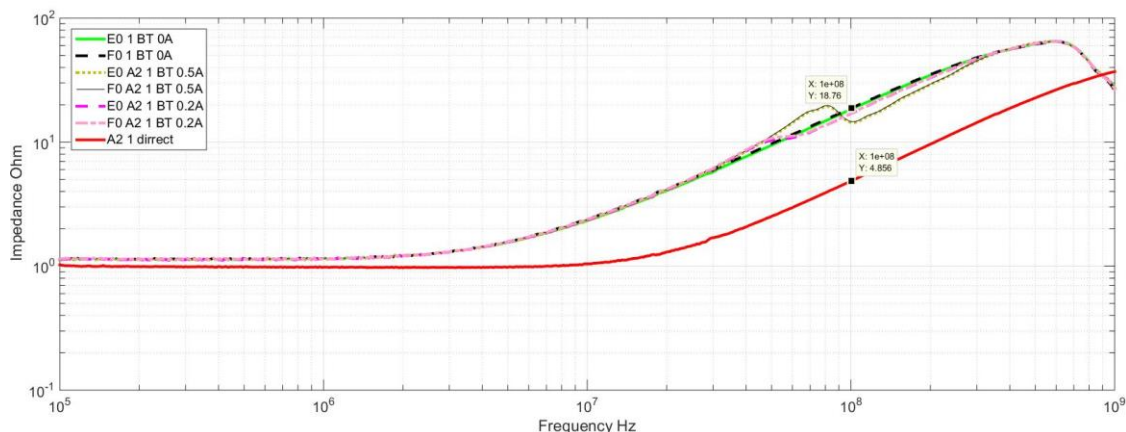


3.30. att. Spiestās plates a1 mērijumi.

Veicot a1 tiešos mērijumus frekvenču diapazonā līdz 2MHz pilnā pretestība ir aktīva robežās no 0.1Ω - 0.2Ω . Virs 2MHz pretestība pieaug induktīvā rakstura dēļ. Induktivitāte pie 100MHz sasniedz 7.9nH. Veicot mērijumus ar BT1 un BT2 starpniecību, slēgumos E un F ar līdzstrāvas komponenti 0A, 0.2A un 0.5A, var secināt, ka rezultāti nav atkarīgi no slēguma veida.

Līdzstrāvas komponente 0.5A esamība pilnās pretestības mērijumu rezultātus maina 5Ω robežās, frekvenču diapazonā 40MHz līdz 300MHz. Niecīgu iespaidu uz mērijumiem atstāj 0.2A līdzstrāvas komponente. Tā kā spiestās plates a1 pilnā pretestība nav atkarīga no līdzstrāvas komponentes amplitūdas, tad šāda parādība ir izskaidrojama ar mērijumu rezultātu korekcijas kļūdu. BT1 un BT2 sastāv no 4 induktīvām komponentēm, kuras pilnā pretestība ir atkarīga no līdzstrāvas komponentes amplitūdas. Tā kā BT1 un BT2 mērijumi korekcijas vajadzībām ir veikti ar 0A līdzstrāvas komponenti, tad mērijumu rezultātu korekcijā parādās kļūdas, ja līdzstrāvas komponente ir $>0A$. Veicot mērijumus ar BT1 un BT2 starpniecību, pilnās pretestības induktīvā komponente ir būtiski lielāka par pilnās pretestības komponenti, kas iegūta mērijumus veicot tiešā ceļā, izmantojot tikai VNA. Tā sastāda 29.9nH. BT1 un BT2 pielietošana rada papildus 22nH induktīvu komponenti.

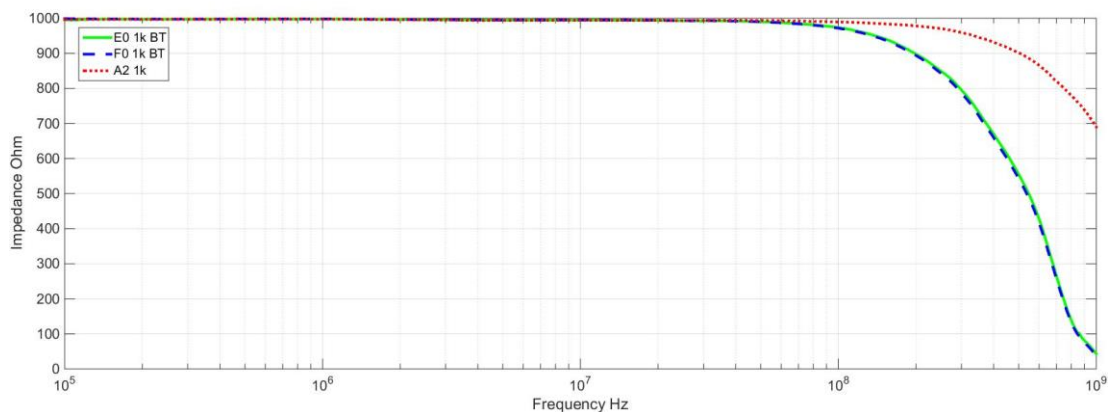
Spiestās plates a2 ar 1Ω pretestību mērījumu rezultāti doti 3.31. att. Frekvenču diapazonā līdz 10MHz pretestība ir aktīva veicot mērījumus tiešā ceļā, izmantojot tikai VNA. Pilnās pretestības induktīvā komponente pie 100MHz sastāda 7.9uH.



3.31. att. Spiestās plates a2 mērījumi ar 1Ω pretestību.

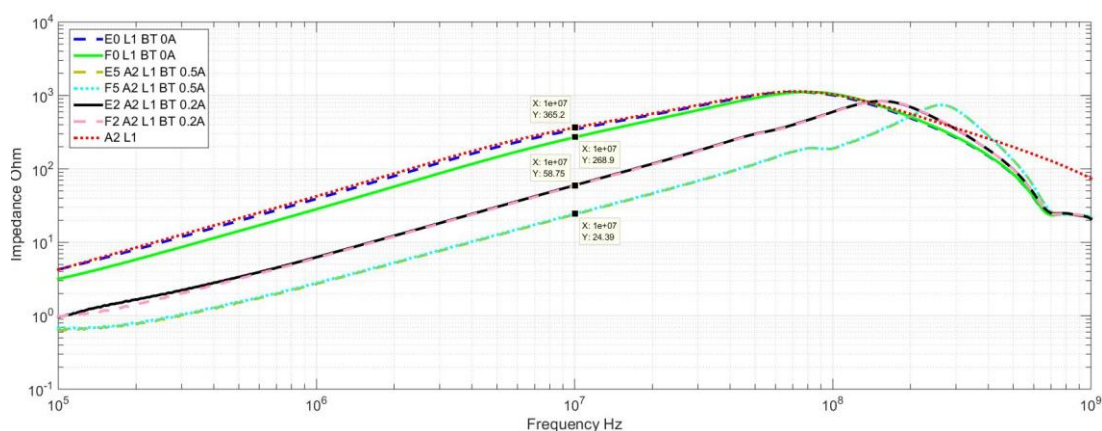
Veicot mērījumus ar BT1 un BT2 starpniecību, slēgumos E un F ar līdzstrāvas komponenti 0A, 0.2A un 0.5A var secināt, ka rezultāti nav atkarīgi no slēguma veida. Līdzstrāvas komponente 0.5A esamība pilnās pretestības mērījumu rezultātus maina 5Ω robežās frekvenču diapazonā 40MHz līdz 300MHz. Necīgu iespaidu uz mērījumiem atstāj 0.2A līdzstrāvas komponente. Izskaidrojums ir līdzīgs kā a1 mērījumiem. Pilnās pretestības induktīvā komponente, veicot mērījumus ar BT1 un BT2 starpniecību, sastāda 29.9nH. BT1 un BT2 pielietošana rada papildus 22nH induktīvu komponenti.

Spiestās plates a2 mērījumi ar $1k\Omega$ pretestību ir doti 3.32. att. Mērījumi ar $1k\Omega$ pretestību ir veikti tikai ar 0A līdzstrāvas komponenti, jo ar 50V barošanas bloka spriegumu nav iespējams sasniegt 0.2A amplitūdu. BT1 un BT2 izmantošana mērījumu veikšanai, frekvenču diapazonā līdz 100MHz neatstāj iespaidu uz mērījumu rezultātiem. Virs 100MHz BT1 un BT2 pielietošana mērījumu rezultātos uzrāda būtiski zemāku pilno pretestību. To iespējams izskaidrot ar papildus parazītisko kapacitāti, ko rada BT1 un BT2 pielietošana.

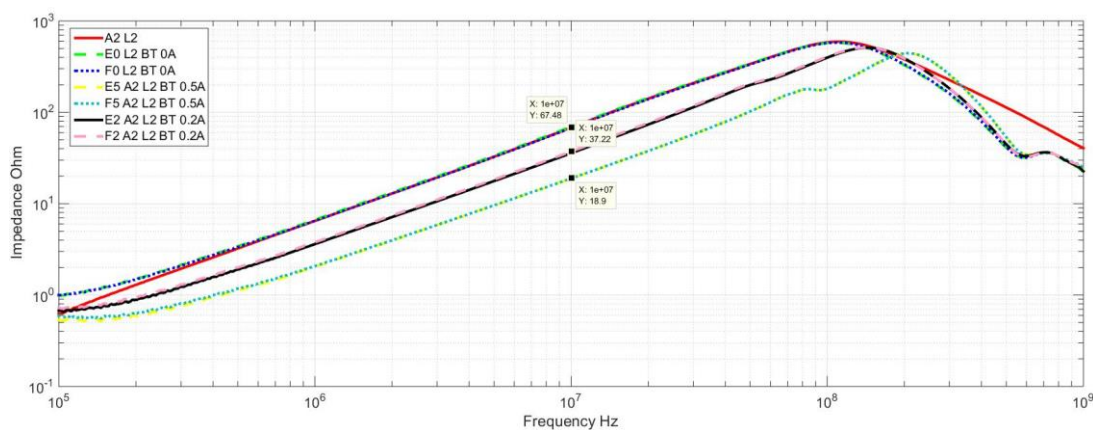


3.32. att. Spiestās plates a2 mērījumi ar $1k\Omega$ pretestību.

Induktīvo komponentu mērījumi, izmantojot spiesto plati a2, ir doti 3.33. att. un 3.34. att. L1 un L2 mērījumi ir veikti arī tiešā veidā, izmantojot VNA bez BT1 un BT2 starpniecības. Kā redzams, tiešā veidā veiktie mērījumi sakrīt ar mērījumiem, kas veikti ar BT1 un BT2 starpniecību ar līdzstrāvas komponenti 0A, frekvenču diapazonā līdz 100MHz. Frekvenču diapazonā virs 100MHz tiešā veidā veiktie mērījumi uzrāda būtiski augstāku pilno pretestību. Veicot mērījumus ar 0.2A un 0.5A līdzstrāvas komponenti, pilnā pretestība samazinās frekvenču diapazonā līdz 100MHz. Jo lielāka līdzstrāvas komponente, jo zemāka induktīvās komponentes pilnā pretestība. Pievēršot uzmanību pilnās pretestības līknēm 40MHz-200MHz var redzēt, ka līknēs parādās nelielas rezonanses. Tas ir izskaidrojams ar jau augstāk minētajiem BT1 un BT2 mērījumiem, kuri veikti bez līdzstrāvas komponentes.



3.33. att. Spiestās plates a2 mērījumi ar induktīvo virsmas montāžas komponenti L1 WE 42 792141.



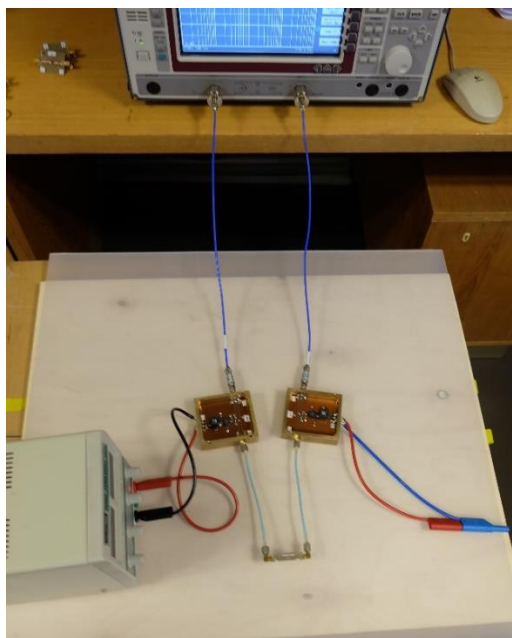
3.34. att. Spiestās plates a2 mērījumi ar induktīvo virsmas montāžas komponenti L2 WE 742 782 18.

Induktivitātes aprēķini ir apkopoti tabulā 3-2.

Induktivitātes aprēķini L1 un L2

I_{DC}	L1	L2
0A	5.81uH	1.07uH
0.2A	0.93uH	0.59uH
0.5A	0.38uH	0.3uH

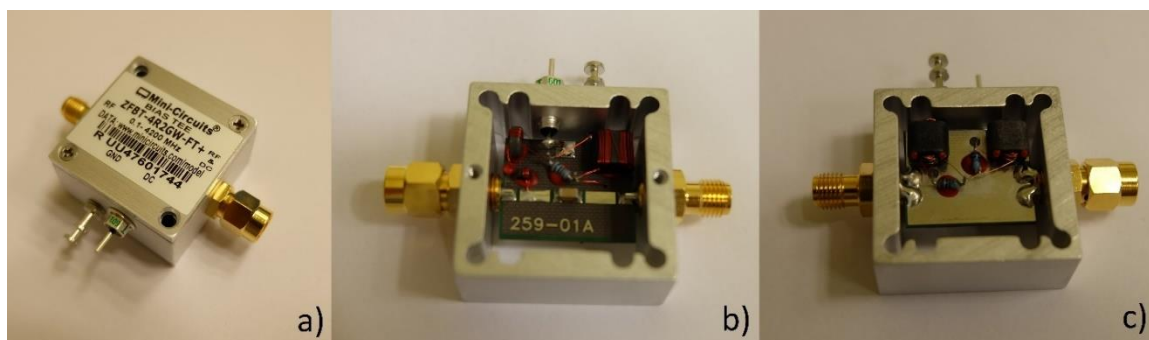
Analizējot slēgumu E un F sniegtos rezultātus, var secināt, ka nav būtisku atšķirību. Līdz ar to turpmākajā pētījuma gaitā tiks pielietots tikai slēgums F, 3.28. att. Mērījumu procedūra, kas veikta ekranētā bezatbalss kamerā augstāk minētajām spiestajām platēm un komponentēm ir dota 3.35. att.



3.35. att. Mērījumu veikšana ekranētā bezatbalss kamerā.

3.2. Zinātniskajos pētījumos pieejamo komerciālo filtru mērījumi un salīdzinājums ar izstrādāto prototipa filtru

Zinātniskajos pētījumos veicot induktīvo komponentu parametru mērījumus, mainot komponentes slodzes strāvu, tiek izmantoti filtri. Šādi filtri ir plaši pieejami tirgū, taču ierobežotam frekvenču diapazonam. Strāva ir robežās līdz 0.5A. Piemēram, pētījumā [51] izmantots MiniCircuits ZFBT-4R2GW+. Izklāstītajā pētījumā netiek analizēta ZFBT-4R2GW+ iedarbība uz mērījumu rezultātiem. Tiek pieņemts, ka mērījumu korekcija būs ideāla un ZFBT-4R2GW+ neatstās nekādu iespaidu uz mērījumu rezultātiem. Analogs pieņēmums tiek izdarīts arī attiecībā uz slodzes strāvas ietekmi uz mērījumiem. Lai analizētu šī pētījuma kvalitāti un ZFBT-4R2GW+ ietekmi uz mērījumiem, tika iegādāti vairāki ZFBT-4R2GW+ un veikti mērījumi. Izklāstīto parametru mērījumu rezultāti salīdzināti ar izstrādāto filtru BT1 un BT2. ZFBT-4R2GW+ attēli un iekšējā struktūra ir dota 3.36. att.

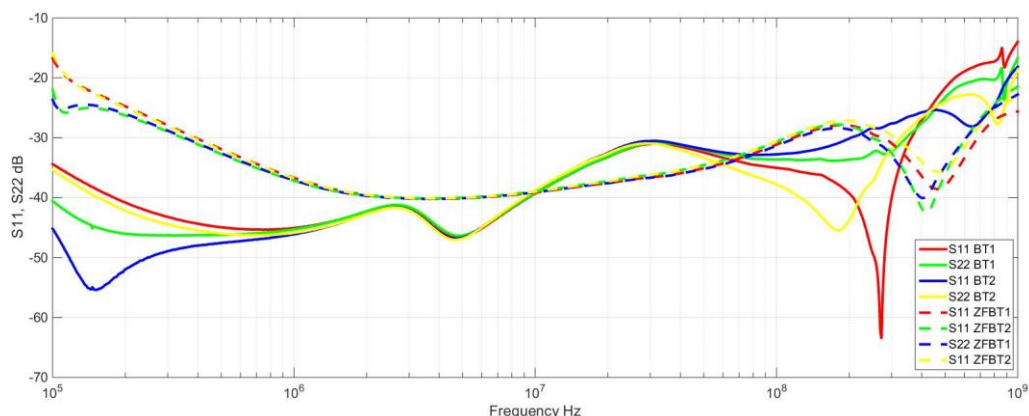


3.36. att. Filtrs ZFBT-4R2GW+.

a – skats no priekšas, b – skats no priekšas bez vāka, c – skats no aizmugures bez vāka.

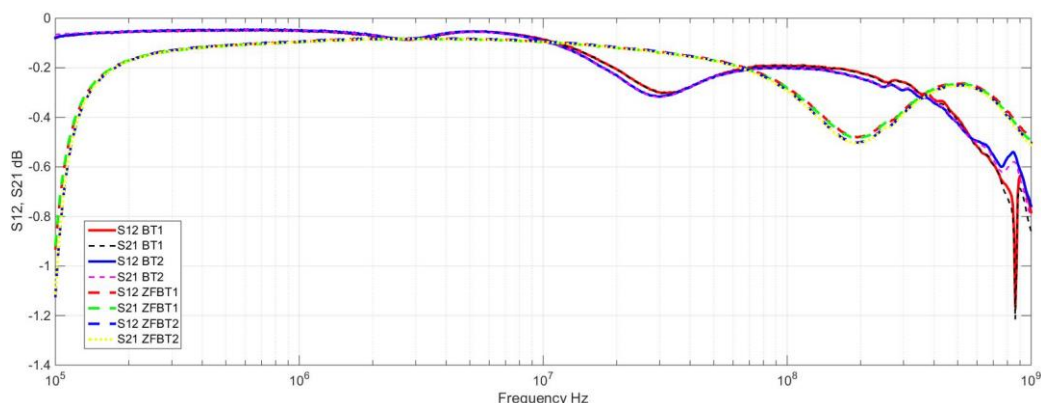
Izklāstīto parametru mērījumi ZFBT-4R2GW+ un to salīdzinājums ar izstrādātajiem filtriem BT ir dots 3.37. att. un 3.38. att. ZFBT-4R2GW+ atstarošanās koeficienti 3.37. att. ir ļoti līdzīgi (5dB robežās), kas liecina par labu parametru atkārtojamību no filtra uz filtru, ņemot vērā, ka filtrs nav veidots no virsmas montāžas komponentēm, bet gan no diskretām komponentēm, lodējot tās terminālus kopā, pašas komponentes līmējot uz spiestās plates. Salīdzinājumā ar BT atstarošanās koeficients ZFBT-4R2GW+ ir augstāks frekvenču diapazonā no 0.1 līdz 10MHz. Frekvenču diapazonā no 10MHz līdz 70MHz atstarošanās koeficienti ir augstāki BT filtram. Virs 100MHz abiem filtru veidiem ir novērojamas atstarošanās koeficientu rezonanses.

Pārvades koeficientu S_{21} vērtības ZFBT-4R2GW+ ir salīdzinātas ar BT pārvades koeficientiem 3.38.att. BT pārvades koeficienta vērtības frekvenču diapazonā no 0.1MHz līdz 100MHz ir augstākas par -0.4dB. ZFBT-4R2GW+ pārvades koeficienta vērtības sasniedz -1.1dB paša frekvenču diapazona sākumā pie 10MHz.



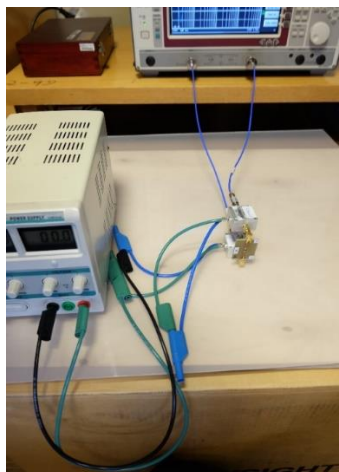
3.37. att. Atstarošanās koeficientu mērījumi BT un ZFBT-4R2GW+.

