

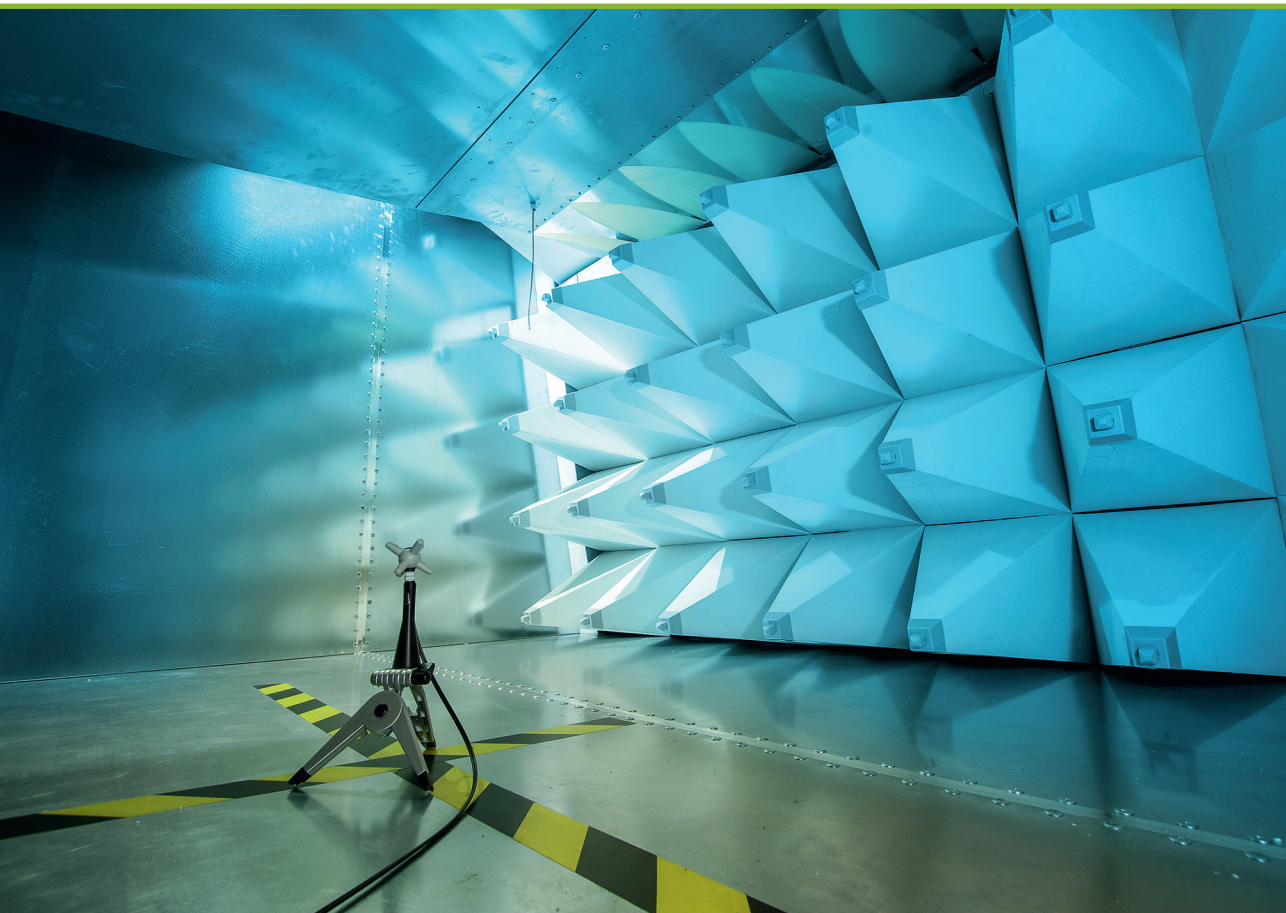


RĪGAS TEHNISKĀ
UNIVERSITĀTE

Romāns Kušņins

MODEĻA JUTĪBAS NOVĒRTĒŠANA UN NENOTEIKTĪBAS SAMAZINĀŠANA DIELEKTRISKĀS CAURLAIDĪBAS MĒRĪJUMOS

Promocijas darba kopsavilkums



RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE

Elektronikas un telekomunikāciju fakultāte

Radioelektronikas institūts

Romāns Kušņins

Doktora studiju programmas “Elektronika” doktorants

**MODEĻA JUTĪBAS NOVĒRTĒŠANA UN
NENOTEIKTĪBAS SAMAZINĀŠANA
DIELEKTRISKĀS CAURLAIDĪBAS
MĒRĪJUMOS**

Promocijas darba kopsavilkums

Zinātniskais vadītājs
docents *Dr. sc. ing.*
JĀNIS SEMEŅAKO

RTU Izdevniecība
Rīga 2023

Kušņins, R. Modeļa jutības novērtēšana un nenoteiktības samazināšana dielektriskās caurlaidības mērījumos. Promocijas darba kopsavilkums. Rīga: RTU Izdevniecība, 2023. 46 lpp.

Iespiests saskaņā ar promocijas padomes “RTU P-08” 2023. gada 26. janvāra lēmumu, protokols Nr. 18.

NACIONĀLAIS
ATTĪSTĪBAS
PLĀNS 2020



EIROPAS SAVIENĪBA
Eiropas Sociālais
fonds

I E G U L D Ī J U M S T A V Ā N Ā K O T N Ē

Šis darbs izstrādāts ar Eiropas Sociālā fonda atbalstu darbības programmas “Izaugsme un nodarbinātība” 8.2.2. specifiskā atbalsta mērķa “Stiprināt augstākās izglītības institūciju akadēmisko personālu stratēģiskās specializācijas jomās” projektā Nr. 8.2.2.0/20/I/008 “Rīgas Tehniskās universitātes un Banku augstskolas doktorantu un akadēmiskā personāla stiprināšana stratēģiskās specializācijas jomās”.

<https://doi.org/10.7250/9789934228889>

ISBN 978-9934-22-888-9 (pdf)

PROMOCIJAS DARBS IZVIRZĪTS ZINĀTNES DOKTORA GRĀDA IEGŪŠANAI RĪGAS TEHNISKAJĀ UNIVERSITĀTĒ

Promocijas darbs zinātnes doktora (*Ph. D.*) grāda iegūšanai tiek publiski aizstāvēts 2023. gada 31. martā plkst. 11.00 Rīgas Tehniskās universitātes Elektronikas un telekomunikāciju fakultātē, Āzenes ielā 12, 201. auditorijā.

OFICIĀLIE RECENZENTI

Profesors *Dr. sc. ing.* Dmitrijs Pikuļins,
Rīgas Tehniskā universitāte

Profesors *Dr.-Ing.* Ingo Gaspard,
Darmšates Lietišķo zinātņu universitāte, Vācija

Asociētais profesors *Dr.* Darius Plonis,
Viļņas Ģedimīna tehniskā universitāte, Lietuva

APSTIPRINĀJUMS

Apstiprinu, ka esmu izstrādājis šo promocijas darbu, kas iesniegts izskatīšanai Rīgas Tehniskajā universitātē zinātnes doktora (*Ph. D.*) grāda iegūšanai. Promocijas darbs zinātniskā grāda iegūšanai nav iesniegts nevienā citā universitātē.

Romāns Kušņins

Datums:

Promocijas darbs ir uzrakstīts angļu valodā, tajā ir ievads, sešas nodaļas, secinājumi, literatūras saraksts, 54 attēli, 13 tabulu, kopā 128 lappuses. Literatūras sarakstā ir 138 nosaukumi.

SATURS

SAĪSINĀJUMU SARAKSTS	5
PROMOCIJAS DARBA VISPĀRĒJS RAKSTUROJUMS	6
Tēmas aktualitāte.....	6
Promocijas darba mērķis un definētās tēzes.....	8
Promocijas darba uzdevumi	8
Pētījumu metodika.....	9
Zinātniskā novitāte	10
Promocijas darba galvenie rezultāti	10
Darba aprobācija un publikācijas	11
1. PROMOCIJAS DARBA SATURS UN IEGŪTIE REZULTĀTI.....	14
2. PROMOCIJAS DARBA NODAĻU KOPSAVILKUMS.....	16
2.1. Mērījumu nenoteiktības aprēķins un modeļu izvērtēšana	16
2.2. Klasiskie modeļi dielektriskās caurlaidības mērīšanai.....	17
2.3. Paplašinātie daudzslāņu mērījumu modeļi viļņvada metodei	23
2.4. Paplašinātie brīvas telpas daudzslāņu mērījumu modeļi.....	30
2.5. Paplašinātais divcilindru mērījumu modelis	35
2.6. Ātrā integrālvienādojumu metode.....	38
SECINĀJUMI.....	42
IZMANTOTĀ LITERATŪRA	44

SAĪSINĀJUMU SARAKSTS

Saīsinājumi	Angļu valodā	Latviešu valodā
<i>EPM</i>	<i>Error propagation method</i>	kļūdu izplatīšanās metode
<i>GUM</i>	<i>Guidance under measurement</i>	vadlīnijas mērījumu veikšanai
<i>FEM</i>	<i>Finite element method</i>	galīgo elementu metode
<i>MCM</i>	<i>Monte Carlo method</i>	Montekarlo metode
<i>MoM</i>	<i>Method of moments</i>	momentu metode
<i>MUT</i>	<i>Material under test</i>	testējamais (mērāmais) materiāls
<i>VNA</i>	<i>Vector network analyzer</i>	vektora tīkla analizators

PROMOCIJAS DARBA VISPĀRĒJS RAKSTUROJUMS

Tēmas aktualitāte

Precīzi dielektriskās caurlaidības mērījumi ir svarīgi daudzās jomās, piemēram, elektromagnētisma dažādos lietojumos, mikroviļņu tehnikā bioloģijā, lauksaimniecībā, medicīnā un citur [1–3]. Mērījumu precizitāti būtiski ierobežo vairāki faktori – visbiežāk ierobežota mēriekārtu izšķirtspēja, sistemātiska nenoteiktība, neprecīza salāgošana, atstarošanās savienojumos, nelielas parauga novietojuma nobīdes no modelī fiksētā izvietojuma [4, 5]. Tikai dažās, speciāli konstruētās mikroviļņu iekārtās, piemēram, filtros, dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktības ietekmi uz iekārtas darbību var daļēji kompensēt, izmantojot papildu pieskaņošanas elementus, kas gan rada papildu izmaksas. Citās jomās, piemēram, lietojumos medicīnā, to panākt ir sarežģītāk, dārgāk vai vispār nav iespējams.

Šobrīd tiek lietotas dažādas dielektriskās caurlaidības mērīšanas metodes [6, 7], no kurām biežāk lietotās ir dobuma rezonatoru metode, pārvades līniju metode un brīvās telpas metode, tomēr katrai no šīm metodēm ir vairāki trūkumi un ir arī noteiktas priekšrocības. Piemēram, dobuma rezonatora metode nodrošina augstu dielektriskās caurlaidības un zudumu leņķa tangensa mērīšanas precizitāti materiāliem ar maziem zudumiem [8], bet prasa ļoti dārgu aprīkojumu, kā arī rūpīgu un ilgstošu pētāmā parauga sagatavošanas procesu. Ar rezonanses metodi ir sarežģīti veikt mērījumus dažādās frekvencēs [9], jo frekvence šajā mērījumu modelī ir lielums, kas tiek tieši mērīts, un līdz ar to metode nav piemērota dielektriķu mērīšanai ar izteiktu dispersiju, kad dielektriskā caurlaidība un zudumu leņķa tangenss strauji mainās atkarībā no frekvences. Turklāt rezonanses metodes lietošana gandrīz vienmēr ir saistīta ar paraugu sagraušānu.

Mērījumu precizitāte, ko nodrošina metodes, kas neizmanto rezonanses, ir gan zemāka nekā rezonanses metodēm, bet tās ir daudz lētākas un lielākajā daļa gadījumu šīs metodes ir nesagraujošas, kas vairākos gadījumos ir būtiski [10, 11].