Lai salīdzinātu ZFBT-4R2GW+ sniegumu ar BT, ir veikti mērījumi, izmantojot slēgumu 3.28.att. (f). Mērījumi veikti ekranētā bezatbalss kamerā 3.38. att. Mērījumi veikti spiestajai platei a1 3.20. att. (a) un spiestajai platei a2 3.20. att. (b) uz kuras montētas pretestības 1Ω , $1k\Omega$ un induktīvās komponentes L1 WE 42 792141 un L2 WE 742 782 18. Mērījumi veikti ar līdzstrāvas komponenti 0A, 0.2A. Mērījumi ar līdzstrāvas komponenti 0.5A nav veikti, jo tā ir robežvērtība pie kuras ZFBT-4R2GW+ varētu tikt bojāts. Mērījumu korekcija veikta attiecībā uz spiesto plati, kas tiek mērīta kopā ar virsmas montāžas komponenti nevis tikai virsmas montāžas komponenti. Mērījumi ir apkopoti 3.40. att. - 3.44. att. Mērījumi ir salīdzināti ar BT mērījumiem, kā arī tiešajiem mērījumiem, kas veikti izmantojot tikai VNA.



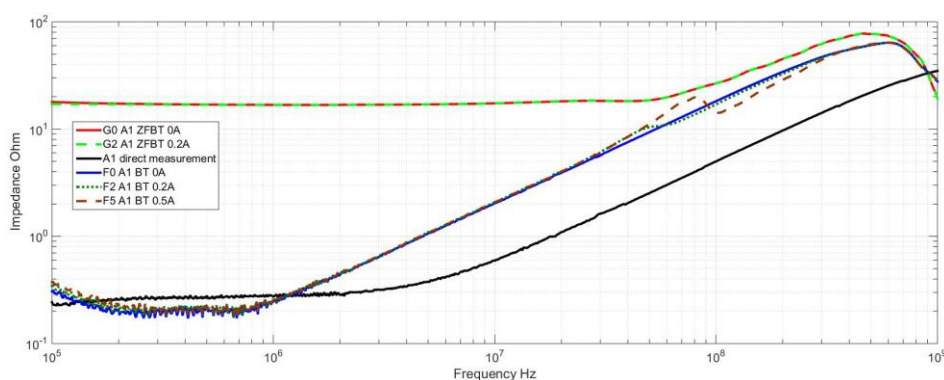
3.38. att. pārvades koeficientu mērījumi BT un ZFBT-4R2GW+.

Analizējot spiestās plates a1 mērījumus 3.40. att., var redzēt, ka ar ZFBT-4R2GW+ veiktie mērījumi frekvenču diapazonā līdz 70MHz būtiski atšķiras no BT mērījumiem un tiešajiem mērījumiem, izmantojot tikai VNA.

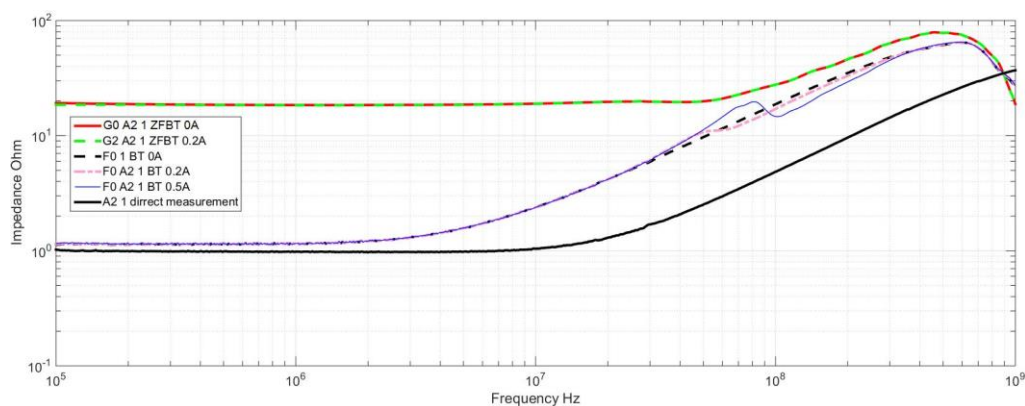


3.39. att. Mērījumi ekranētā bezatbalss kamerā, izmantojot ZFBT-4R2GW+.

Ar ZFBT-4R2GW+ veiktie mērījumi nespēj korekti veikt mērījumus, kas ir zemāki par 17Ω . Arī nenokompensētā virknes induktīvā komponente ir lielāka kā BT gadījumā, tā sasniedz 36nH . Izmantojot BT, induktīvā komponente ir 27nH , bet veicot tiešos mērījumus 7.7nH . Līdzstrāvas komponente neatstāj ietekmi uz ZFBT-4R2GW+ mērījumu rezultātiem.



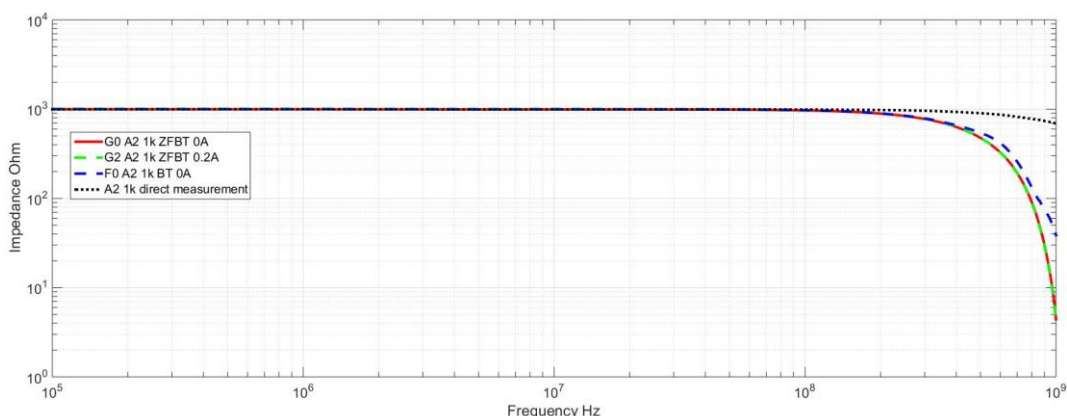
3.40. att. A1 spiestās plātes mērījumi, izmantojot ZFBT-4R2GW+, salīdzināti ar BT mērījumiem.



3.41. att. A2 spiestās plātes mērījumu ar 1Ω pretestību, izmantojot ZFBT-4R2GW+, salīdzināti ar BT mērījumiem.

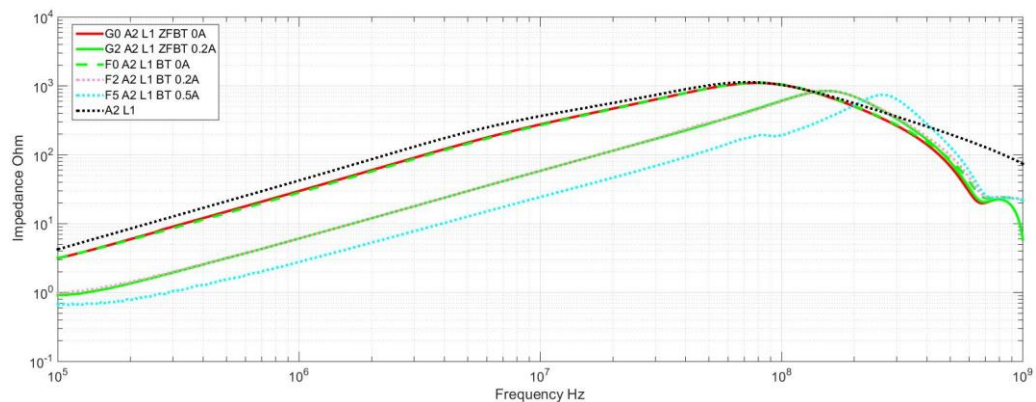
Spiestās plates a2 un 1Ω rezistora mērījumi ir attēloti 3.40. att. Arī šajos mērījumos apstiprinās, ka ar ZFBT-4R2GW+ veiktie mērījumi nav zemāki par 17Ω . Nenokompensētā virknes induktīvā komponente arī ir lielāka kā BT gadījumā. Tā sasniedz 36nH . Izmantojot BT, induktīvā komponente ir 27nH , bet veicot tiešos mērījumus 7.7nH . Līdzstrāvas komponente neatstāj ietekmi uz ZFBT-4R2GW+ mērījumu rezultātiem.

Spiestās plates a2 un $1\text{k}\Omega$ mērījumi ir doti 3.42.att. Frekvenču diapazonā līdz 70MHz ZFBT-4R2GW+ mērījumi un BT mērījumi sakrīt 10Ω robežās. Virs 70MHz BT mērījumi ir tuvāki tiešajiem mērījumiem, izmantojot tikai VNA. Tas izskaidrojams ar to, ka nenokompensētā kapacitatīvā komponente, izmantojot ZFBT-4R2GW+, ir lielāka kā gadījumā, ja tiek izmantoti BT. Frekvenču diapazonā no 0.1MHz līdz 100MHz mērījumi ar BT un ZFBT-4R2GW+ ir ļoti tuvi tiešajiem mērījumiem izmantojot tikai VNA.

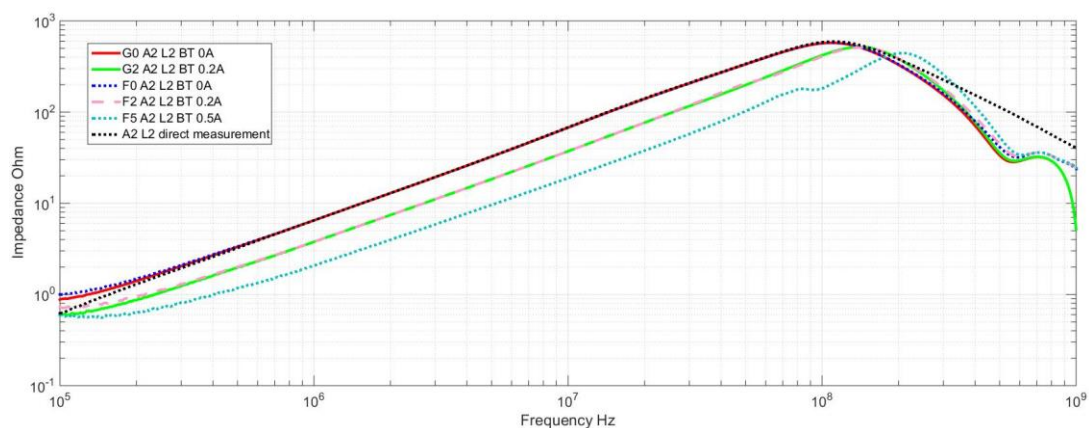


3.42. att. A2 spiestās plates mērījumi ar $1\text{k}\Omega$ pretestību, izmantojot ZFBT-4R2GW+, salīdzināti ar BT mērījumiem.

Induktīvo komponentu mērījumu rezultāti ir attēloti 3.43. att. un 3.44. att. Mērījumi, kas veikti, izmantojot ZFBT-4R2GW+, sakrīt ar mērījumiem, kas veikti, izmantojot BT. Mērījumos nav novērojamas rezonanses, kas būtu izraisītas dēļ kļūdainas rezultātu korekcijas, ja tiek izmantota līdzstrāvas komponente.



3.43. att. A2 spiestās plates mērījumi ar L1 WE 42 792141 induktīvo virsmas montāžas komponenti, izmantojot ZFBT-4R2GW+, salīdzināti ar BT mērījumiem.



3.44. att. A2 spiestās plates mērījumi ar L2 WE 742 782 18 induktīvo virsmas montāžas komponenti, izmantojot ZFBT-4R2GW+, salīdzināti ar BT mērījumiem.

Secinājumi

Izstrādāti oriģināli telpisko virsmas montāžas kondensatoru un induktivitāšu modeļi, kuru iespējams izmatot elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīkā CST MW, lai analizētu komponentu savstarpējo mijiedarbību frekvenču diapazonā 150kHz-100MHz. Telpiskie modeļi ir optimizēti, lai samazinātu skaitļojamo resursu prasību un paaugstinātu modeļu prognozēšanas precizitāti. Izstrādātie telpiskie modeļi ir verificēti ar prototipu mērījumiem, izmantojot vektora ķēžu analizatoru. Oriģinālie telpiskie modeļi ir veiksmīgi pielietoti jauna filtra prototipa izveidē, kas paredzēts slogotu induktīvo komponentu pilnās pretestības mērīšanai. Izstrādātais filtra prototips ir salīdzināts ar tirgū pieejamu filtra ekvivalentu ZFBT-4R2GW+ un veikta parametru analīze.

Izstrādāti telpiskie virsmas montāžas kondensatora modeļi, kuru analītiskajā ceļā iegūtās pilnās pretestības vērtības ir ar <2,2% kļūdu, salīdzinot ar veiktajiem mērījumiem, neatkarīgi no izmantotās mērīšanas metodes un pielietotā SMA savienotāja novietojuma pozīcijas. Virsmas kondensatoru mijiedarbība ir niecīga diapazonā (no 0.3nH līdz 0.045nH), taču frekvenču diapazonā virs 100MHz tā var spēlēt būtisku lomu, nodrošinot vismaz 40dB saiti starp atsaistītām ķēdēm. Pie frekvences 1GHz veidotos jau 25dB parazītiskā saite – starpkondensatoru mijinduktivitāte. Mijinduktivitāti ir iespējams aprēķināt analītiskā ceļā bez mērījumu veikšanas ar 30% kļūdu, ja kondensatori atrodas vairāk kā 1mm attālumā viens no otra. Kondensatoriem, atrodoties 1mm attālumā vienam no otra, mijinduktivitātes kļūda sastāda tikai 14%.

Izstrādātie telpiskie virsmas montāžas induktivitāšu modeļu pilnās pretestības analītiski aprēķini un mērījumu rezultātu atšķirība ir niecīga, frekvenču diapazonā zem 100MHz, kas ir šī darba pamatizpētes frekvenču diapazons, atšķirības ir <1%, frekvenču diapazonā virs 100MHz atšķirība ir <10%. Induktīvo virsmas montāžas komponentes ar atsevišķu serdi un tinumiem pilnās pretestības raksturlīknes sakrīt līdz pilnās pretestības rezonanses frekvencei komponentei (WE 7447709471 ar ~2% un WE 744066151 ar ~4% kļūdu), kas liecina par to, ka analītisko aprēķinu rezultātā iegūtā induktīvā komponente ir korekti aprēķināta ar pieļaujamu kļūdas precizitāti, bet ekvivalentā paralēlā kapacitāte ir aprēķināta neprecīzi, abām komponentēm pārsniedzot 7% kļūdu. Trīsdimensiju modeļu lielā kļūda ir izskaidrojama, gan ar nezināmajām feromagnētiskā materiāla sastāvu un īpašībām, kā arī ar sarežģīto virsmas montāžas induktivitāšu iekšējo struktūru, kas īpašu lomu spēlē ekvivalentā paralēlā kapacitātes aprēķinos. Mijinduktivitātes analītiskie aprēķini un mērījumi parāda, ka izstrādāto virsmas montāžas induktivitāšu mijiedarbību iespējams noteikt ar 2dB-10dB precizitāti frekvenču diapazonā no 2MHz līdz 100MHz, frekvenču diapazonā zem 2MHz telpisko modeļu paredzēšanas spējas ir grūti analizēt, jo sākas VĶA trokšņu līmenis.

Četru terminālu induktīvās komponentes ir iespējams mērīt, izmantojot divu portu VNA. Iegūtos rezultātus ir iespējams integrēt telpiskajā analītiskajā modelī kā četru portu izkliedes parametrus, kas dod iespēju vienā analītiskajā modelī ietvert induktīvās komponentes sinfāzes

un asinfāzes īpašības. Ar analītiskajiem aprēķiniem iespējams aprēķināt, gan komponentes sinfāzes (CM) pilno pretestību, gan induktivitāti ar augstu precizitāti.

Virsmas montāžas kondensatora parazītisko parametru samazināšana ir iespējama, veicot vienkāršas kondensatora novietojuma variācijas, kas ļauj samazināt mijinduktivitātes ietekmi kondensatora vājinājumu augstā frekvenču diapazonā. Ar dažādām spiesto ceļu variācijām iespējams iegūt kompensējošo mijinduktivitāti, un paaugstināt kondensatora rezonanses frekvenci.

Trešajā darba nodaļā ir izstrādāts filtra prototips BT, kas paredzēts induktīvo komponentu pilnās pretestības mērīšanai, ar elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīku palīdzību. Pēc filtra prasību nodefinēšanas (nodrošināt 1A strāvu starp pieslēgvietām 2-3, nodrošināt līdzsprieguma izolāciju pieslēgvietai 1, pārvades koeficients S_{12} un S_{21} , 0,5dB, atstarojumu koeficients S_{11} un $S_{22} < -25$ dB, pārvades koeficients $S_{13} < -25$ dB). Filtra prototips BT izstrādāts ar telpisko komponentu modeļiem, kas izstrādāti otrajā nodaļā. Pēc veiksmīgas elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīka CST MW pielietošanas filtra optimizācijā, tiek sasniegti iepriekš nospraustās filtra prasības un veikta tā pārbaude ar reāla prototipa mērījumiem.

Izstrādātā filtra prototips (BT) ir salīdzināts ar komerciāli jau pieejamu filtra ekvivalentu ZFBT-4R2GW+. Salīdzināšana veikta pamatojoties uz vektora ķēžu analizatora mērījumiem - platēm ar 1Ω , $1k\Omega$ un induktīvajām komponentēm L1 (WE 42 792141) un L2 (WE 742 782 18), papildus induktīvajām komponentēm veikti mērījumi ar līdzstrāvas komponenti 0A, 0.2A. Mērījumi apstrādāti ar mērījumu korekcijas izteiksmēm. Analizējot iegūtos datus var secināt, ka:

- Filtrs BT rada nenokompensētā 22nH induktīvo komponenti un 0.58pF kapacitatīvo komponenti, bet komerciāli pieejamais filtru ZFBT-4R2GW+ 36nH induktīvo komponenti un 0.74pF kapacitatīvo komponenti;
- Filtrs BT maksimālā pieļaujamā strāva ir 1A, bet filtram ZFBT-4R2GW+ 0.5A;
- Filtram ZFBT-4R2GW+ nespēj veikt mērījumus, ja mērāmās komponentes pilnā pretestība ir zemāka zem 17Ω , turpretī filtram BT nav šādu ierobežojumu;
- Frekvenču diapazonā līdz 70MHz filtra ZFBT-4R2GW+ mērījumi un filtra BT mērījumi sakrīt 10Ω robežās.

Līdz ar to var secināt, ka izstrādātā filtra prototips BT ir ar labākiem parametriem nekā komerciāli pieejamais filtra ekvivalents ZFBT-4R2GW+.

Darbā izvirzītais mērķis sasniegts un darba uzdevumi izpildīti. Izstrādātie oriģinālie EMI filtru telpiskie modeļi ir uzskatāmi par nozares novitāti, jo dod iespēju veikt precīzu starpkomponentu mijiedarbības analīzi un mijiedarbības ietekmi uz EMI filtra efektivitāti, pielietojot elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīku. Telpiskie modeļi ir izveidoti lai samazinātu skaitļojamo resursu prasību un skaitļošanas laiku.

Darba turpinājums

Promocijas darbs aptver tikai daļu no nepieciešamajiem pētījumiem, lai veiktu pilnīgu un sekmīgu EMI filtra modelēšanu ar elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīku CST MSW.

Turpmākos pētījumus ir paredzēts veltīt:

- Filtru prototipa BT apvienošana vienā korpusā;
- Slogotu virsmas montāžas induktivitāšu izpēti ar elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīku CST MSW;
- Virsmas montāžas kondensātoru un Virsmas montāžas induktivitāšu telpisko modeļu precizitātes uzlabošana, frekvenču diapazonā 150kHz- 500MHz;
- Pilnīga vienfāzes filtra modelēšanai ar elektromagnētiskā lauka modelēšanas rīku CST MSW.

Izmantotā literatūra

- [1] EIROPAS PARLAMENTA UN PADOMES DIREKTĪVA 2014/30/ES (2014. gada 26. februāris) par dalībvalstu tiesību aktu saskaņošanu attiecībā uz elektromagnētisko savietojamību).
- [2] "MIL-STD-220C:2009, Military standart: Method of insertion loss measurement".
- [3] "CISPR 17:2011 Methods of measurement of the suppression characteristics of passive EMC filtering device".
- [4] K.Kurokawa, "Power Waves and the Scattering Matrix,"IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 2, no. 13, pp. 194-202, Mart 1965.
- [5] G. Asmanis, "Measurament and modeling of EMI filters high frequency parasitic parametrs," PhD thesis, Rīga, 2014.
- [6] David P. Newkirk Ulrich L. Rohde, "RF/Microwave Circuit Design for Wireless Applications,"i ed. London: Wiley-Interscience, 2000, p. 920.
- [7] Kenneth L.Kaiser, "Electromagnetic Compatibility Handbook."Florida: CRS press, 2005, p. 2568.
- [8] Shuo Wang, F.C. Lee,and W. G. Odendaal, "Using scattaring parametrs to characterize EMI filters,"in Power electronics specialists conference, 2004. PESC, 2004, pp. 297-303.
- [9] Kye Yak See and Junhong Deng, " Measurement of noise source impedance of SMPS using a two probes approach," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 3, pp. 862-868, May 2004.
- [10] V.Tarateeraseth, Bo Ho, Kye See, and F.G. Canavero, " Accurate Extraction of Noise Source Impedance of an SMAP Under Oparating Conditions, " IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 1, pp. 111-117, Jan 2010.
- [11] Lee Smith, Jeff Gruszynski Dick Anderson. (1996, November) Test & Measurement Application Note 95-1 S-Parameter Techniques. Hewlett Packard.
- [12] G. Asmanis, A. Asmanis, D. Stepins, "Measuring capacitor parametrs using vector network analyzers," Electronics, vol. 18. no. 1, pp. 29-38, June 2014.
- [13] Ultra low impedance measurements using 2-port measuraments, Agilent application note., 2004, p. 52.
- [14] R.Dosoudil. " Determination of permeability from impedance measurement using vector network analyzer," Journal of electrical engineering, vol. 63, no. 7,pp. 94-96, 2012.
- [15] G. Ghione, M. Pirola " Microwave Electronics" Cambridge university press. pp. 96, 2017.
- [16] <http://katalog.we-online.com/en/pbs>
- [17] https://en.wikipedia.org/wiki/Ceramic_capacitor

- [18] R. P. Deshpande “Capacitors: Technology and Trends” Tata McGraw-Hill Education, 2012, pp. 319.
- [19] CST microwave studio workflow & solver overview. : CST, 2016,p. 127.
- [20] A. Asmanis, D. Stepins, A. Dzenis, G. Asmanis, “3D Modeling of Surface-Mount Capacitors and Mutual Couplings Between Them”, EMC EUROPE 2017, Angers, France, September 4-8, 2017.
- [21] R&S Test and Measurement Division, “Vector network analyzer”., p. 322.
- [22] I. F. Kovacevic, T. Friedli, A. M. Musing, J. W. Kolar, "3-D Electromagnetic Modeling of Parasitics and Mutual Coupling in EMI Filters," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 29, no. 1, pp. 135-149, Jan. 2014.
- [23] S. Wang, Lee, F.C., Odendaal W.G., “Characterization and parasitic extraction of EMI filters using scattering parameters,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol.20, No.2, pp. 502 – 510, March 2005.
- [24] R&S Test and Measurement Division, “Vector Network Analyzer (VNA) Calibration: The Basics” ., p. 10.
- [25] Agilent “De-embedding and Embedding S-Parameter Networks Using a Vector Network Analyzer” Application Note 1364-1, May 30, 2004, p. 24.
- [26] G. Asmanis, D. Stepins, L. Ribickis, and A. Asmanis, “Modeling of Mutual Coupling between Inductors,” Proc. of IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility and Signal Integrity, USA, Santa Clara, 15-20 March, 2015, pp.294-299.
- [27] A. Asmanis, D. Stepins, G. Asmanis, L. Ribickis, “3D Modelling and Analysis of Parasitic Couplings between Surface-Mount Components of EMI Filters”
- [28] A.B. Meniüənin, M.S. Damnjanoviü, Lj.D. Živanov. “MODELING OF EMI FILTERS WITH SHIELDS PLACED BETWEEN THE FILTER COMPONENTS” 2009 7th International Symposium on Intelligent Systems and Informatics. Serbia, Subotica, 25-26 Sept., 2009, pp. 77-80.
- [29] Advanced Microwave Circuits and Systems.
- [30] Würth Electronics „Trilogy of Magnetics“4th edition. 2012 p. 700.
- [31] J. Frei, Xiao-Ding Cai, S. Muller, “Multiport S-Parameter and T-Parameter Conversion With Symmetry Extension” IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 56, NO. 11, NOVEMBER 2008, pp. 2493 – 2504.
- [32] M. Salter “4 port VNA versus 2 port VNA: A comparison of methods for measuring the S parameters of a directional coupler” 4th European ANAMET Seminar METAS, Bern, Switzerland 3rd June 2015.
- [33] D. G. Kam, J Kim, “Multiport Measurement Method Using a Two-Port Network Analyzer With Remaining Ports Unterminated” IEEE Microwave and Wireless Components Letters (Volume: 17, Issue: 9, Sept. 2007) pp. 694 – 696.

- [34] A. Asmanis, G. Asmanis, D. Stepins un L. Ribickis, «High-frequency modelling of EMI filters considering parasitic mutual couplings,» *ESA Workshop on Aerospace EMC (Aerospace EMC)*, Valencia, Spain, 2016.
- [35] G. Asmanis, A. Asmanis un D. Stepins, «Modeling of EMI filters with shields placed between the filter components,» *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Wroclaw, Poland, 2016.
- [36] G. Asmanis, L. Ribickis, D. Stepins un A. Asmanis, «Differential mode Π -type EMI filter modeling using CST MWS,» *56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTU CON)*, Riga, Latvia, 2015.
- [37] I. F. Kovačević, T. Friedli, A. M. Müsing un J. W. Kolar, «3-D Electromagnetic Modeling of Parasitics and Mutual Coupling in EMI Filters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, sēj. 29, nr. 1, pp. 135 - 149, 2014.
- [38] T. Zeeff, T. Hubing, T. Van Doren un D. Pommerenke, «Analysis of simple two capacitor low pass filters,» *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, p. 595–601, Nov 2003.
- [39] J. McDowell un T. Hubing, «Parasitic Inductance Cancellation for Surface Mount Shunt Capacitor Filters,» *IEEE Transaction of Electromagnetic Compatibility*, p. 74–82, Feb 2014.
- [40] G. Tang, «Surface mount capacitor loop inductance calculation and minimization,» *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 6 Aug 1998.
- [41] C. N. Olsen, T. Van Doren, T. Hubing, J. Drewniak un R. DuBroff, «Improving the high-frequency attenuation of shunt capacitor, low-pass filters,» *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 13-17 Aug 2001.
- [42] E. Bogatin, *Signal and Power Integrity-Simplified*, NJ: Engelwood Cliffs, 2004.
- [43] T. Neugebauer, J. Phinney un D. Perreault, «Filters and components with inductance cancellation,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, sēj. 40, nr. 2, pp. 483 - 491, 2004.
- [44] T. Neugebauer un D. Perreault, «Filters with inductance cancellation using printed circuit board transformers,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, sēj. 19, nr. 3, pp. 591 - 602, 2004.
- [45] F. L. W. O. S. Wang, «Cancellation of capacitor parasitic parameters for noise reduction application,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, sēj. 21, nr. 4, 2006.
- [46] B. Pierquet, T. Neugebauer un D. Perreault, «A Fabrication Method for Integrated Filter Elements With Inductance Cancellation,» *IEEE Transaction Power Electronics*, pp. 838–848,, Mar 2009.

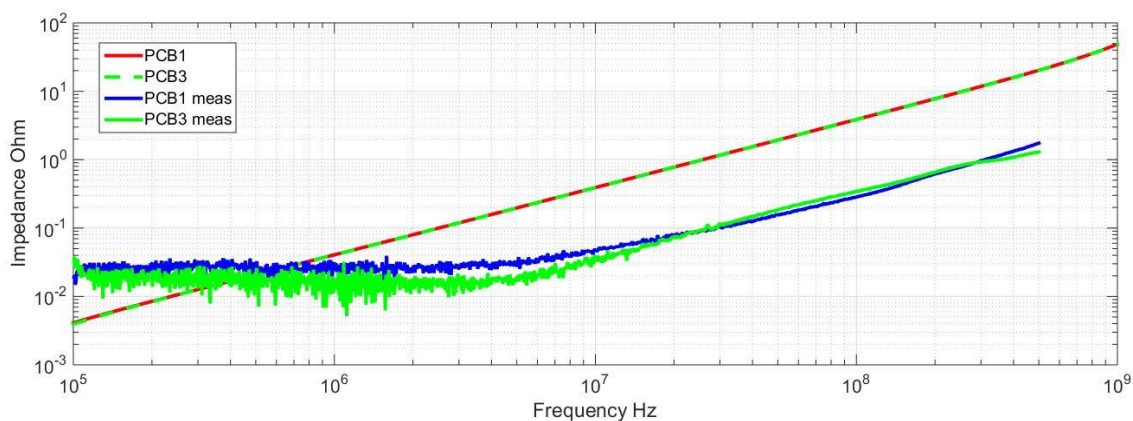
- [47] H.-F. Chen, C.-Y. Yeh un K.-H. Lin, «A Method of Using Two Equivalent Negative Inductances to Reduce Parasitic Inductances of a Three-Capacitor EMI Filter,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, sēj. 24, nr. 12, pp. 2867 - 2872, 2009.
- [48] B. J. Pierquet, T. C. Neugebauer un D. J. Perreault, «Inductance Compensation of Multiple Capacitors With Application to Common- and Differential-Mode Filters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, sēj. 21, nr. 6, pp. 1815 - 1824, 2006.
- [49] J. Bernal, M. Freire un S. Ramiro, «Simple and cost-effective method for improving the high frequency performance of surface-mount shunt capacitors filters,» %1 2015 *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, Dresden, 2015.
- [50] Clayton R. Paul, "Introduction to Electromagnetic Compatibility, 2nd ed. London: Wiley-Interscience, 2006.
- [51] Čedo J. Žlebič; Dragan R. Kljajić; Nelu V. Blaž; Ljiljana D. Živanov; Aleksandar B. Menićanin; Mirjana S. Damnjanović, "Influence of DC Bias on the Electrical Characteristics of SMD Inductors" *IEEE Transactions on Magnetics*, Year: 2015, Volume: 51, Issue: 1 (Article Sequence Number: 6500204).
- [52] EN 55032 - Electromagnetic compatibility of multimedia equipment - Emission Requirements.

Pielikumi

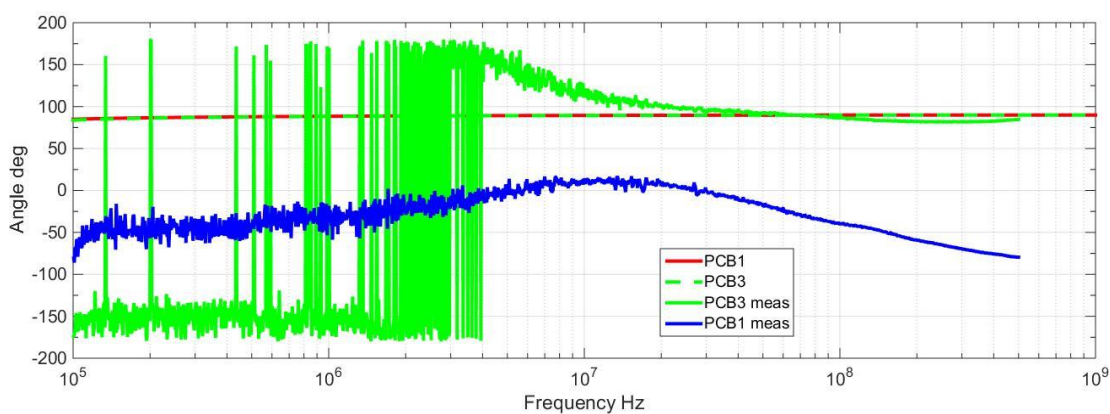
1. pielikums – Virsmas montāžas kapacitīvo komponentu telpisko modeļu izstrādes un analīzes papildus attēli.

2. pielikums – Virsmas montāžas induktīvo komponentu telpisko modeļu izstrādes un analīzes papildus attēli.

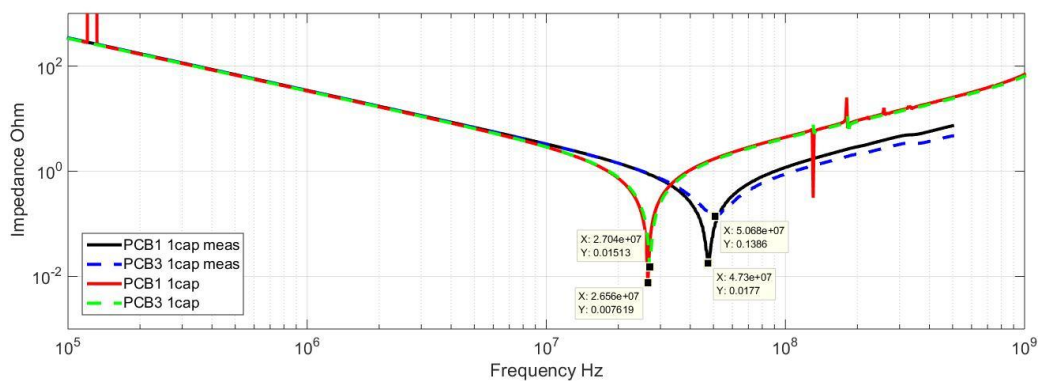
Virsmas montāžas kapacatīvo komponentu telpisko modeļu izstrādes un analīzes papildus attēli



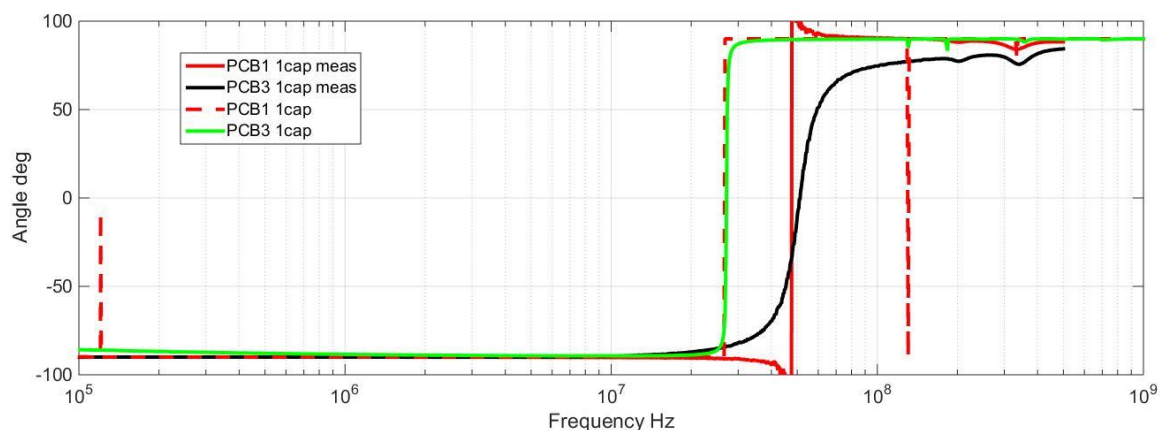
1. att. Pilnās pretestības mērījumu spiestajām platēm PCB1 un PCB3 un analītisko aprēķinu salīdzinājums.



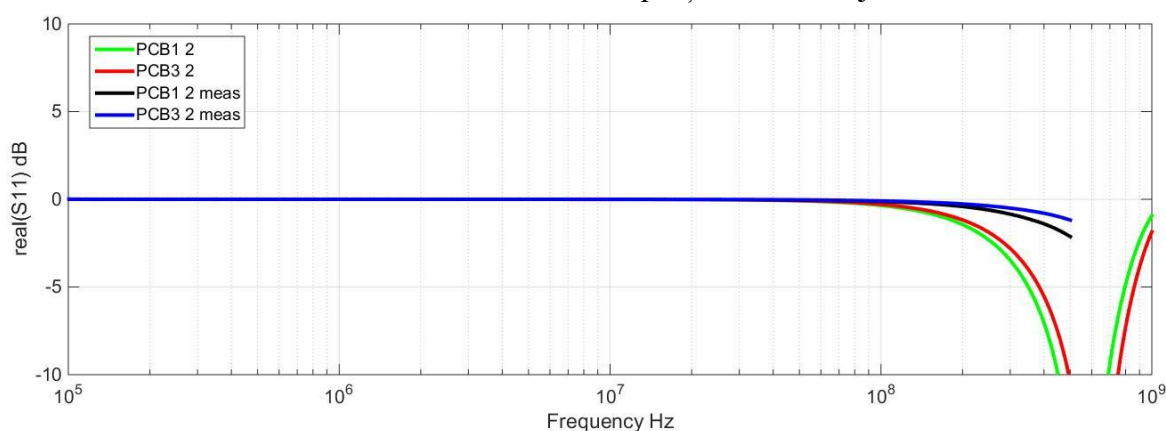
2. att. Pilnās pretestības fāzes leņķa mērījumu spiestajām platēm PCB1 un PCB3 un analītisko aprēķinu salīdzinājums.



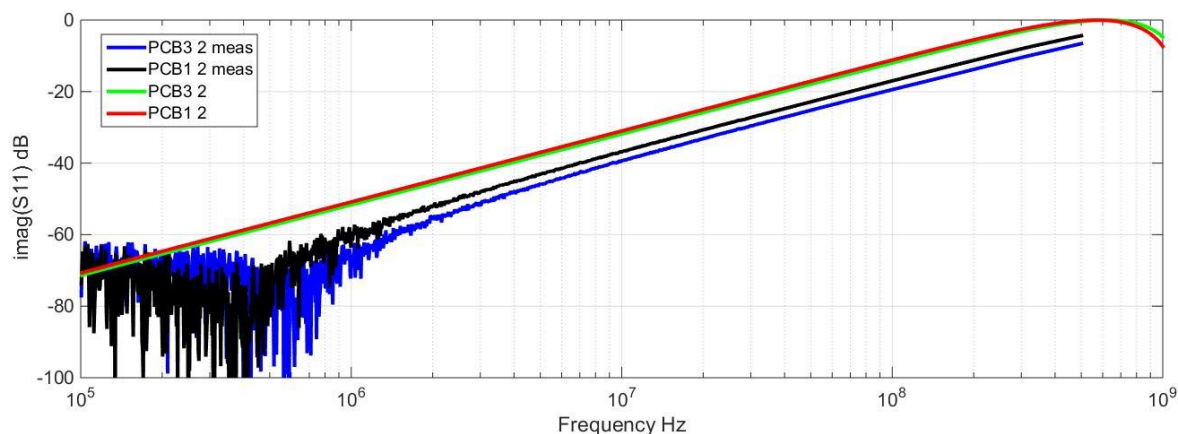
3. att. Pilnās pretestības aprēķini spiestajām platēm PCB1 un PCB3 ar virsmas montāžas kondensatoriem un analītisko aprēķinu salīdzinājums.



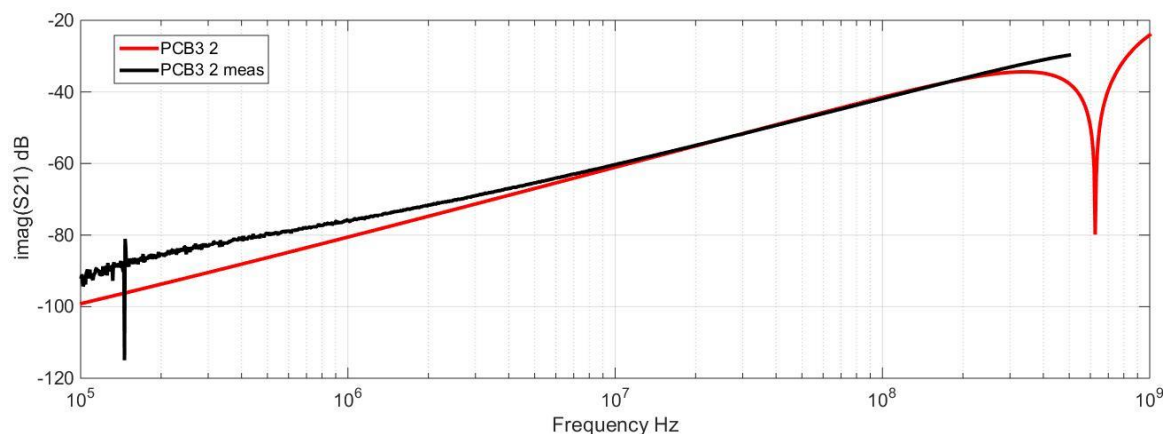
4. att. Pilnās pretestības fāzes aprēķini spiestajām platēm PCB1 un PCB3 ar virsmas montāžas kondensatoriem un analītisko aprēķinu salīdzinājums.



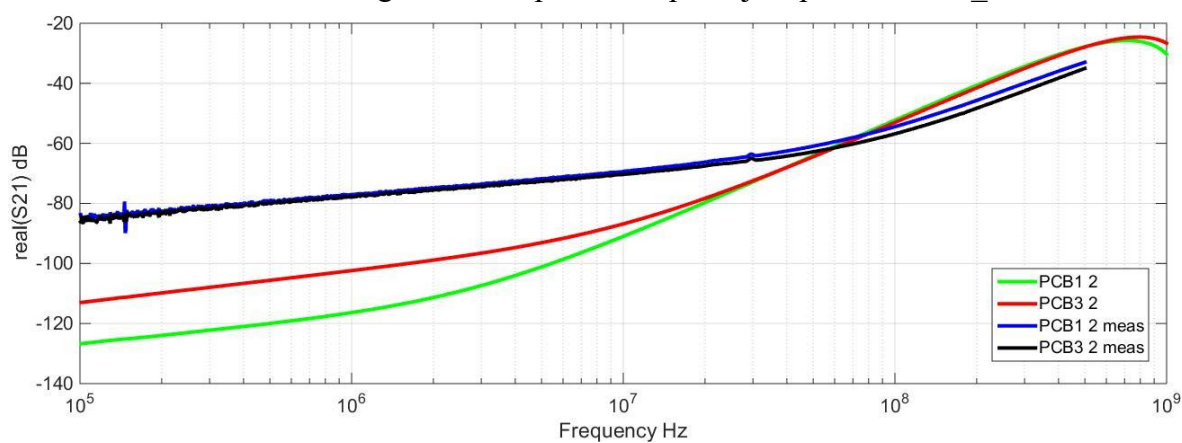
5. att. Atstarošanās koeficientu reālās komponentes mērījumi un analītiskā ceļā iegūto atstarošanās koeficientu reālās komponentes spiestajām platēm PCB1_2 un PCB3_2.