Šajā darbā tiek pētīta plaši lietota atstarošanas metode, kurā mēra izkliedes matricas elementa S_{11} moduļa $|S_{11}|$ vērtību. Šāda pieeja ir ērta mērījumiem un dod pietiekami labu precizitāti. Darbā tika aprēķināts un parādīts, ka atstarošanas (līdzīgi arī cauriešanas/atstarošanas) metodes lietošanā, it īpaši, ja tiek veikti nesagraujoši mērījumi, parādās jutības problēma (tas gan ir aktuāli arī visām citām mērījumu metodēm) – pie noteiktiem mērāmā parauga izmēriem, frekvencēm un dielektriskās caurlaidības vērtībām vai noteiktos šo lielumu vērtību intervālos mērījumu nenoteiktība ir tik liela, ka tādu mērījumu rezultāti ir absolūti nederīgi praktiskajiem lietojumiem. Promocijas darbā tiek parādīts, ka liela mērījumu nenoteiktība izveidojas zemas mērījumu modeļa jutības dēļ. Par mērījumu jutību šeit fiksē lielumu, kas parāda, cik jutīga ir izmērītā izkliedes matricas elementa S_{11} moduļa $|S_{11}|$ vērtība attiecībā pret mazām dielektriskās caurlaidības vērtības izmaiņām. Ja tā ir maza, tad dielektriskās caurlaidības noteikšanā būs liela nenoteiktība. Šajā darbā ar terminu “Mērījumu modelis” tiek domāta mērījumu procedūra kopā ar matemātiskajām sakarībām, kas saista mērāmo lielumu (šeit tā ir dielektriskā caurlaidība) ar pārējiem lielumiem, no kuriem ir atkarīga. Mērījumu modeli, kas ietver tikai paraugu, kas izgatavots no pētāmā materiāla (*MUT*) – materiāla, kura dielektriskā caurlaidība jānosaka, šajā

darbā nosauc par klasisko mērījumu modeli.

Promocijas darbā tiek parādīts, ka mērījumu modeļa jutība ir būtiski svarīgs parametrs, kura vienkāršs aprēķins uzreiz parāda, vai mērījumu modelis ir piemērots mērījumiem, vai nav piezdotajiem lielumiem (dielektriskā caurlaidība, parauga izmēri, frekvence). Jo lielāka ir modeļa jutība, jo mazāka ir dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktība. Gadījumā, ja tiek secināts, ka klasiskajam mērījumu modelim mērījumu jutība ir pietiekami liela, šis modelis ir piemērots mērījumiem, bet, ja jutība ir nepietiekama, tad ir jāmeklē cits mērījumu modelis.

Darbā ir arī parādīts, ka mērījumu modeļa jutību var uzlabot, mainot parauga izmērus vai frekvenci, bet tāda pieeja ne vienmēr ir īstenojama un pieļaujama vai arī tehnoloģiski praktiski nerealizējama. Piemēram, frekvenci nevar mainīt, kad pētāmajam materiālam ir jāizmēra dielektriskā caurlaidība pie frekvences, ko nosaka standarti, bet izmērus izmainīt nav iespējams jau gatavam izstrādājumam, piemēram, dielektriskam cilindriskam rezonatoram.

Šajā darbā tiek pētīti cilindriski paraugi un dielektriski slāņi (taisnstūra plāksnes). Tiek piedāvāta un izpētīta vienkārša mērījumu modeļu izvērtēšanas metodoloģija, kas ļauj ātri un ērti novērtēt mērījumu modeļa jutību klasiskajam modelim, un gadījumos, kad izrādās, ka klasiskajam modelim tā ir nepietiekama, darbā tiek veidoti jauni mērījumu modeļi, kas noteiktajā parametru vērtību diapazonā ir pietiekami jutīgi un nodrošina būtisku mērījumu nenoteiktības samazināšanu.

Darbā mērījumu nenoteiktības novērtēšanai izmantotas divas visbiežāk lietotās metodes, kas tiek ieteiktas un atzītas *GUM* – kļūdu izplatīšanās metode [12, 13] un Montekarlo metode [14]. Praksē visbiežāk izmanto kļūdu izplatīšanās metodi, kas ir labi piemērota modeļiem, kas nav izteikti nelineāri, jo tā balstās uz daudzu argumentu Teilora rindas izvīzījumu punktā, kas atbilst mērāmā lieluma vidējai vērtībai, kurā tiek ņemti vērā tikai pirmās kārtas locekļi un brīvais loceklis. Turklāt tiek pieņemts, ka visi ieejas lielumi ir gadījuma lielumi ar normālu sadalījumu. Neskatoties uz to, ka šāds tuvinājums daudzos praktiskos gadījumos dod pieņemamus rezultātus, tas var dot neprecīzus rezultātus modeļiem, kas ir izteikti nelineāri mērāmā lieluma patiesās vērtības apkārtnē un, ja nepieciešams novērtēt mērījumu nenoteiktību tāda mērījumu modeļa parametru vērtību diapazonā, kurā mērāmā lieluma atkarība no modeļa parametriem ir nelineāra, tad *EPM* metodes izmantošana var radīt ievērojamu nenoteiktības pārvērtēšanu vai arī nepietiekamu novērtēšanu [15].

Izvērtēšana var tikt veikta arī ar Montekarlo metodi [16], kas ir lietojama arī modeļiem ar izteiktu nelinearitāti, bet tā prasa lielu skaitļošanas apjomu un arī ne vienmēr ir lietojama. Neskatoties uz to, ka Montekarlo metode ir lietojama daudz plašākai mērījumu modeļu klasei, salīdzinot ar *NIM*, tā ir laikietilpīga, galvenokārt tāpēc, ka ir nepieciešams aprēķināt mērījumu modeļa izejas lielumu ļoti lielam modeļa ieejas lielumu vērtību gadījuma kombināciju skaitam, kas nepieciešams, lai iegūtu ticamu mērāmā lieluma novērtējumu. Montekarlo metode tiek plaši izmantota daudzās zinātnes jomās, piemēram, metroloģijā, optikā, elektronikā un elektromagnētiskajā saderībā u. c. [17]. Šīs metodes lietošanu mērījumu nenoteiktības noteikšanā oficiālie *GUM* nosaka kā pamata metodi.

Ja mērījumu nenoteiktības aprēķinam tiek lietota Montekarlo metode, tad katra izlases ele-

menta novērtēšanai ir jārisina apgrieztais uzdevums, t. i., jānosaka dielektriskās caurlaidības vērtība, kas atbilst izmērītiem izkliedes matricas elementu lielumiem, aritmētisko operāciju skaits kļūst tik liels, ka šādu novērtēšanu praktiski nav iespējam veikt, neizmantojot ļoti jaudīgus datorus. Tādēļ precīza nenoteiktības analīze materiālu materiālo īpašību mērījumos joprojām ir sarežģīta problēma.

Lai pārbaudītu piedāvātās metodoloģijas efektivitāti, tika veikti skaitliski pētījumi. Rezultāti veiksmīgi apstiprina hipotēzi, ka mērījumu nenoteiktības samazināšanu problemātiskajiem dielektriskās caurlaidības vērtību diapazoniem, kur jutība ir ļoti zema, var panākt, ja lieto sarežģītāku mērījumu modeli, kura veidošanai izmanto vienu vai divus dielektriskus palīgobjektus. Atkarībā no modeļa palīgobjekti var būt cilindri vai slāņi.

Promocijas darba mērķis un definētās tēzes

Lai risinātu problēmas, kas saistītas ar materiālu dielektriskās caurlaidības mērījumu modeļu piemērotības efektīvu izvērtēšanu, modeļu izvēli un tādu mērījumu modeļu izveidošanu, kas nodrošina pietiekamu mērījumu nenoteiktības nodrošināšanu, tiek definēti šādi darba galvenie mērķi:

- izstrādāt metodoloģiju mērījumu modeļa jutības vienkāršai izvērtēšanai;
- izveidot uzlabotus mērījumu modeļus, kas nodrošina pietiekamu modeļa jutību gadījumos, kad klasiskie mērījumu modeļi to nenodrošina.

Lai sasniegtu galvenos darba mērķus, tika definētas promocijas darba aizstāvamās tēzes.

1. Mērījumu modeļa jutība ir atkarīga no izvēlētās mērījumu metodes, un pie nemainīgas parauga formas, izmēriem un uzdotas mērījumu frekvences modeļa jutība ir atkarīga no sagaidāmās dielektriskās caurlaidības lieluma un svārstās robežās no 0 līdz 20.
2. Mērījumu modeļa jutība ir saistīta ar mērījumu nenoteiktību, un, ja modeļa jutība ir mazāka par 1, tad dielektriskās caurlaidības mērījumu relatīvā nenoteiktība ir lielāka par 1%.
3. Mērījumu modeļa piemērotības novērtēšanai nav jārisina laikietilpīgi apgrieztie uzdevumi mērījumu nenoteiktības aprēķinam, ir pietiekami novērtēt modeļa jutību no tiešā uzdevuma risinājuma, izmantojot kļūdu izplatīšanās metodi, kas ietaupa modeļa izvērtēšanas laiku vairākas reizes.
4. Gadījumos, kad klasiskajam mērījumu modelim mērījumu jutība ir mazāka par 1, šāds modelis mērījumiem nav piemērots un jāveido paplašināts mērījumu modelis, pievienojot dielektrisku plāksnīti vai cilindru, kuru izmēri, novietojums un dielektriskā caurlaidība tiek aprēķināti tā, lai nodrošinātu mērījumu modeļa jutību lielāku par 1.
5. Lai varētu realizēt dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktības novērtēšanu modeļiem ar dielektriskiem cilindriem, nepieciešams izstrādāt ātru skaitļošanas metodi, kas nodrošina vismaz 50 reizes ātrāku skaitļošanu nekā pašlaik zināmās metodes.

Promocijas darba uzdevumi

1. Parādīt, ka var ātri un vienkārši novērtēt mērījumu modeļa jutību katram konkrētam fiksētu parametru gadījumam un ka šāds novērtējums dod iespēju operatīvi secināt, ka modelis ir nepiemērots un mērījumu nenoteiktība, izmantojot šādu modeli, būs nepieņemami liela. Šāds novērtējums dod arī iespēju secināt, vai modelis ir piemērots uzdotās mērījumu nenoteiktības sasniegšanai.
2. Pierādīt, ka mērījumu nenoteiktība ir saistīta ar mērījumu modeļa jutību un līdz ar to nenoteiktību var samazināt, palielinot modeļa jutību.
3. Parādīt, ka ir iespējams palielināt mērījumu modeļa jutību konkrētam fiksētu parametru gadījumam, paplašinot klasisku mērījumu modeli, ko panāk ar papildu objekta (vai objektu) izvietošanu vai arī mainot parauga izmērus, vai mainot frekvenci, ja vien šādas izmēru vai frekvences izmaiņas pieļaujamas.
4. Izstrādāt metodiku un datorprogrammas optimālu paplašinātu modeļu izveidošanai konkrētiem gadījumiem.
5. Izstrādāt skaitlisko metodi izkliedes matricas elementu aprēķinam dielektriskās caurlaidības mērījumu modeļiem ar dielektriskiem cilindriem taisnstūra viļņvadā, kas nodrošina vismaz 50 reizes ātrāku mērījumu nenoteiktības novērtēšanu kā pašlaik zināmās metodes.

Pētījumu metodika

Promocijas darba uzdevumu realizācijā un problēmu analīzē izmantoti analītiski un skaitliski aprēķini un datormodulācijas.

Dielektriskās caurlaidības mērījumu modeļa ar dielektriskiem cilindriem viļņvadā izkliedes matricas elementu aprēķinam tiek lietota autora izstrādātā ātrā skaitļošanas metode – virsmas integrālvienādojumu metode. Apgrieztie uzdevumi tiek risināti, izmantojot Ņūtona-Rafsona metodi.