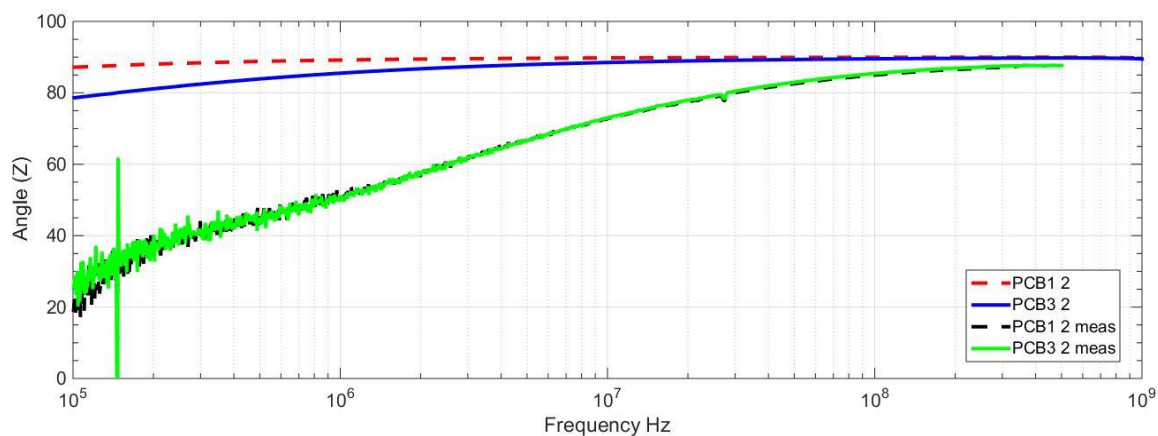
6. att. Atstarošanās koeficientu imaginārās komponentes mērījumi un analītiskā ceļā iegūto atstarošanās koeficientu imaginārās komponentes spiestajām platēm PCB1_2 un PCB3_2.



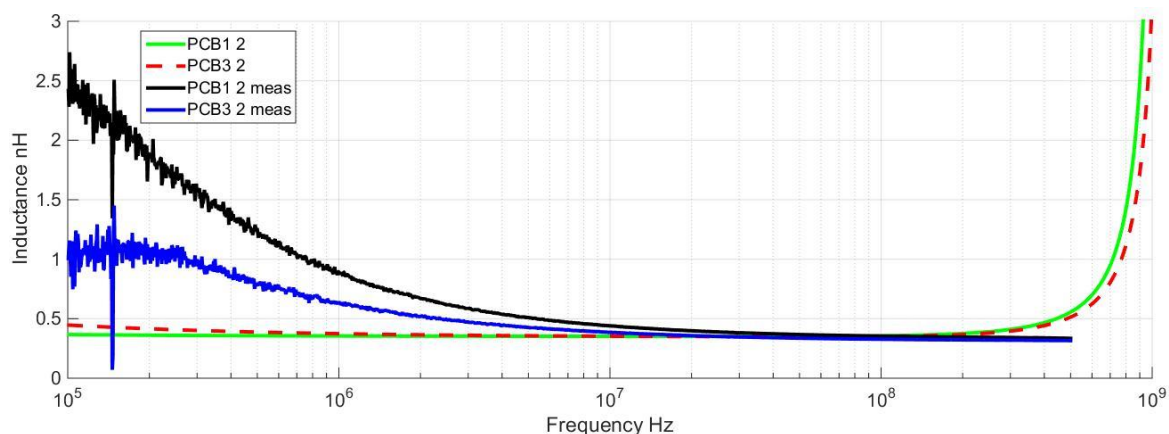
7. att. Pārejas koeficientu imaginārās komponentes mērījumi un analītiskā ceļā iegūto pārejas koeficientu imaginārās komponentes spiestajām platēm PCB3_2.



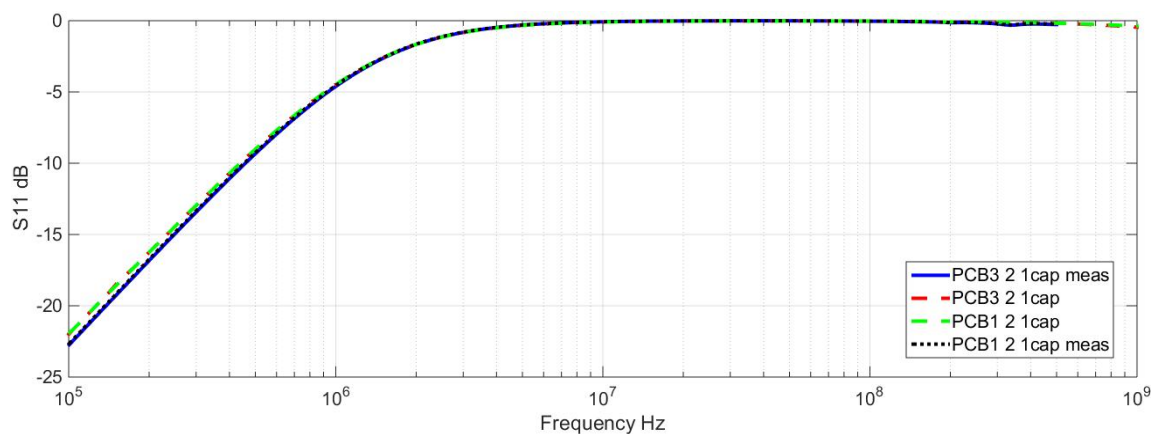
8. att. Pārejas koeficientu reālās komponentes mērījumi un analītiskā ceļā iegūto pārejas koeficientu reālās komponentes spiestajām platēm PCB1_2 un PCB3_2.



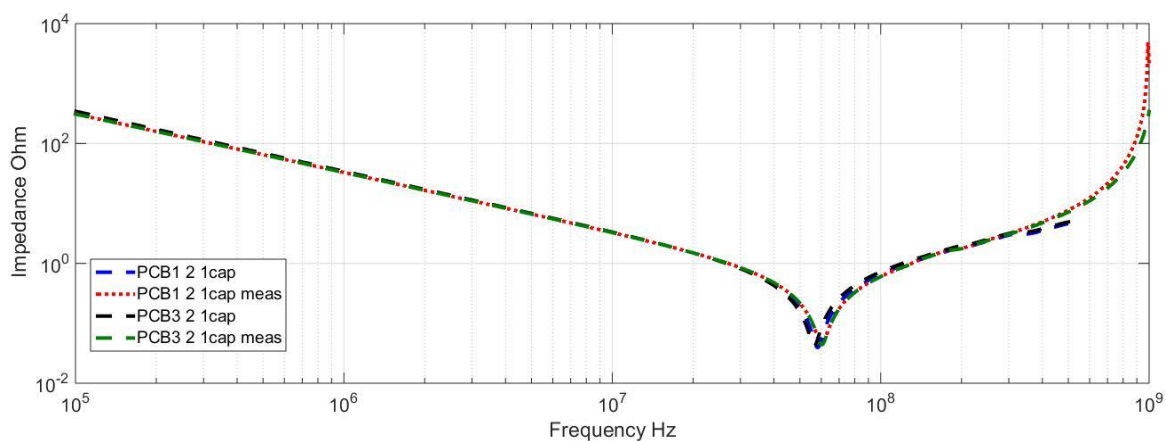
9. att. Pilnās pretestības fāzes leņķis spiestajām platēm PCB1_2 un PCB3_2.



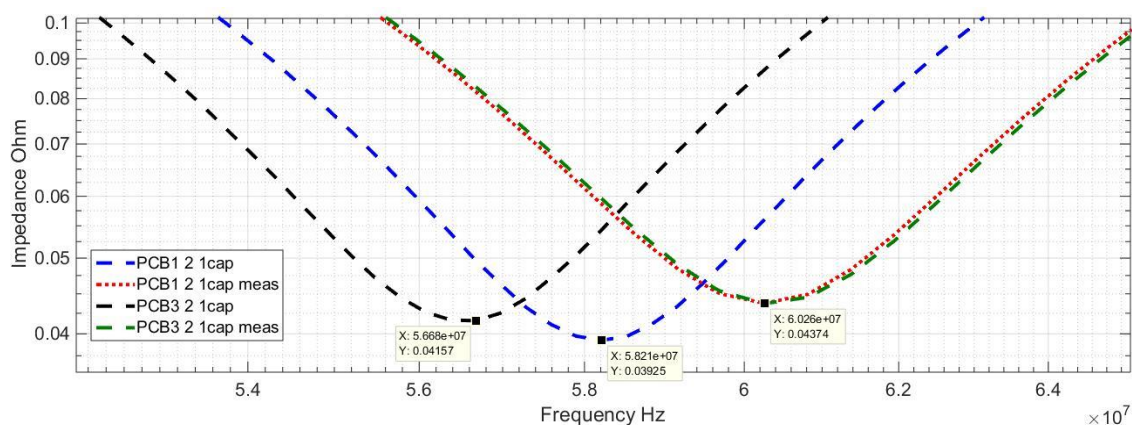
10. att. Izkliedes induktivitāte spiestajām platēm PCB1_2 un PCB3_2.



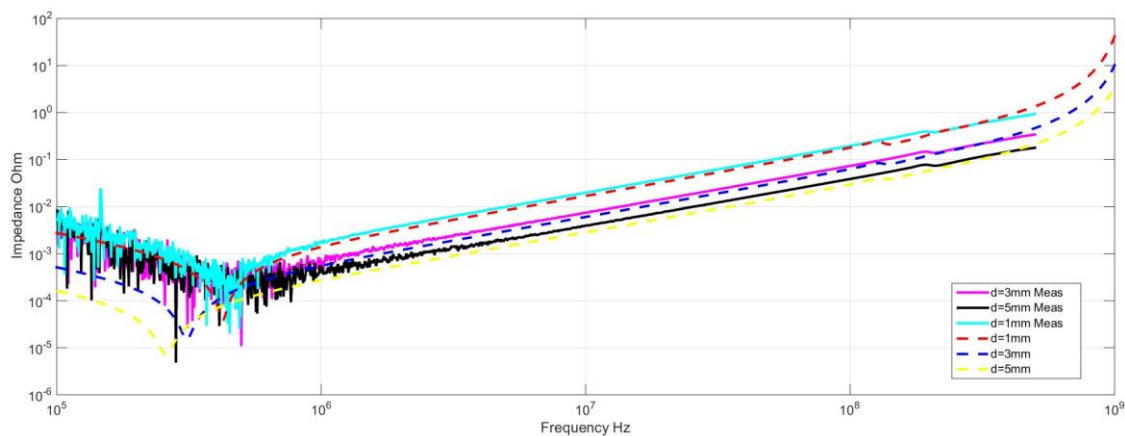
11. att. Atstarošanās koeficientu mērījumi un analītiskā ceļā iegūtie atstarošanās koeficienti spiestajām platēm PCB1_2_1cap un PCB3_2_1cap.



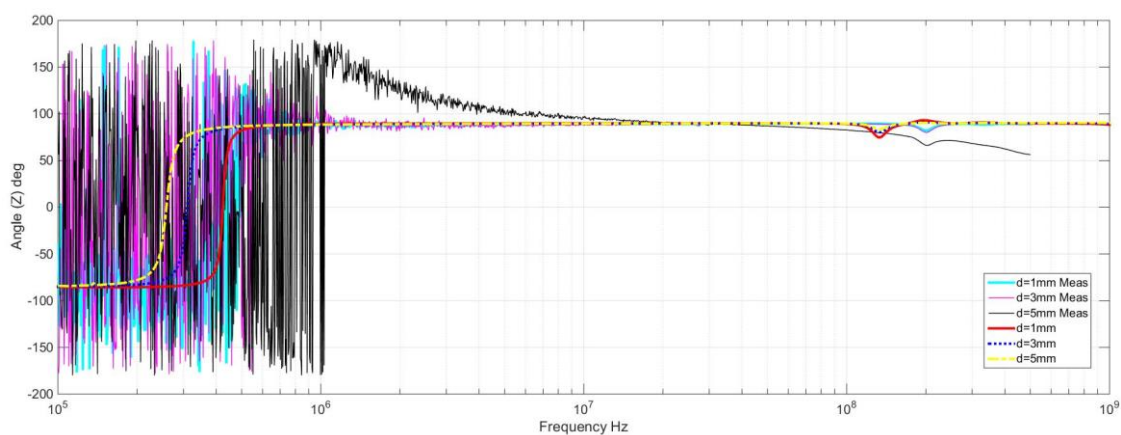
12. att. Pilnā pretestība, kas iegūta no mērījumiem un analītiskā ceļā iegūtiem rezultātiem spiestajām platēm PCB1_2_1cap un PCB3_2_1cap.



13. att. Pilnā pretestība, kas iegūta no mērījumiem un analītiskā ceļā iegūtiem rezultātiem spiestajām platēm PCB1_2_1cap un PCB3_2_1cap (pietuvināti rezultāti).

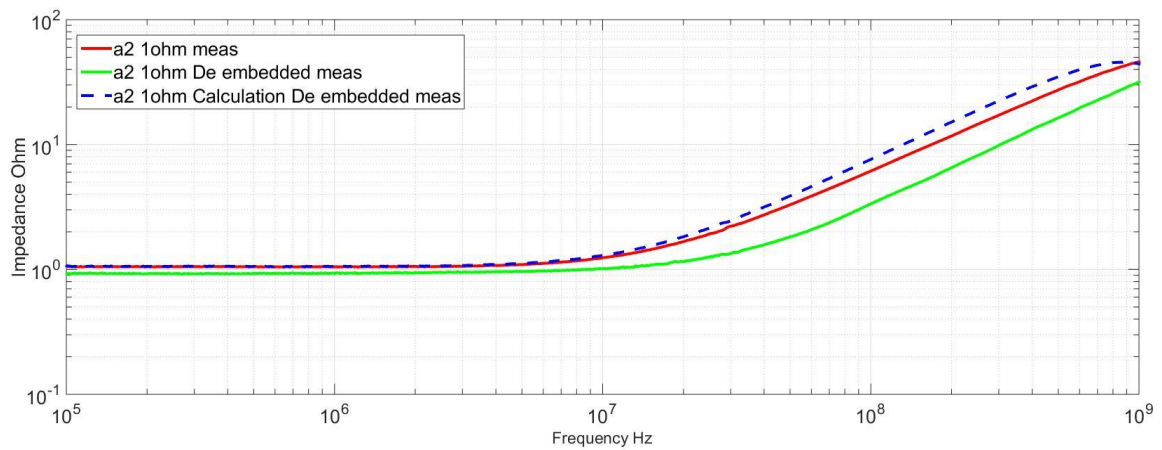
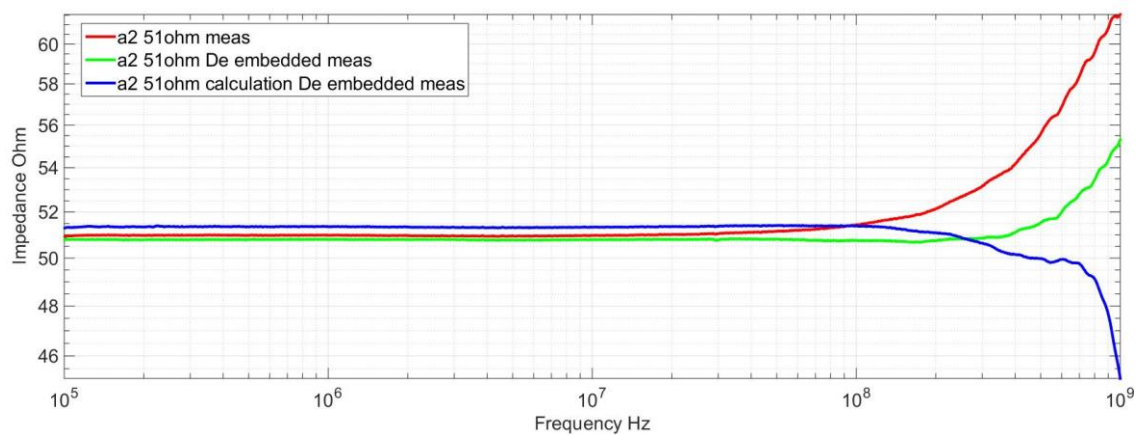
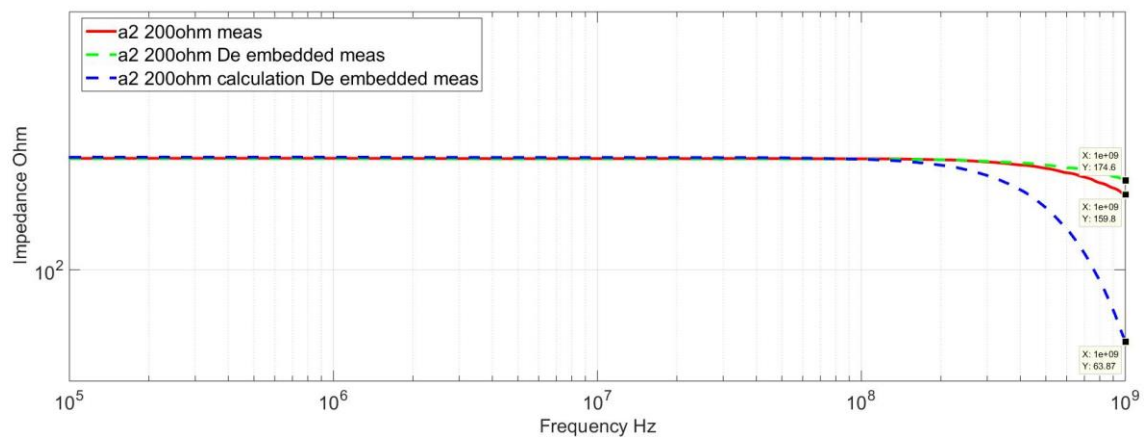


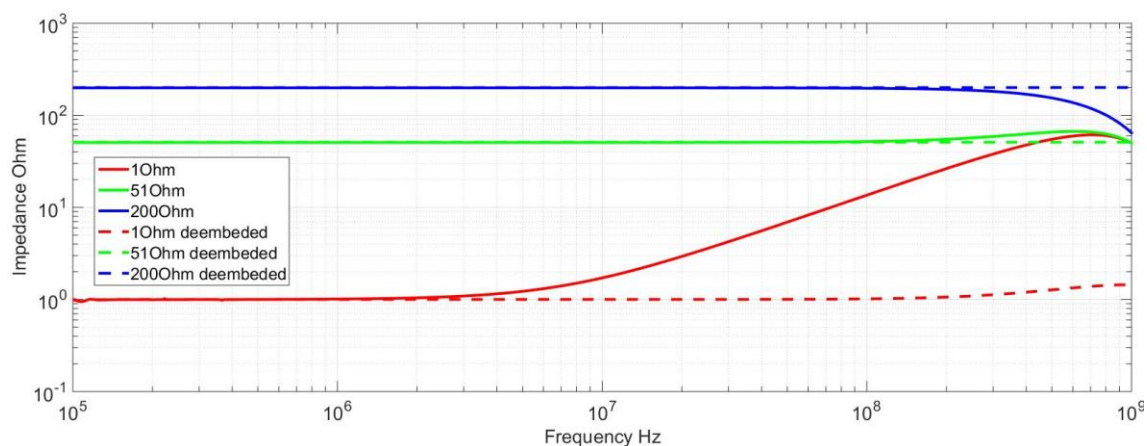
14. att. Pilnās pretestības aprēķins saskaņā ar izteiksmi (2.4) no mērījumiem iegūtajiem datiem un no analītiskā ceļā iegūtajiem datiem.