Darbā izmanto arī komerciāli pieejamu programmatūru *Ansys HFSS* galvenokārt, lai pārbaudītu autora izstrādātās virsmas integrālvienādojumu metodes precizitāti un efektivitāti.

Darbā pētīto mērījumu modeļu izkliedes matricas parametru aprēķinam, kā arī dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktības novērtēšanai tika izstrādātas datorprogrammas, kas realizētas *Python* un *C++* programmēšanas valodās.

Programmas, kas paredzētas laukietilpīgo uzdevumu risināšanai, piemēram, Šļomiļha rindu aprēķinam, izmantojot Ēvalda metodi, tika realizēta *C++* valodā, un aprēķinu paātrināšanai tika izmantotas paralēlās datu apstrādes bibliotēkas *OpenMP* un *OpenMPI*.

Pārejās programmas tika realizētas *Python* programmēšanas valodā, tai skaitā autora izstrādātās programmu paketes grafiku zīmēšanai.

Zinātniskā novitāte

1. Vienkārša, kļūdu izplatīšanās metodē balsīta mērījumu modeļa jutības izvērtēšanas metodoloģija, kas dod iespēju operatīvi, bez apjomīgas skaitļošanas izvērtēt izvēlēta mērījumu modeļa piemērotību noteiktas mērījumu nenoteiktības sasniegšanai dielektriskās caurlaidības mērījumos, ja mērījumi jāveic, nesagraujot paraugu un nemainot frekvenci, kad mērījumu modelī *MUT* ir dielektrisks slānis vai cilindrs viļņvadā, vai dielektrisks slānis brīvā telpā.
2. Jauns divslāņu mērījumu modelis viļņvadam vai brīvai telpai, kas samazina dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktību un balstās mērījumu modeļa jutības palielināšanā.
3. Jauns trīsslāņu mērījumu modelis dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktības samazināšanai viļņvadā vai brīvai telpai, kas balstās mērījumu modeļa jutības palielināšanā.
4. Jauns viļņvadā ievietotu divcilindru mērījumu modelis dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktības samazināšanai, kas balstās mērījumu modeļa jutības palielināšanā.
5. Jauna, efektīva skaitliskā metode izkļiedes matricas elementu aprēķinam taisnstūra viļņvada pamata tipa vilnim, ja viļņvadā izvietoti daudzslāņu pilna augstuma cilindri, kas var būt arī ar patvaļīgu skaitu dielektriskiem, arī cilindriskiem ieslēgumiem.

Promocijas darba galvenie rezultāti

1. Izstrādātā mērījumu modeļa jutības novērtēšanas metodika ļauj noteikt, vai iespējamo dielektriskās caurlaidības vērtību diapazons mērījumiem viļņvadā vai brīvā telpā atrodas mērīšanas modeļa zemas jutības apgabalā, kas dod iespēju noteikt to dielektriskās caurlaidības vērtību diapazonu, kurā mērījumu nenoteiktība būtu pārāk liela un nebūtu iespējams nodrošināt pieņemamu mērījumu precizitāti, ja ir jāveic nedestruktīvi mērījumi pie uzdotās frekvences.
2. Izmantojot paplašināto dielektriskās caurlaidības mērījumu modeli, noteiktos gadījumos var panākt būtiski lielāku modeļa jutību nekā ar klasisko modeli, kas ietver tikai pētāmo objektu (cilindru vai slāni), tādējādi samazinot mērījumu nenoteiktību.

Darbā izpētītie modeļi ir:

- dielektrisks slānis, kura caurlaidība tiek noteikta no izmērītā izkļiedes matricas elementa S_{11} moduļa $|S_{11}|$ vērtības, kas izmērīta taisnstūra viļņvada pamata tipa vilnim (viļņvada mērījumu gadījumā) vai plaknam vilnim (brīvas telpas mērīšanas modeļa gadījumā), kad *MUT* ir dielektrisks slānis un paplašinātie modeļi ar diviem un trīs dielektriskiem slāņiem, no kuriem viens ir *MUT* slānis;

- *MUT* dielektrisks cilindrs taisnstūra viļņvadā, tā caurlaidība tiek noteikta no izmērītās izkliedes matricas elementa S_{11} moduļa $|S_{11}|$ vērtības, ko mēra taisnstūra viļņvada pamata tipa vilnim un paplašināti modeļi ar *MUT* un dielektrisku palīgcilindru ar zināmām materiāļajām īpašībām un izmēriem;
3. Izstrādātās ātras integrālvienādojumu risināšanas skaitliskās metodes, kas lēni konverģējošu Šļomiļha rindu aprēķinam izmanto Ēvalda metodi, ļauj veikt izkliedes matricas elementu aprēķinu līdz pat 500 reizes ātrāk strukturām, kas sastāv no vairākiem pilna augstuma dielektriskiem cilindriem, kas ievietoti taisnstūra viļņvadā, salīdzinot ar komerciāli pieejamo programmatūru, kas izmanto galīgo elementu metodi.

Darba aprobācija un publikācijas

Promocijas darbā izmantotas deviņas no 14 autora zinātniskajām publikācijām. No tām astoņas publicētas zinātnisko rakstu un konferenču tēžu (*SCOPUS*, *WoS*, *IEEE*) datubāzēs iekļautos žurnālos vai rakstu krājumos.

Promocijas darba izstrādes laikā sasniegtie rezultāti prezentēti piecās starptautiskās zinātniskās konferencēs.

1. Kušņins, R., Semeņako, J. “Determination of the Optimal Value of the Radius of a Circular Cylindrical Post in a Rectangular Waveguide for Measurement of the Dielectric Permittivity,” presented at Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS 2013), Sweden, Stockholm, 12–15 August, 2013.
2. Kušņins, R., Semeņako, J., Solovjova, T. “Determination of Optimal Pairs of Radii of Dielectric Samples for Complex Permittivity Measurement of Dispersive Materials,” presented Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS2015), Czech Republic, Prague, 6–9 July, 2015.
3. Kušņins, R., Semeņako, J., Shestopalov, Y. “Accelerated Boundary Integral Method for Solving the Problem of Scattering by Multiple Multilayered Circular Cylindrical Posts in a Rectangular Waveguide,” presented at Progress in Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS 2017), Russia, Saint Petersburg, 22–25 May, 2017.
4. Ķīmsis, K., Semeņako, J., Kušņins, R., Vidužs, A. “Numerical Implementation of Efficient Cross-section Method for the Analysis of Arbitrarily Shaped Dielectric Obstacles in Rectangular Waveguide,” presented at Progress in Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS 2017), Russia, Saint Petersburg, 22–25 May, 2017.
5. R. Kušņins, J. Semeņako, and Y. Shestopalov, “Fast Method for Analysis of Multiple H-Plane Cylindrical Posts with Multiple Cylindrical Inclusions in a Rectangular Waveguide,” presented at the 2020 IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW), Oct. 2020.

Promocijas darba rezultāti izklāstīti deviņos zinātnisko rakstu un konferenču tēžu (SCOPUS, WoS, IEEE) datubāzes iekļautos žurnālos vai rakstu krājumos

1. Kušņins, R., Semeņako, J. "Scattering by a Layered Circular Cylindrical Post in a Rectangular Waveguide." *Telecommunications and Electronics*. Vol. 11, 2011, pp. 41–48. ISSN 1407-8880.
2. Kušņins, R., Semeņako, J. "Determination of the Optimal Value of the Radius of a Circular Cylindrical Post in a Rectangular Waveguide for Measurement of the Dielectric Permittivity," In: *Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS 2013): Proceedings*, Sweden, Stockholm, 12–15 August, 2013. Stockholm: The Electromagnetics Academy, 2013, pp. 52–57.
3. Kušņins, R., Semeņako, J., Solovjova, T. "Determination of Optimal Pairs of Radii of Dielectric Samples for Complex Permittivity Measurement of Dispersive Materials," In: *Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS2015): Proceedings*, Czech Republic, Prague, 6–9 July, 2015. Prague: The Electromagnetics Academy, 2015, pp. 2320–2325.
4. Kušņins, R., Semeņako, J., Shestopalov, Y. "Accelerated Boundary Integral Method for Solving the Problem of Scattering by Multiple Multilayered Circular Cylindrical Posts in a Rectangular Waveguide," In: *2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS)*, Russia, St. Petersburg, 22–25 May, 2017. Piscataway: IEEE, 2017, pp. 3263–3271.
5. Ķimsis, K., Semeņako, J., Kušņins, R., Vidužs, A. "Numerical Implementation of Efficient Cross-section Method for the Analysis of Arbitrarily Shaped Dielectric Obstacles in Rectangular Waveguide." In: *2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS 2017): Proceedings*, Russia, Saint Petersburg, 22–25 May, 2017. Piscataway: IEEE, 2018, pp. 3937–3943.
6. Kušņins, R., Semeņako, J., Shestopalov, Y. "Maximum-Sensitivity Method for Minimizing Uncertainty in the Measurements of Permittivity of a Cylindrical Dielectric Sample in a Rectangular Waveguide." In: *2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium – Fall (PIERS – FALL): Proceedings*, Singapore, Singapore, 19–22 November, 2017. Piscataway: IEEE, 2018, pp. 570–578. ISBN 978-1-5386-1212-5. e-ISBN 978-1-5386-1211-8.
7. Kušņins, R., Semeņako, J., Shestopalov, Y., Vidužs, "A. Two-slab High Sensitivity Technique for Measurement of Permittivity of a Dielectric Slab in a Rectangular Waveguide." In: *Progress in Electromagnetics Research Symposium 2018: Proceedings*, Japan, Toyama, 1–4 August, 2018. Piscataway: IEEE, 2018, pp. 176–183.

8. R. Kušņins, G. Kuzminovs, J. Semeņako and Y. V. Shestopalov, “Novel High-sensitivity Non-destructive Technique for the Measurement of Permittivity of a Low-loss Dielectric Slab in Free Space,” 2019 PhotonIcs & Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS-Spring), 2019, pp. 1723–1731, doi: 10.1109/PIERS-Spring46901.2019.9017638.
9. R. Kushnin, J. Semenjako and Y. Shestopalov, “Fast Method for Analysis of Multiple H-Plane Cylindrical Posts with Multiple Cylindrical Inclusions in a Rectangular Waveguide,” 2020 IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW), 2020, pp. 190–194, doi: 10.1109/MTTW51045.2020.9244922.

1. PROMOCIJAS DARBA SATURS UN IEGŪTIE REZULTĀTI

Promocijas darbā ir ievads, sešas nodaļas, darba beigās ir secinājumi un bibliogrāfija. Promocijas darba ievadā aprakstīti: darba aktualitāte un mērķi, promocijas darba uzdevumi, pētījumu metodika, darba zinātniskā novitāte, darba galvenie rezultāti, darba aprobācija un publikācijas.

Promocijas darba pirmajā nodaļā tiek definēts, kas šajā darbā ir mērījumu modelis. Nodaļā tiek skatītas darbā lietotās mērījumu nenoteiktības metodes *EPM* un *MCM*, to priekšrocības un trūkumi un tiek ieviests parametrs mērījumu modeļa jutības koeficients, kura lielums ir būtiski svarīgs modeļu izvērtēšanā. Nodaļā tiek aprakstītas galvenās apgriezto uzdevumu risināšanas metodes, tiek skatītas arī lietotās pieejas mērījumu nenoteiktības samazināšanai un tiek norādīts, ka būtiska ir sākotnēja mērījumu modeļa piemērotības izvērtēšana, kas zināmajās publikācijas netiek pienācīgi uzsvērtas un pētītas.