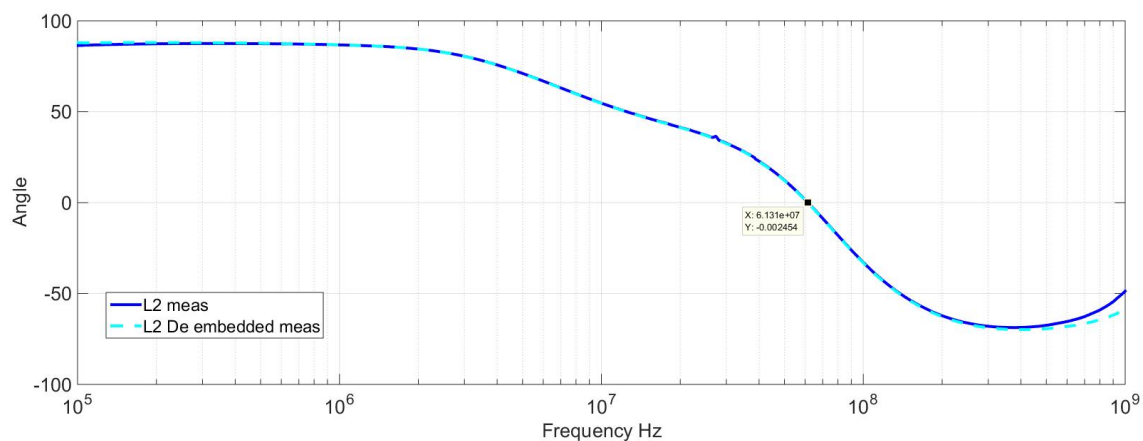
15. att. Pilnās pretestības fāzes leņķa aprēķins no mērījumiem iegūtajiem datiem un no analītiskā ceļā iegūtajiem datiem.

Virsmas montāžas induktīvo komponentu telpisko modeļu izstrādes un analīzes papildus attēli

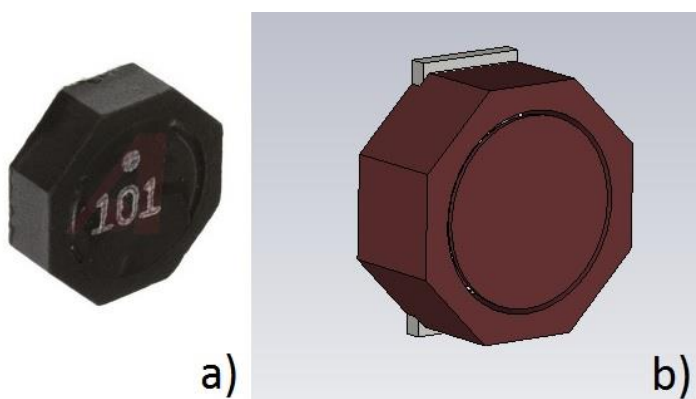
1. att. PCB_a2 spiestās plates mērījumi ar 1Ω pretestību.2. att. PCB_a2 spiestās plates mērījumi ar 51Ω pretestību.3. att. PCB_a2 spiestās plates mērījumi ar 200Ω pretestību.



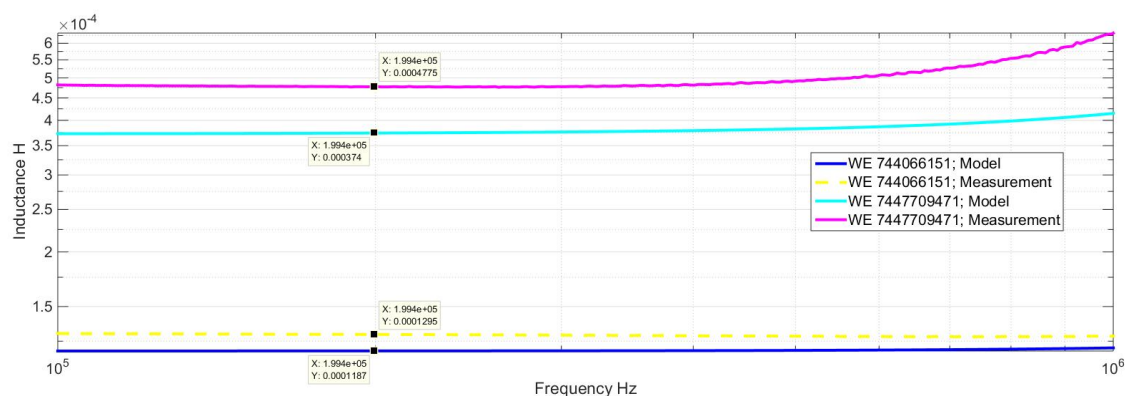
4. att. PCB_a2 spiestās plates analītisko aprēķinu rezultāti, izmantojot 3D elektromagnētiskos modeļus ar 1 Ω , 51 Ω un 200 Ω pretestību.



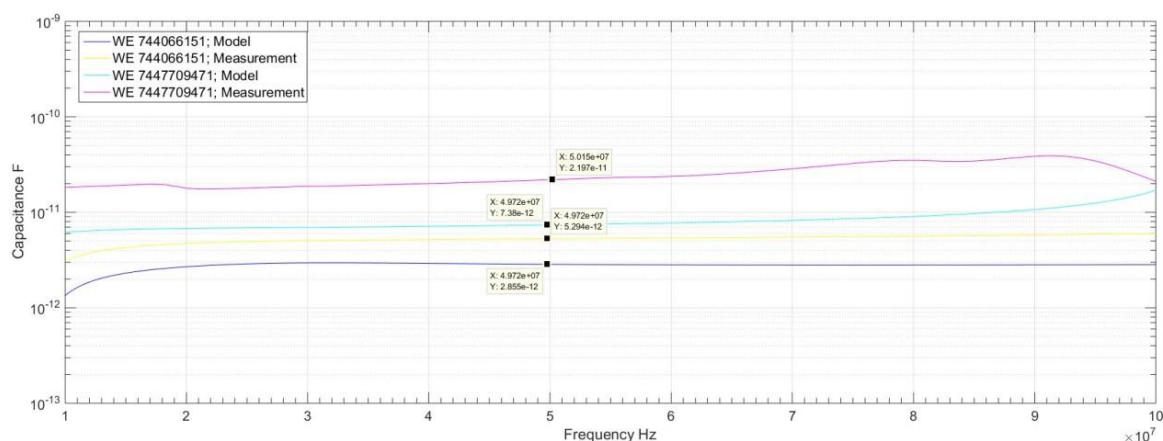
5. att. SMD induktīvās komponentes L2 pilnās pretestības fāzes leņķa mērījumi.



6. att. WE 744066151 virsmas montāžas.
a - komponente, b - analītiskais 3D modelis.



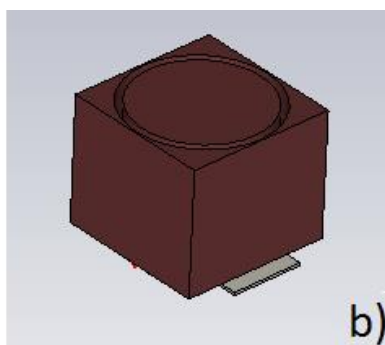
7. att. Induktīvo komponentu mērījumu un analītisko 3D elektromagnētisko modeļu induktivitātes aprēķinu salīdzinājums.



8. att. Induktīvo komponentu mērījumu un analītisko 3D elektromagnētisko modeļu virknes ekvivalentās kapacitātes aprēķinu salīdzinājums.

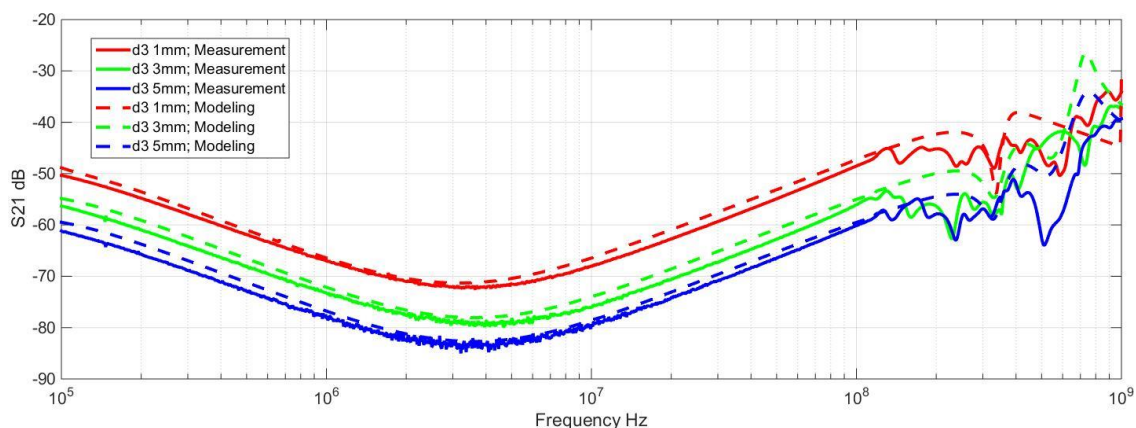


a)

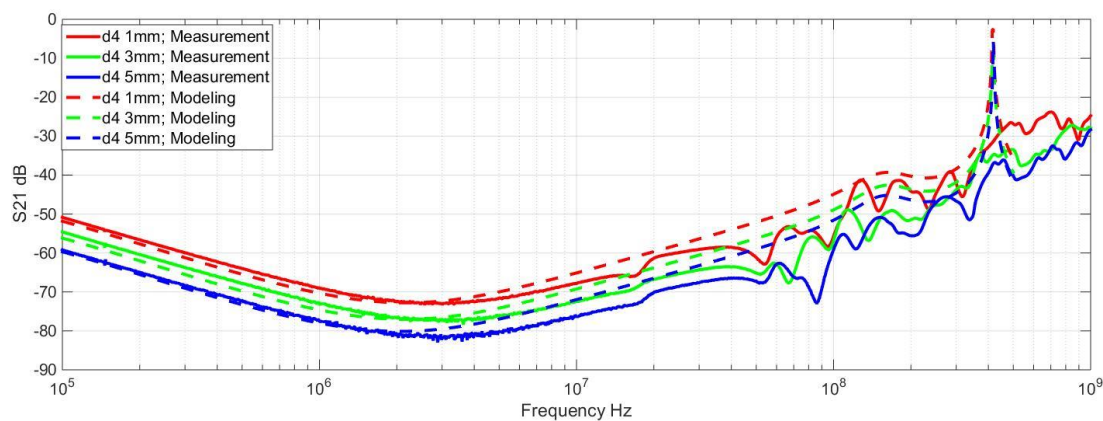


b)

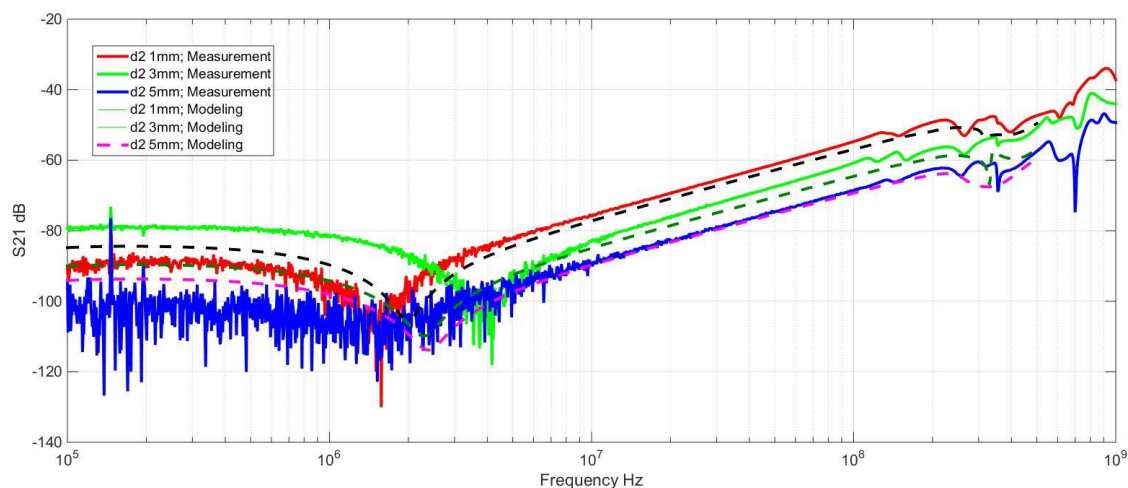
9. att. WE 7447709471 virsmas montāžas komponente.
a- komponente, b- analītiskais 3D modelis.



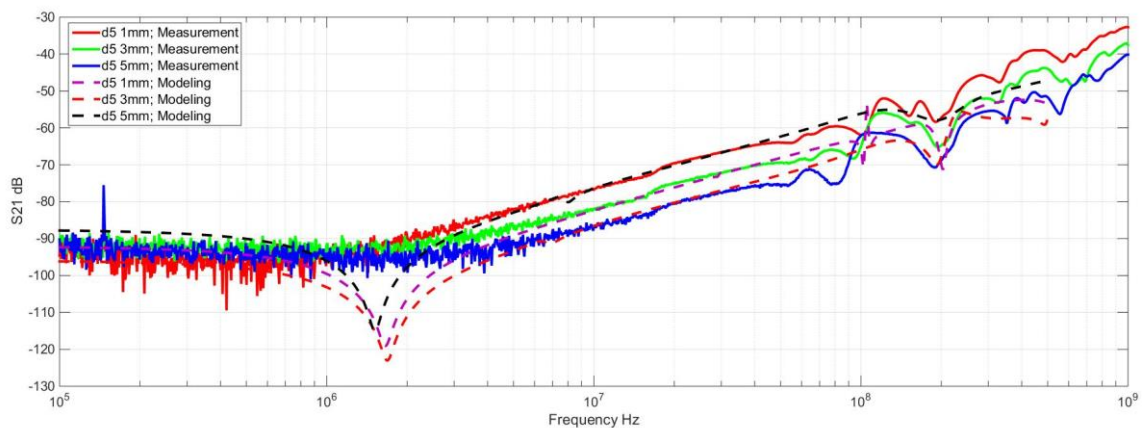
10. att. Komponentu WE 744066151 mijiedarbība, veicot izvērtēšanu ar spiestajām platēm d3_1mm, d3_3mm un d3_5mm.



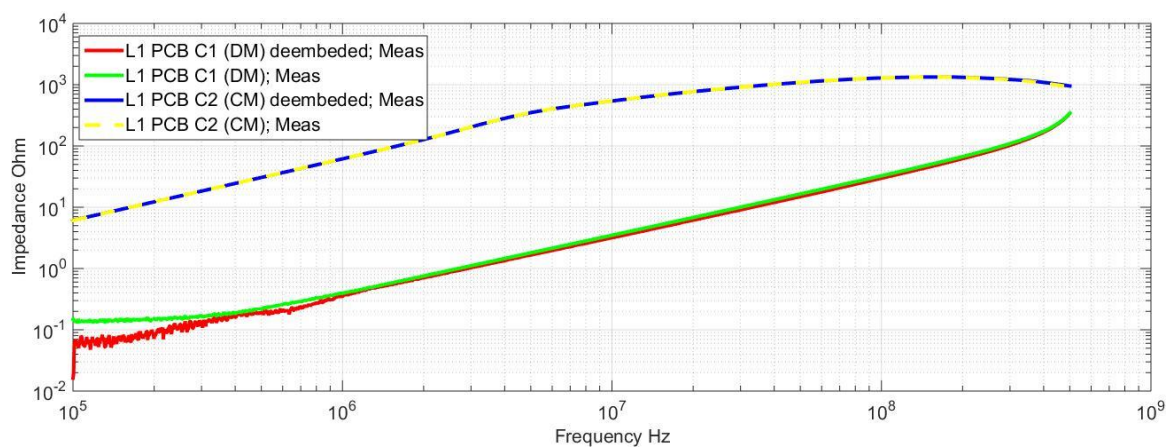
11. att. Komponentu WE 7447709471 mijiedarbība, veicot izvērtēšanu, izmantojot spiestās plates d4_1mm, d4_3mm un d4_5mm.



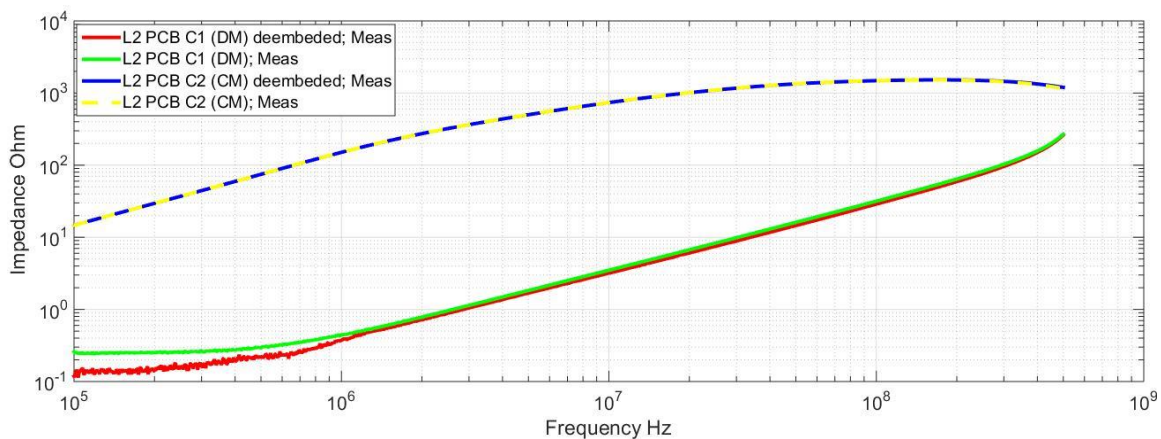
12. att. Komponentu WE 742792141 un WE 744066151 mijiedarbība, veicot izvērtēšanu, izmantojot spiestās plates d2_1mm, d2_3mm un d2_5mm.



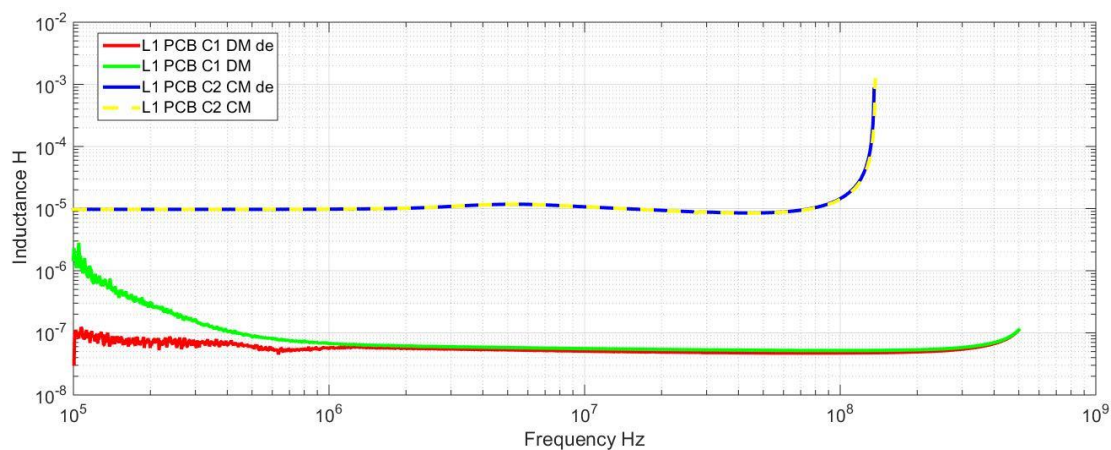
13. att. Komponentu WE 742792141 un WE 7447709471 mijiedarbība, veicot izvērtēšanu, izmantojot spiestās plates d5_1mm, d5_3mm un d5_5mm.



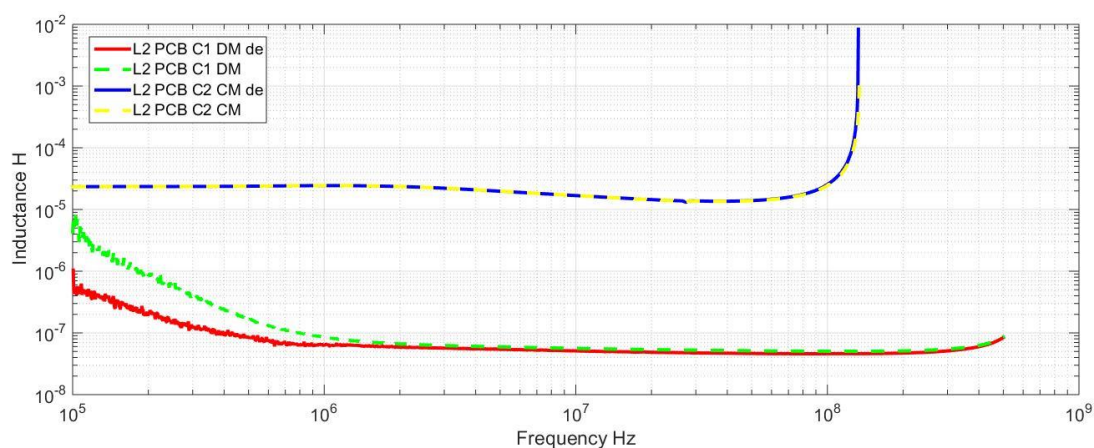
14. att. Pilnās pretestības mērījumi komponentei L1.