Promocijas darba otrajā nodaļā tiek skatīti klasiski mērījumu modeļi – dielektrisks slānis viļņvadā un brīvā telpā un dielektrisks cilindrs viļņvadā. Visos modeļos mēra dielektriķus ar maziem zudumiem, un *MUT* dielektriskā caurlaidība tiek noteikta no izmērītās $|S_{11}|$ vērtības, atrisinot apgriezto uzdevumu. Tiek izpētīta modeļu uzvedības atkarība no sagaidāmās *MUT* dielektriskās caurlaidības, ar skaitlisku aprēķinu rezultātiem tiek parādīts, ka modeļu jutība ir atkarīga no ieejas parametru kopuma (dielektriskās caurlaidība, *MUT* parauga izmērs un frekvence) un arī līdz ar to nofiksēta un uzskatāmi ilustrēta pētāmās problēmas būtība – mērījumu nenoteiktības būtiska atkarība no izvēlētajā mērījumu modeļa jutības pie fiksēta ieejas parametru kopuma. Parādīts, ka pie noteiktām klasiskā mērījumu modeļa parametru vērtībām (parauga izmēri, dielektriskā caurlaidība un frekvence) mērījumu nenoteiktība var būt tik liela, ka mērījumu rezultāti kļūst praktiski nederīgi un ka modeļa nepiemērotība var tik izvērtēta ļoti vienkārši, nerisinot apgrieztos uzdevumus.

Promocijas darba trešajā nodaļā tiek aprakstīta un ilustrēta darba autora piedāvātā jaunā un efektīvā metodoloģija mērījumu nenoteiktības samazināšanai materiālu ar maziem zudumiem dielektriskās caurlaidības mērījumos. Tiek aprakstīts un izpētīts autora piedāvātais paplašinātais dielektriskās caurlaidības mērījumu modelis, kurā ir *MUT* slānis un noteiktā attālumā novietots papildu slānis vai arī modeļi ir *MUT* un divi papildu slāņi. Atšķirībā no klasiskā mērījumu modeļa, kas ietver tikai *MUT* – dielektrisku slāni viļņvadā, izgatavotu no mērāmā materiāla, paplašinātais modelis ietver vēl vienu vai divus dielektriskus slāņus, kuru biezums un dielektriskā caurlaidība tiek noteikti tā, lai paaugstinātu mērījumu modeļa jutību. Paplašinātie mērījumu modeļi, kuri palielina klasiskā modeļa jutību, dod iespēju samazināt mērījumu nenoteiktību, nemainot eksperimenta nosacījumus (*MUT* izmērus, frekvenci, mērījumu modeli).

Promocijas darba ceturtajā nodaļā aprakstīts paplašinātais dielektriskās caurlaidības mērījumu modelis ar brīvas telpas metodi. Tapāt kā viļņvada modelis, šis modelis ietver ne tikai *MUT*, kas ir dielektrisks slānis, bet arī vienu vai divus palīgslāņus, kas arī atrodas brīvā telpā un ir paralēli *MUT* slānim. Tiek piedāvāti, aprēķināti un optimizēti divi paplašinātie modeļi: divslāņu modelis un trīsslāņu modelis. Parādīts, ka gadījumā, kad klasiskais modelis nespēj

nodrošināt pietiekami lielu mērījuma modeļa jutību, paplašinātais modelis dod iespēju jutību palielināt, kas arī nodrošina mazāku mērījumu nenoteiktību, ja salīdzina ar klasisko modeli.

Promocijas darba piektajā nodaļā aprakstīts paplašinātais divcilindru dielektriskās caurlaidības viļņvada mērījumu modelis. Šis modelis sastāv no diviem dielektriskiem cilindriem taisnstūra viļņvadā. Viens no šiem cilindriem ir izveidots no *MUT*, kura dielektriskā caurlaidība ir jānosaka no izmērītās $|S_{11}|$ vērtības. Otrs cilindrs ir palīgcilindrs, kura novietojums, rādiuss un dielektriskā caurlaidība tiek piemeklēti tā, lai paplašinātais modelis nodrošinātu pēc iespējas lielāku modeļa jutību. Mērījumi tiek veikti vienas modas režīmā pie vienas frekvences (bieži to nosaka standartu prasības). Parādīts, ka gadījumos, kad klasiskais modelis, kurā izmanto tikai *MUT* cilindru, nenodrošina pietiekamu modeļa jutību, to var palielināt, ja izmanto paplašināto mērījumu modeli.

Promocijas darba sestajā nodaļā aprakstīta autora izstrādātā metode izkļedes matricas elementu aprēķinam struktūrām, kas sastāv no viena vai vairākiem daudzslāņu cilindriem taisnstūra viļņvadā. Cilindri var būt centrāli novietoti vai nobīdīti un var būt dielektriski vai metāliski.

Metode būtībā ir virsmas integrālvienādojumu metode, kur nezināmas meklējamās funkcijas ir funkcijas, kas apraksta elektriskā un magnētiskā lauka sadalījumu uz cilindra virsmas. Rezultējošās algebrisku vienādojumu sistēmas koeficientu aprēķinam nepieciešamā integrēšana tiek veikta analītiski, kas dod lēni konverģējošas Šlomiļha rindas, kuru konverģence paātrināta, izmantojot Ēvalda metodi. Tas būtiski samazina aprēķinu laiku, kas ir daudz mazāks, salīdzinot ar līdzīgām metodēm, bet kur netiek izmantotas analītiskas izteiksmes.

Secinājumu daļā veikts sasniegto analītisko un skaitlisko rezultātu novērtējums, rezultātu salīdzinājums, un tiek nofiksēts, ka darbā definētie uzdevumi ir izpildīti un izvirzītās tēzes apstiprinājušās.

2. PROMOCIJAS DARBA NODAĻU KOPSAVILKUMS

2.1. Mērījumu nenoteiktības aprēķins un modeļu izvērtēšana

Darba pirmajā nodaļā tiek aprakstīts, kā aprēķina mērījumu nenoteiktību, izmantojot kļūdu izplatīšanās metodi (*EPM*) un Montekarlo metodi (*MCM*). Īsumā tiek aprakstītas metodes apgriezto uzdevumu risināšanai.

Mērāmā materiāla dielektrisko caurlaidību nosaka no izmērīta izkļiedēs matricas elementa S_{11} moduļa vērtības, atrisinot apgriezto uzdevumu. Šajā darbā apgriezto uzdevumu risina, izmantojot Nutona-Rafsona metodi. Tiek pieņemts, ka testējamā materiāla (*MUT*) parauga dielektriskās caurlaidības sagaidāmā vērtība ir aptuveni zināma un ka *MUT* ir ar maziem zudumiem, kuru lielums ir iepriekš nomērīts ar citām metodēm (vai arī to uzdevis ražotājs). Tāda pieeja tiek plaši lietota augstfrekvences dielektriķu testēšanai, kas tiek izgatavoti tā, lai to zudumi būtu pēc iespējas mazi.