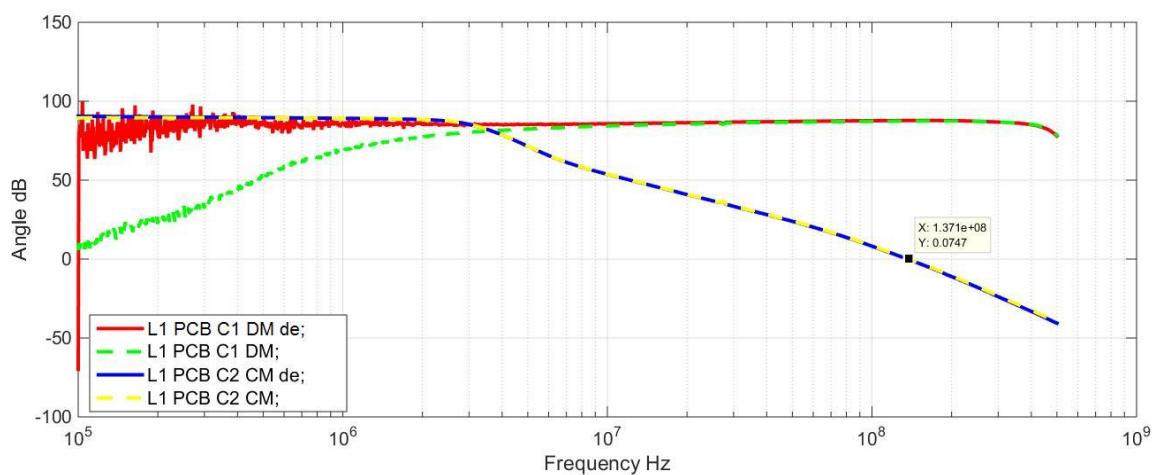
15. att. Pilnās pretestības mērījumi komponentei L2.



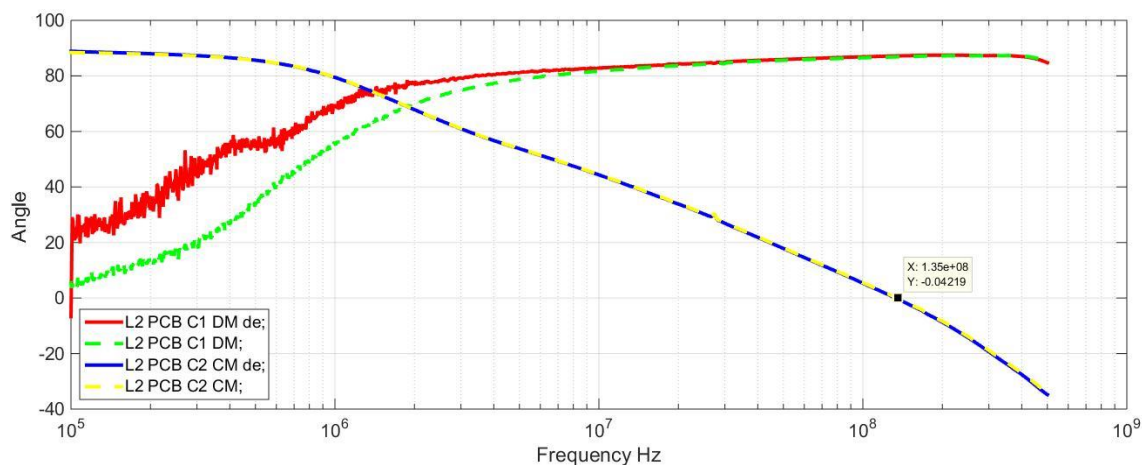
16. att. Induktivitātes mērijumi komponentei L1.



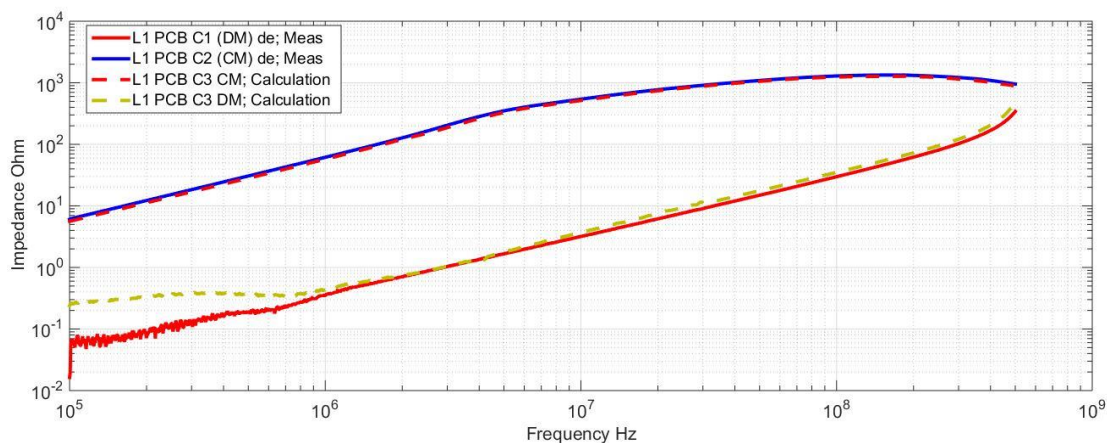
17. att. Induktivitātes mērijumi komponentei L2.



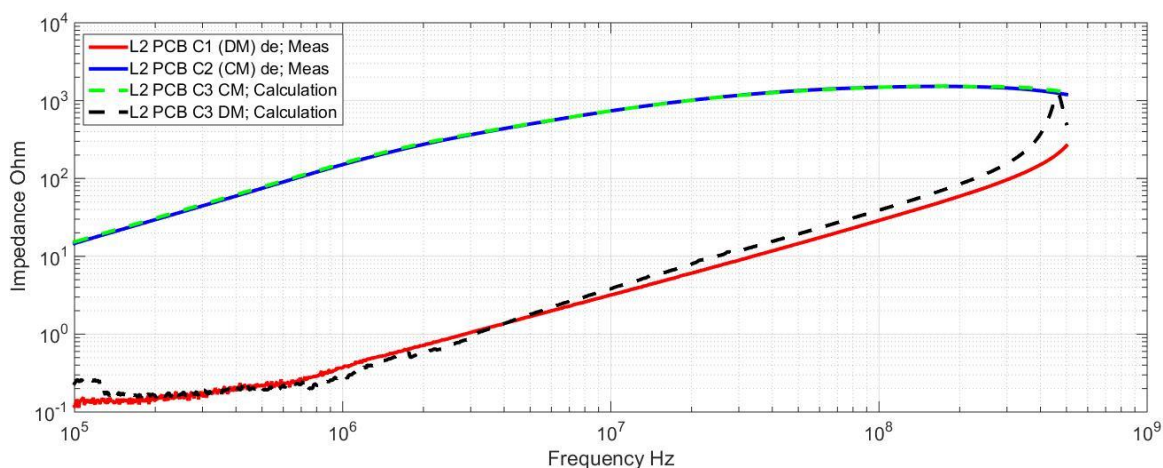
18. att. Induktīvās komponentes L1 pilnās pretestības fāzes leņķis.



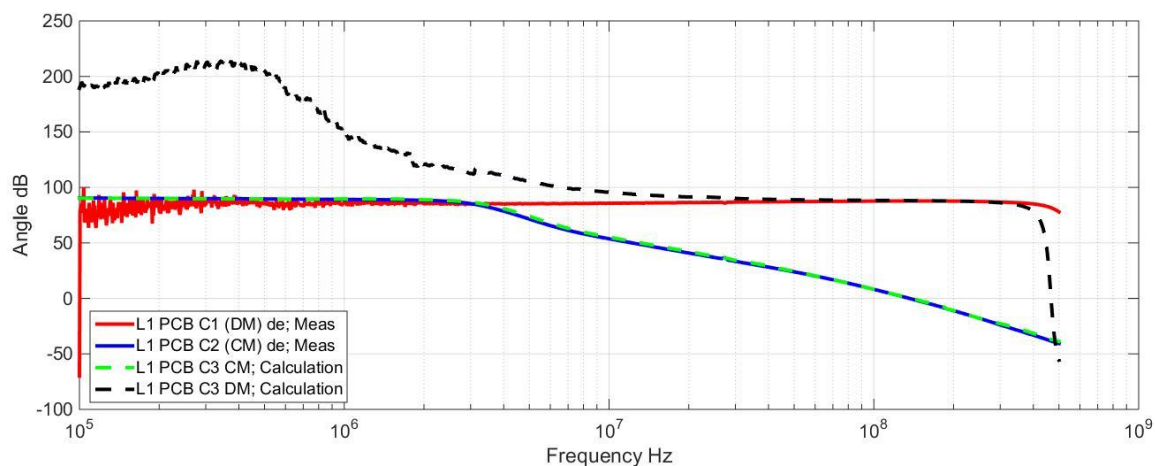
19. att. Induktīvās komponentes L2 pilnās pretestības fāzes leņķis.



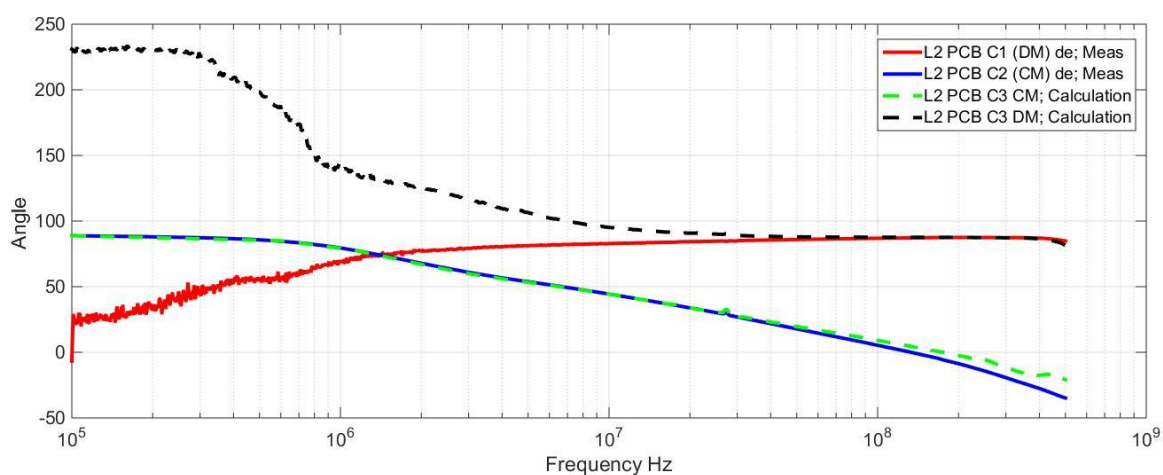
20. att. Pilnās pretestības mērījumu un analītisko aprēķinu, kas balstīti uz modeļiem ar integrētiem S-parametriem, salīdzinājums komponentei L1.



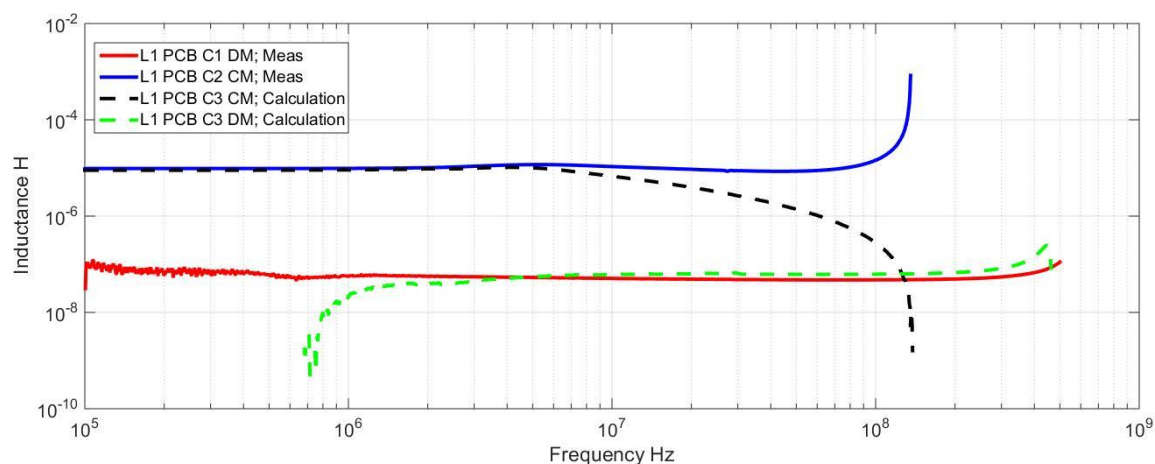
21. att. Pilnās pretestības mērījumu un analītisko aprēķinu, kas balstīti uz modeļiem ar integrētiem S-parametriem, salīdzinājums komponentei L2.



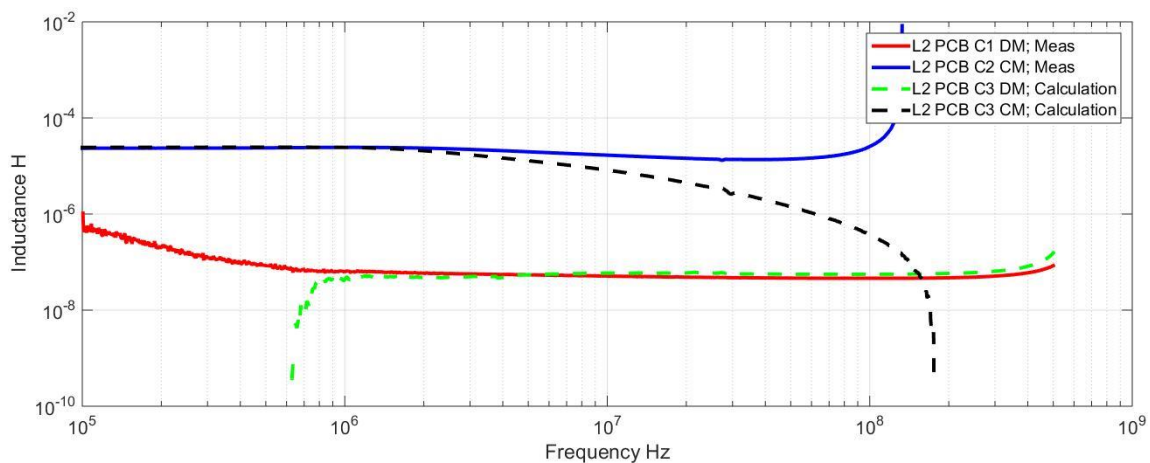
22. att. Pilnās pretestības fāzes leņķu mērījumu un analītisko aprēķinu, kas balstīti uz modeļiem ar integrētiem S-parametriem, salīdzinājums komponentei L1.



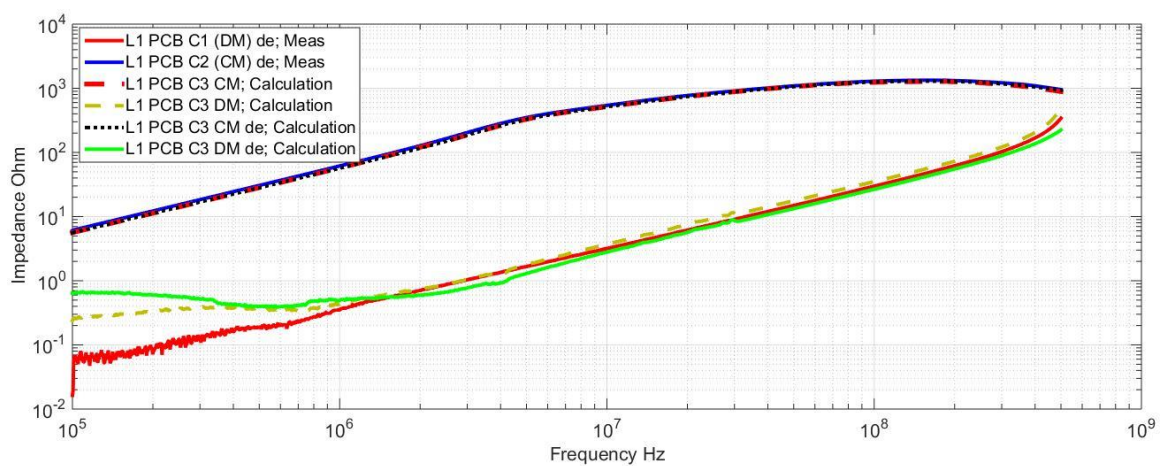
23. att. Pilnās pretestības fāzes leņķu mērījumu un analītisko aprēķinu, kas balstīti uz modeļiem ar integrētiem S-parametriem, salīdzinājums komponentei L2.



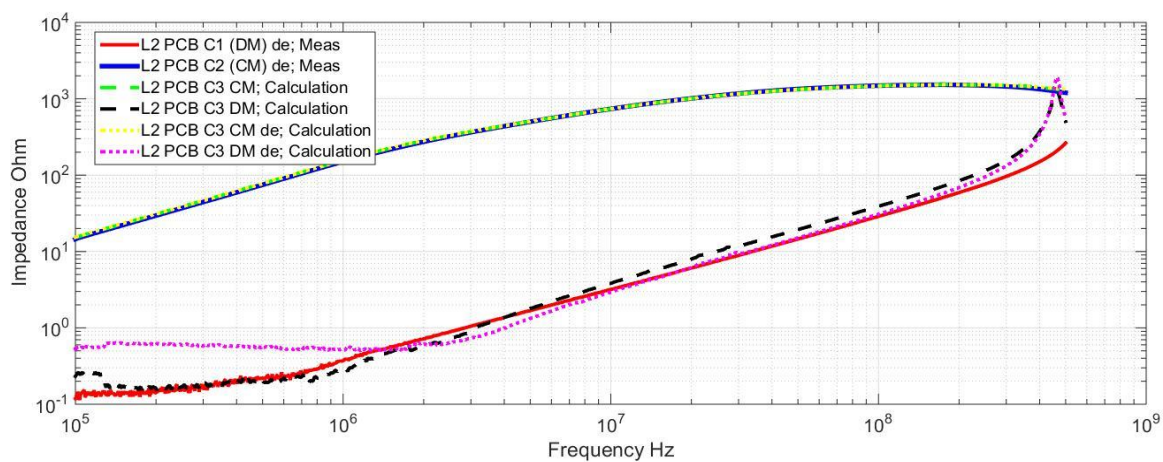
24. att. Induktivitātes mērījumu un analītisko aprēķinu, kas balstīti uz modeļiem ar integrētiem S-parametriem, salīdzinājums komponentei L1.



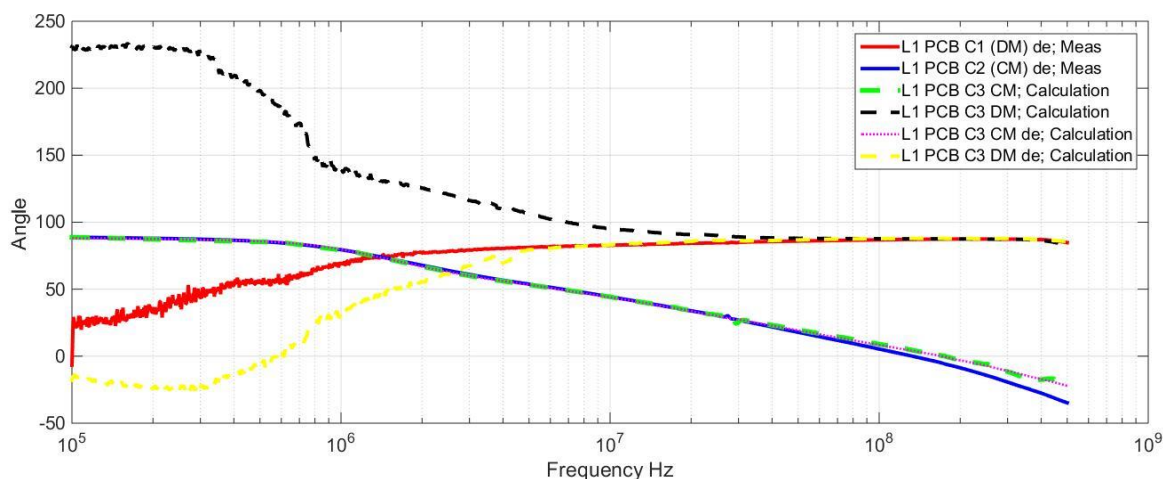
25. att. Induktivitātes mērījumu un analītisko aprēķinu, kas balstīti uz modeļiem ar integrētiem S-parametriem, salīdzinājums komponentei L2.



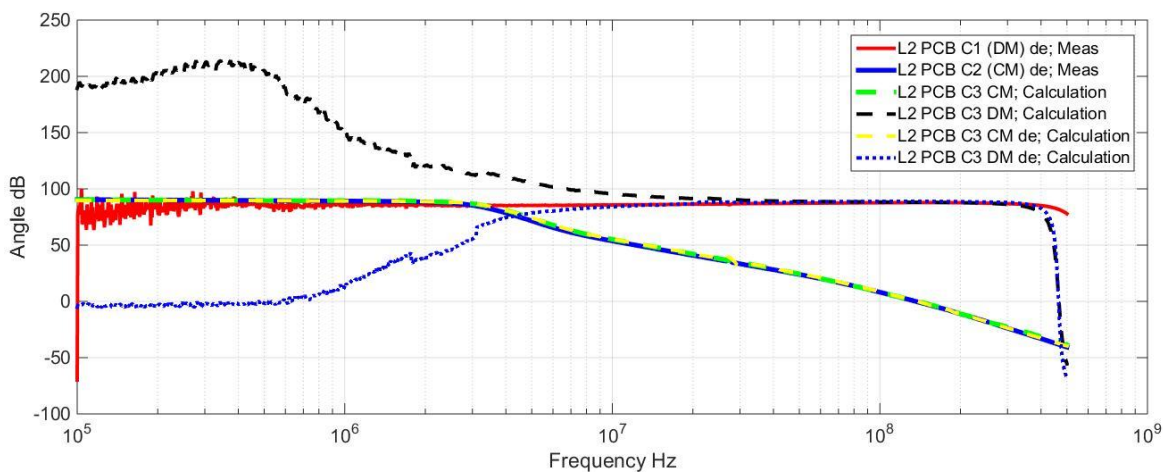
26. att. Virsmas montāžas komponentes L1 CM un DM pilnā pretestība.



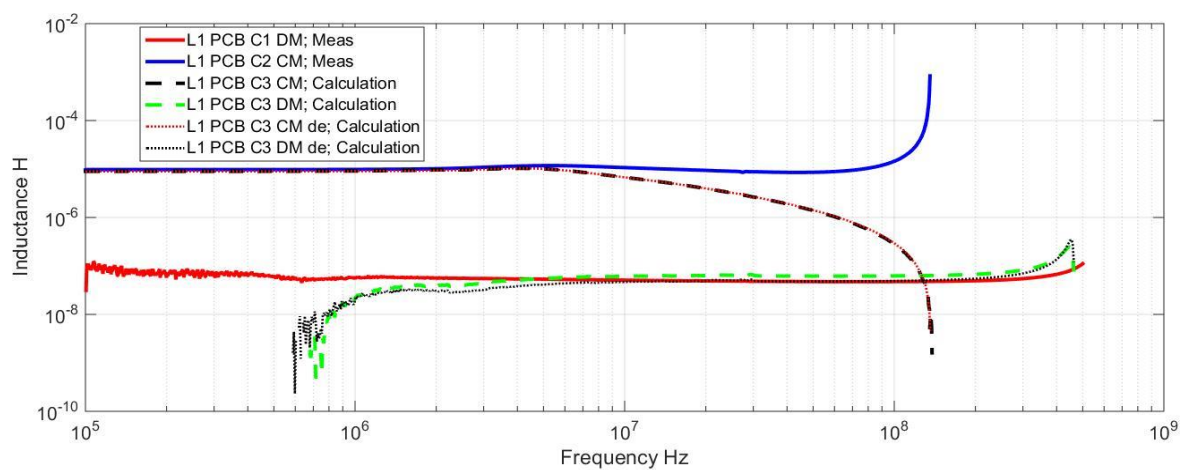
27. att. Virsmas montāžas komponentes L2 CM un DM pilnā pretestība.



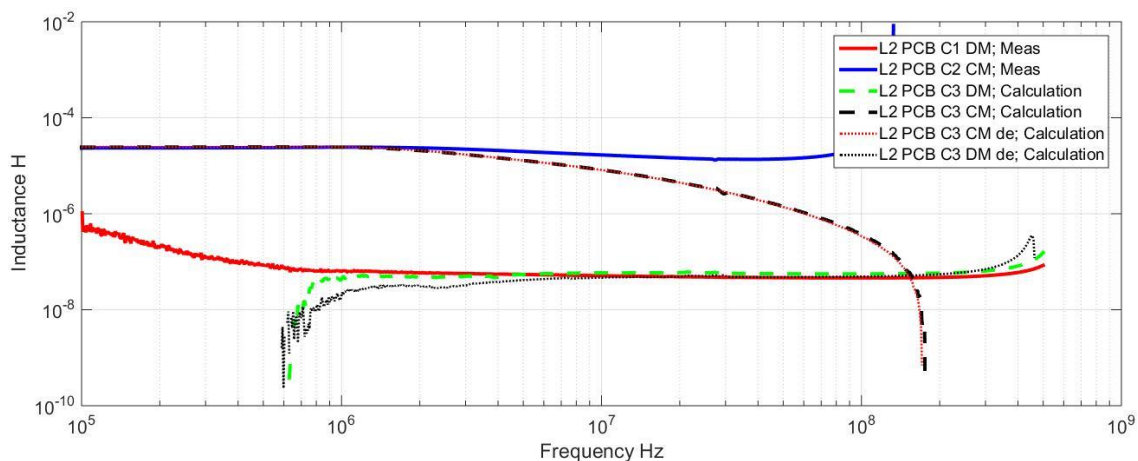
28. att. Virsmas montāžas komponentes L1 CM un DM pilnā pretestības fāžu leņķi.



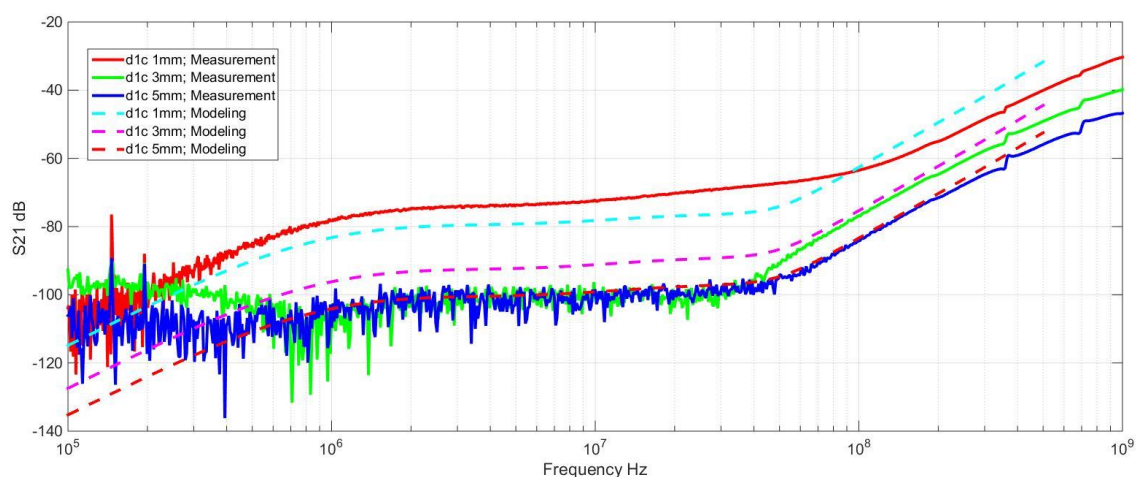
29. att. Virsmas montāžas komponentes L2 CM un DM pilnā pretestības fāžu leņķi.



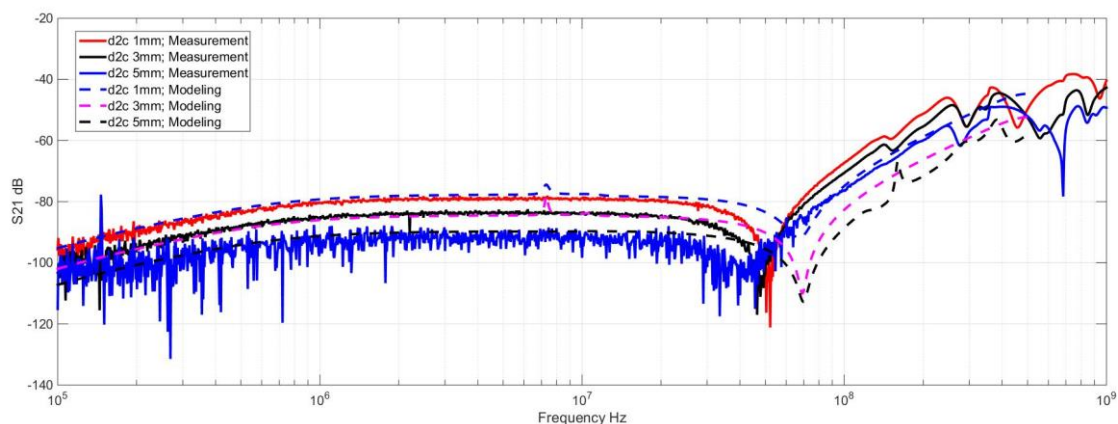
30. att. Virsmas montāžas komponentes L1 CM un DM induktivitāte.



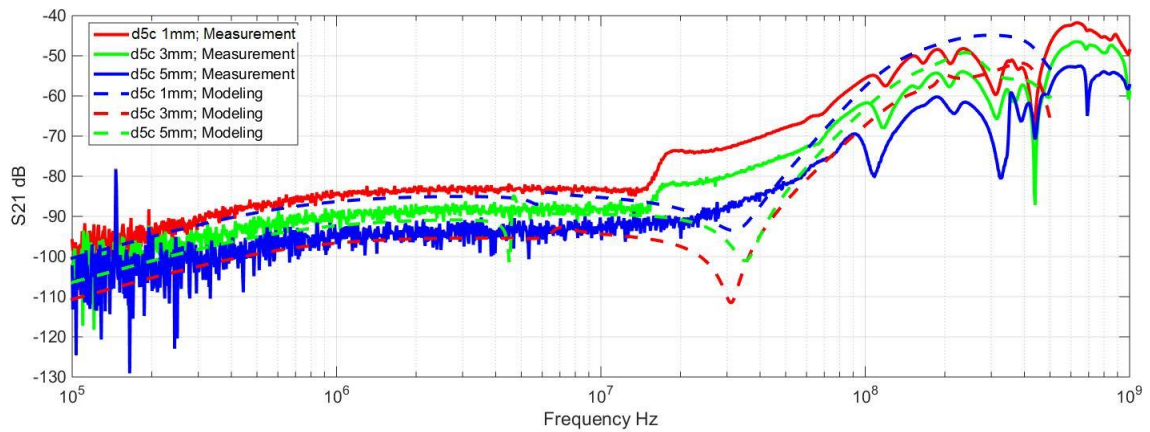
31. att. Virsmas montāžas komponentes L2 CM un DM induktivitāte.



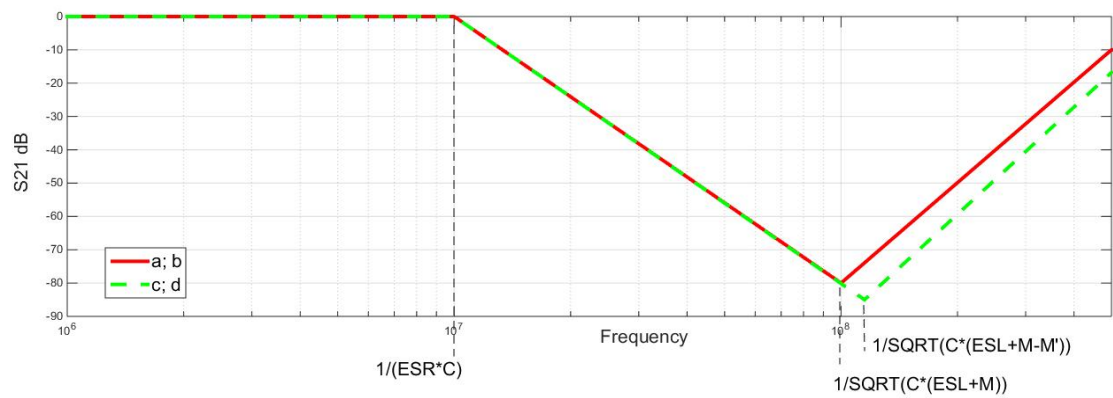
32. att. Mijiedarbības mērījumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums - kondensators 4.7nF, induktīvā komponente WE 74279214.



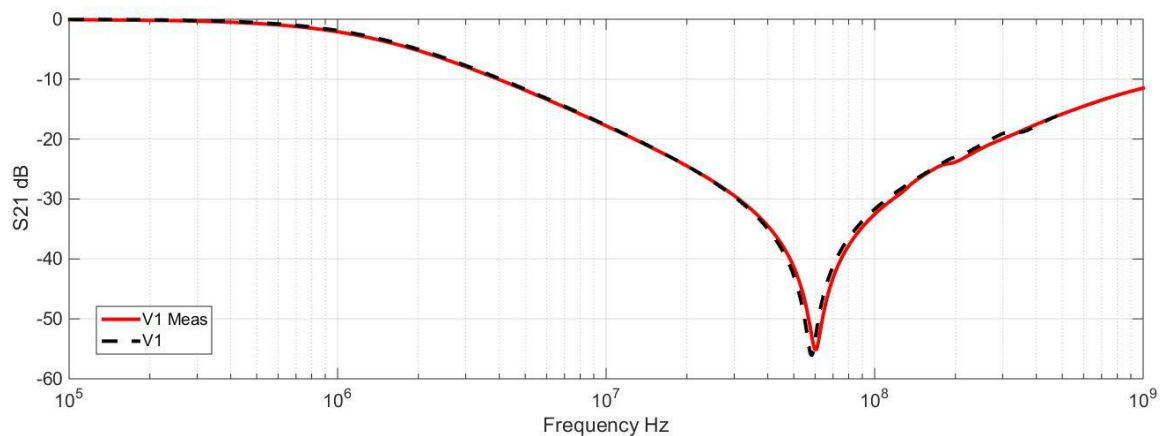
33. att. Mijiedarbības mērījumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums- kondensators 4.7nF - WE 744066151.



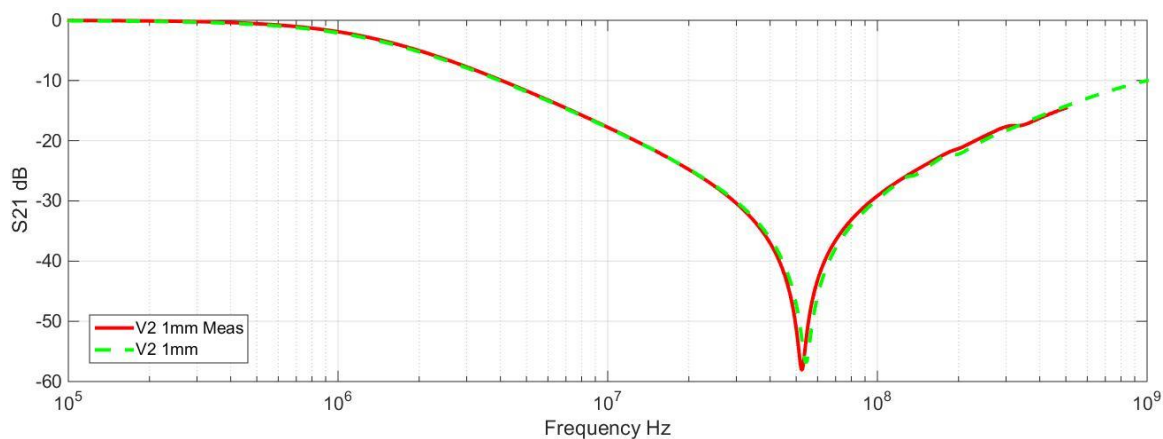
34. att. Mijiedarbības mērījumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums- kondensators 4.7nF - WE 7447709471.



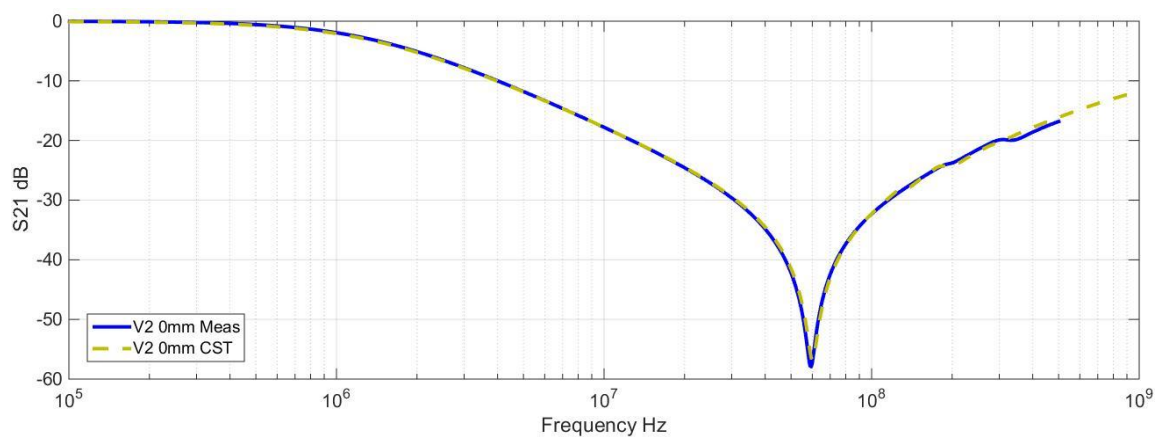
35. att. Mijinduktivitātes M' iespaids uz pārejas koeficientu S_{21} .



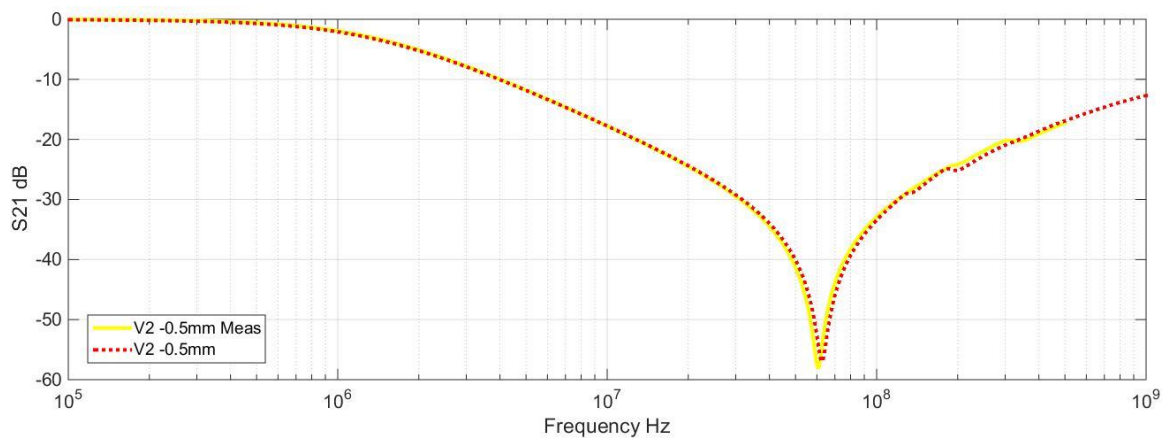
36. att. Spiestās plates PCB_V1 mērījumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums.



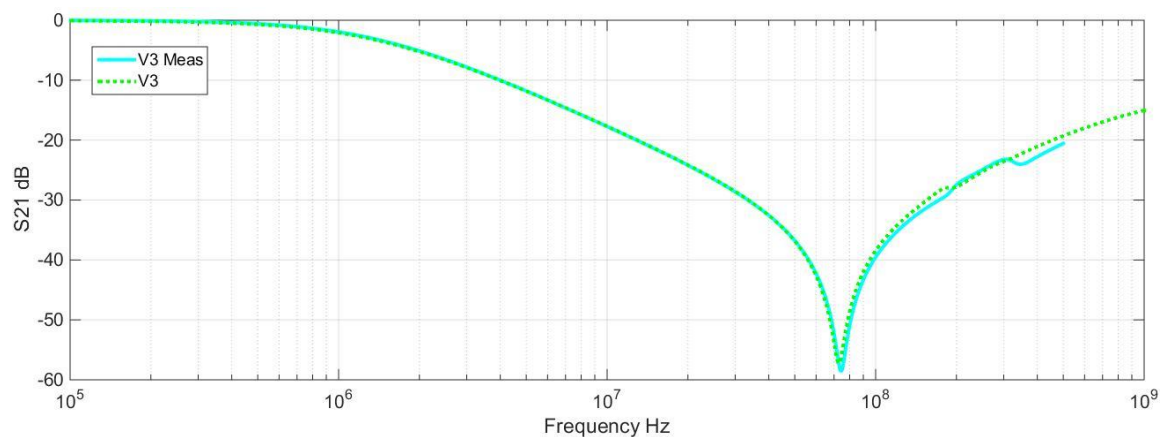
37. att. Spiestās plates PCB_V2 (kondensators atrodas 1mm attālumā no spiestās plates celiņa) mērījumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums.



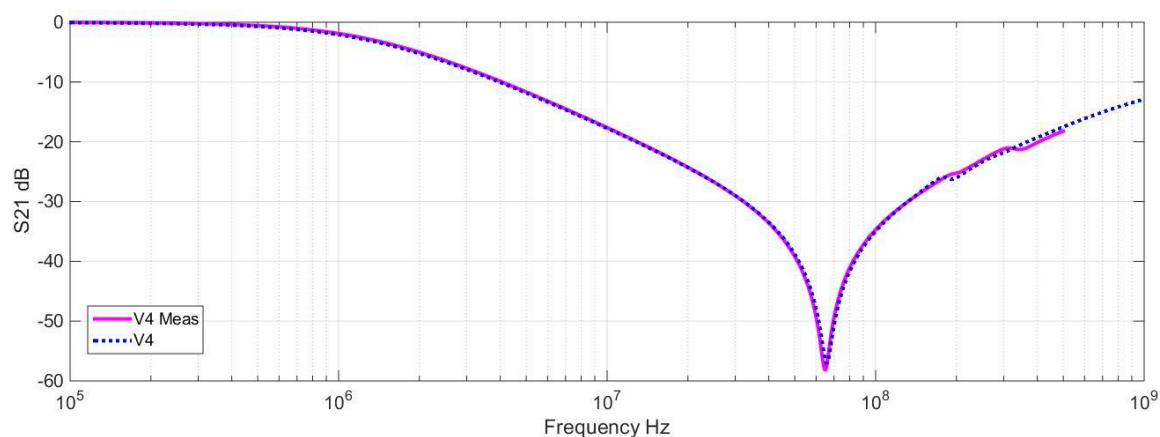
38. att. Spiestās plates PCB_V2 (kondensators atrodas 0mm attālumā no spiestās plates celiņa) mērījumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums.



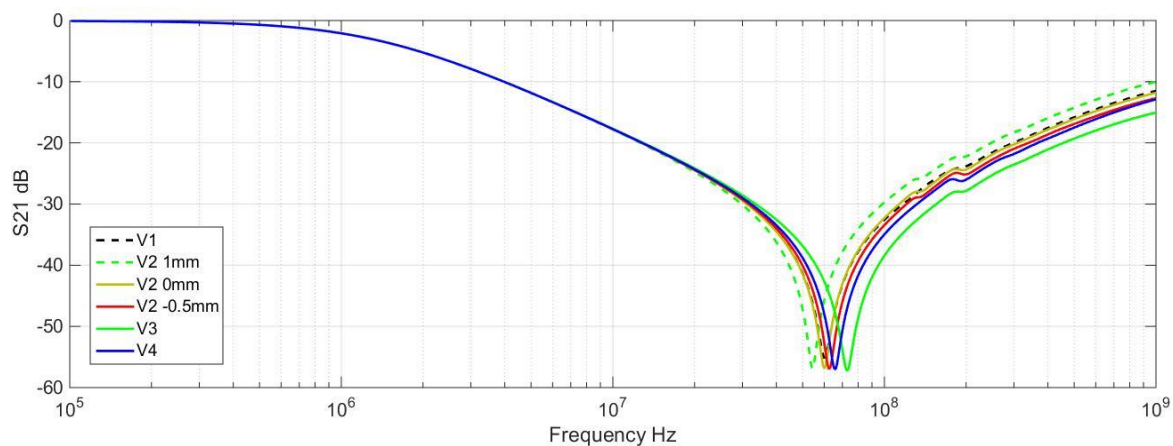
39. att. Spiestās plates PCB_V2 (kondensators atrodas -0.5mm attālumā no spiestās plates celiņa) mērījumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums.



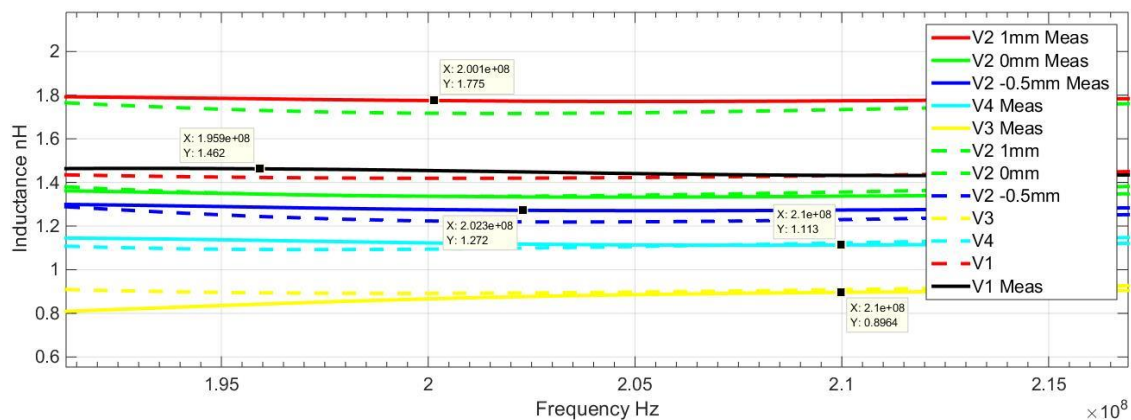
40. att. Spiestās plates PCB_V3 mērijumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums.



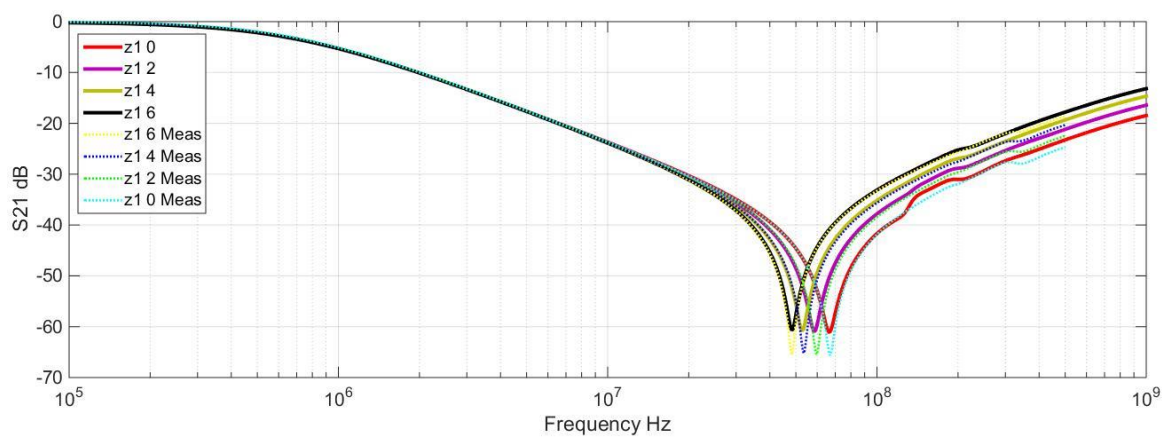
41. att. Spiestās plates PCB_V4 mērijumu un analītisko aprēķinu, kas balstīti uz 3D elektromagnētiskajiem modeļiem, salīdzinājums.



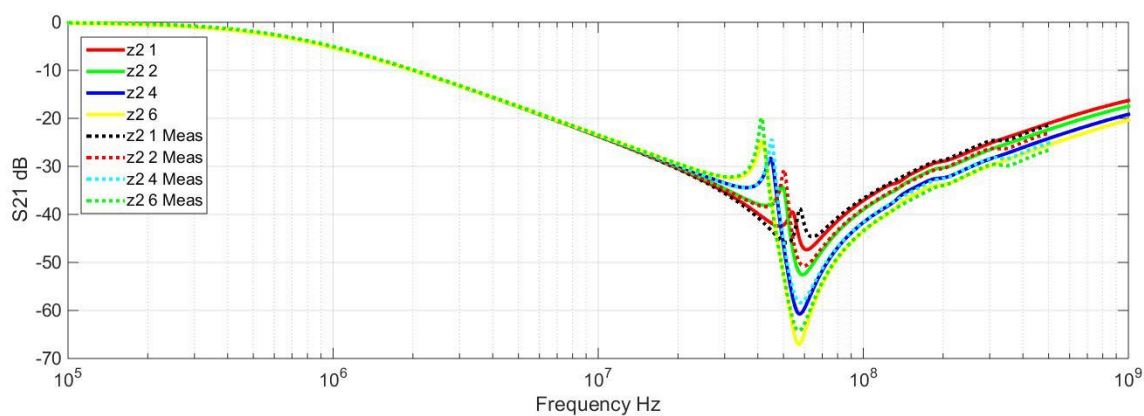
42. att. Analītisko aprēķinu salīdzinājums visām spiestajām platēm.



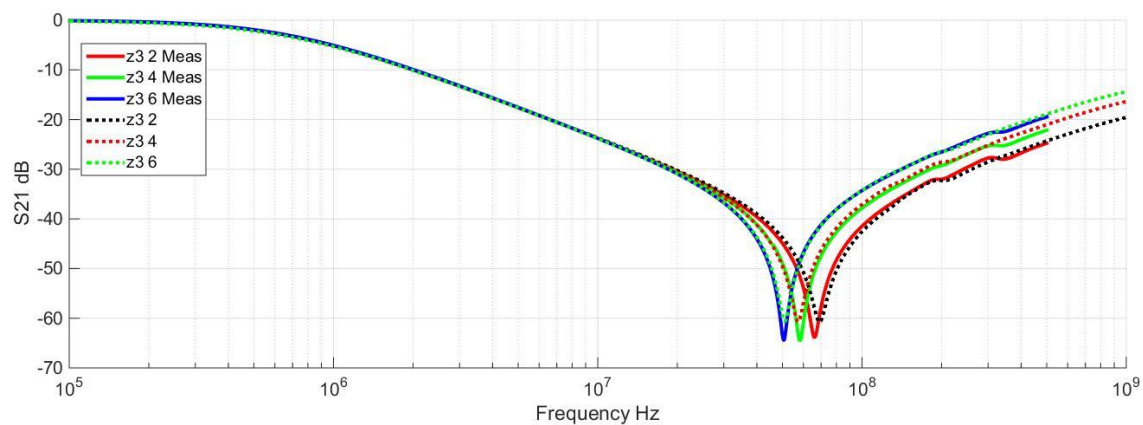
43. att. Spiesto plašu induktivitātes aprēķina salīdzinājums, kas balstīts uz mērījuma rezultātiem un analītiskā aprēķina rezultātiem.



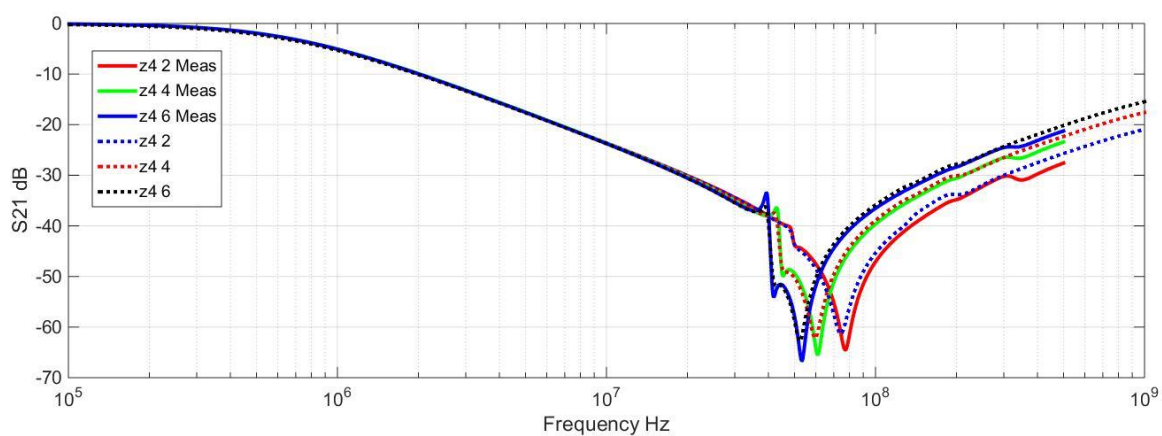
44. att. Spiesto plašu z1 mērījumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums.



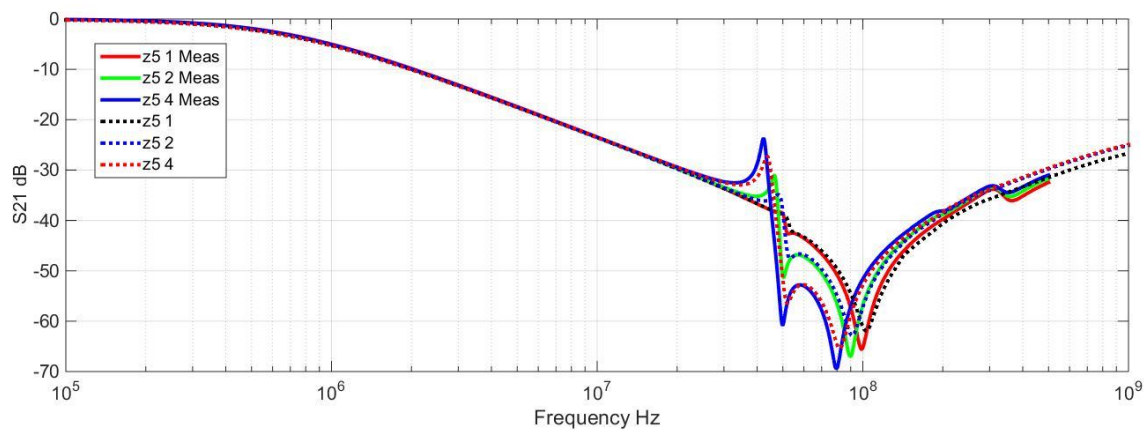
45. att. Spiesto plašu z2 mērījumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums.



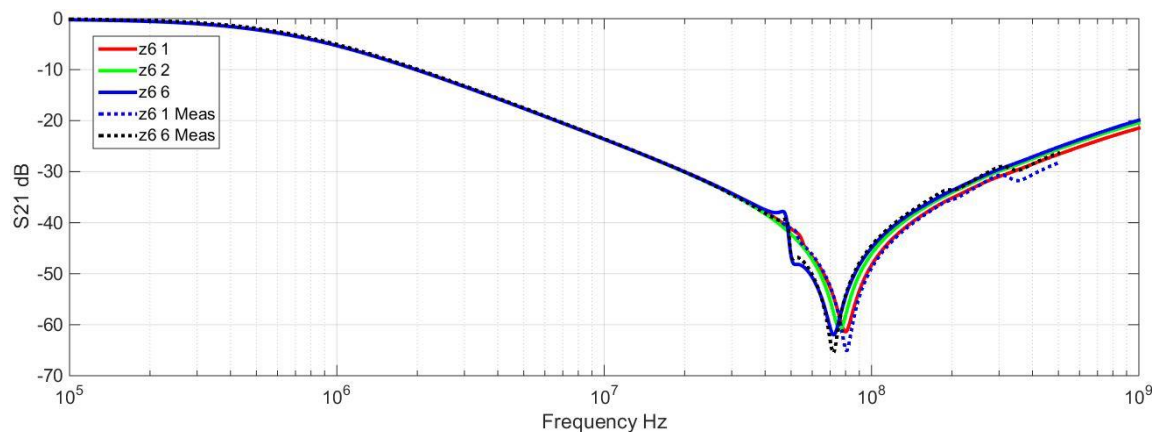
46. att. Spiesto plašu z3 mērījumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums.



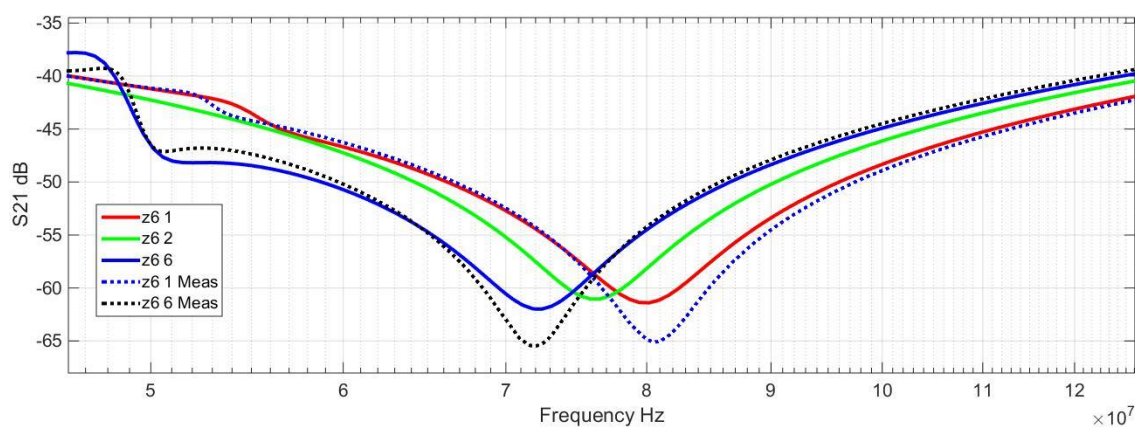
47. att. Spiesto plašu z4 mērījumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums.



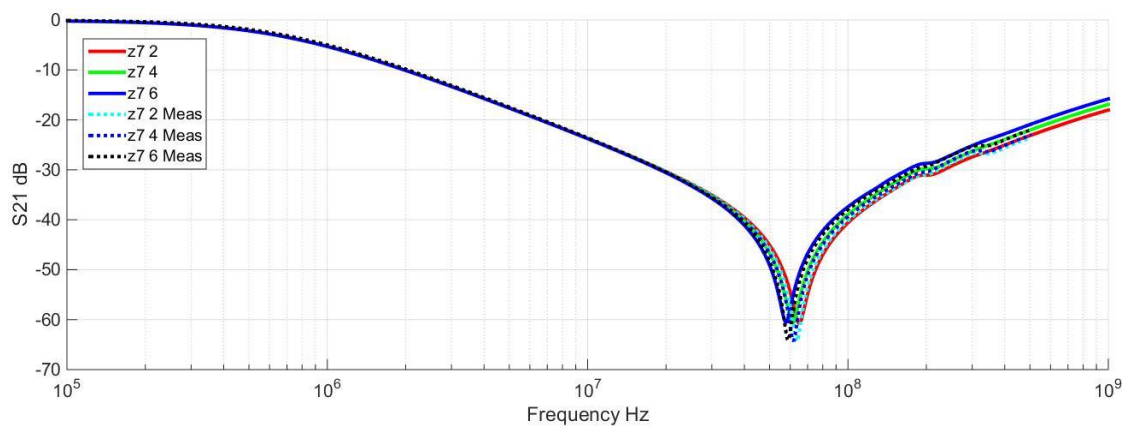
48. att. Spiesto plašu z5 mērījumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums.



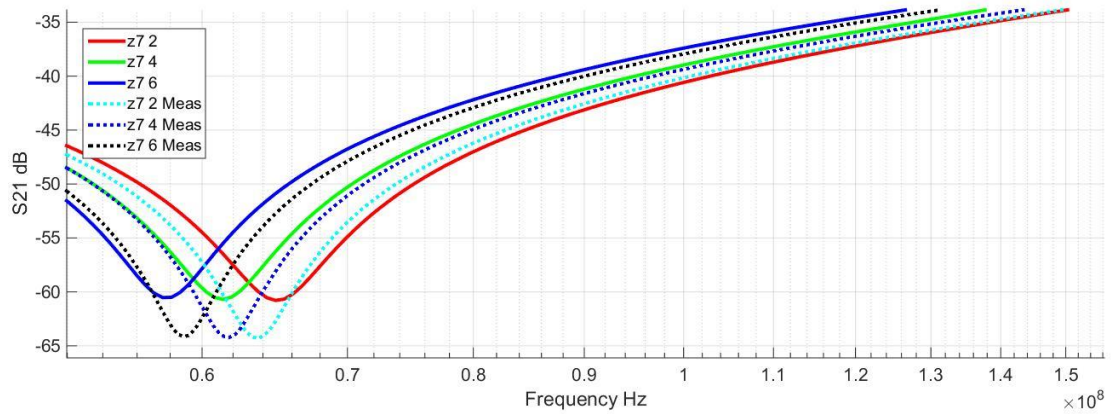
49. att. Spiesto plašu z6 mērijumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums.



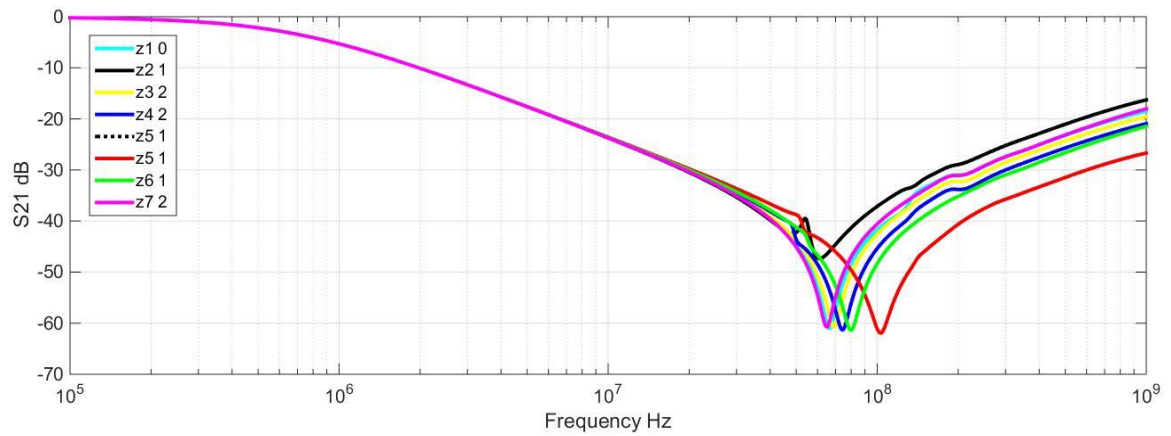
50. att. Spiesto plašu z6 mērijumu un analītisko aprēķinu rezonanses frekvenču tuvināts salīdzinājums.



51. att. Spiesto plašu z7 mērijumu un analītisko aprēķinu salīdzinājums.



52. att. Spiesto plašu z7 mērījumu un analītisko aprēķinu rezonanses frekvenču tuvināts salīdzinājums.



53. att. Filtru analītisko aprēķinu salīdzinājums, ja kondensatori novietoti minimālā attālumā d viens no otra.