MUT dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktības izvērtēšanai plaši lieto *EPM* un paplašināto kļūdu izplatīšanās metodi [12]. *EPM* kopējo dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktību aprēķina, izmantojot izteiksmi

$$u(\varepsilon'_{r,\text{mut}}) = \sqrt{u_{|S_{11}|}^2(\varepsilon'_{r,\text{mut}}) + u_{d_{\text{mut}}}^2(\varepsilon'_{r,\text{mut}}) + u_f^2(\varepsilon'_{r,\text{mut}}) + u_{\tan \delta_{\text{mut}}}^2(\varepsilon'_{r,\text{mut}})}. \quad (2.1)$$

2.1. izteiksme var tikt pierakstīta arī šādā formā, kas uzskatāmi parāda, cik svarīgs ir lielums $\frac{\partial |S_{11}|}{\partial \varepsilon'_{r,\text{mut}}}$ no dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktības viedokļa

$$u(\varepsilon'_{r,\text{mut}}) = \frac{1}{\frac{\partial |S_{11}|}{\partial \varepsilon'_{r,\text{mut}}}} \cdot \sqrt{\left(u_{|S_{11}|}\right)^2 + \left(\frac{\partial |S_{11}|}{\partial d_{\text{mut}}} u_{d_{\text{mut}}}\right)^2 + \left(\frac{\partial |S_{11}|}{\partial f} u_f\right)^2 + \left(\frac{\partial |S_{11}|}{\partial \tan \delta_{\text{mut}}} u_{\tan \delta_{\text{mut}}}\right)^2}. \quad (2.2)$$

Lielumi zemsaknes izteiksmē ir atsevišķu mērījumu modeļa parametru ieguldījumi kopējā dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktībā, un tos aprēķina šādi:

$$u_{|S_{11}|}(\varepsilon'_{r,\text{mut}}) = \frac{\partial \varepsilon'_{r,\text{mut}}}{\partial |S_{11}|} u_{|S_{11}|} - |S_{11}| \text{ mērījumu nenoteiktības ieguldījums};$$

$$u_{d_{\text{mut}}}(\varepsilon'_{r,\text{mut}}) = \frac{\partial \varepsilon'_{r,\text{mut}}}{\partial d_{\text{mut}}} u_{d_{\text{mut}}} - \text{mērāmā slāņa biezuma mērījumu nenoteiktības ieguldījums};$$

$$u_f(\varepsilon'_{r,\text{mut}}) = \frac{\partial \varepsilon'_{r,\text{mut}}}{\partial f} u_f - \text{frekvences mērījumu nenoteiktības ieguldījums};$$

$$u_a(\varepsilon'_{r,\text{mut}}) = \frac{\partial \varepsilon'_{r,\text{mut}}}{\partial a} u_a - \text{viļņvada platuma mērījumu nenoteiktības ieguldījums};$$

$$u_{\tan \delta_{\text{mut}}}(\varepsilon'_{r,\text{mut}}) = \frac{\partial \varepsilon'_{r,\text{mut}}}{\partial \tan \delta_{\text{mut}}} - \text{mērāmā materiāla zudumu leņķa tangensa mērījumu nenoteiktības ieguldījums},$$

kur

$u_{|S_{11}|}$ – lieluma $|S_{11}|$ mērījumu nenoteiktība;

$u_{d_{\text{mut}}}$ – mērāmā slāņa biezuma mērījumu nenoteiktība, mm;

u_f – frekvences mērījumu nenoteiktība, GHz;

u_a – viļņvada platuma mērījumu nenoteiktība, mm;

$u_{\tan \delta_{\text{mut}}}$ – mērāmā materiāla zudumu leņķa tangensa mērījumu nenoteiktība.

Ja lieto modeļus, kuros papildus *MUT* paraugam modelī ir citi dielektriski slāņi vai cilindrs, tad *EPM* aprēķina izteiksmē parādās papildu saskaitāmie, kuru veids ir

$$u_{\text{par},i}(\varepsilon'_{r,\text{mut}}) = \frac{\partial \varepsilon'}{\partial (\text{par},i)} u_{\text{par},i}, \quad (2.3)$$

kur

$u_{\text{par}}(\varepsilon'_{r,\text{mut}})$ – kāda ieejas parametra, kura indekss ir i , mērījumu nenoteiktības ieguldījums;

$u_{\text{par},i}$ – kāda ieejas parametra, kura indekss ir i , standarta nenoteiktība.

Par tādiem papildu ieejas parametriem var būt kāda paplašināta mērījumu modeļa dielektriskā slāņa, ko ievieto, piemēram, viļņvadā noteiktā attālumā no *MUT*, dielektriskā caurlaidība, zudumi un attālums no *MUT*.

Darba pirmajā nodaļā tiek aprakstīta Montekarlo metodes lietošana, ko arī lieto šajā darbā mērījumu nenoteiktības aprēķinam.

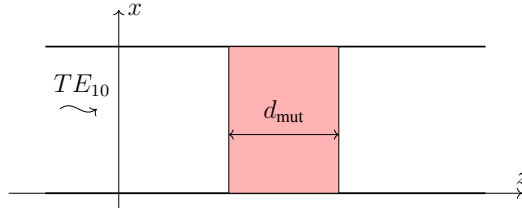
2.2. Klasiskie modeļi dielektriskās caurlaidības mērīšanai

Darba otrajā nodaļā tiek pētīti klasiskie mērījumu modeļi, kas ietver tikai paraugu, izgatavotu no mērāmā materiāla (*MUT*).

2.1.1. apakšnodaļā izpētīts klasiskais viena slāņa mērījumu modelis viļņvada metodei.

Modelis, kas sastāv no taisnstūra dielektriska parauga – *MUT* slāņa taisnstūra viļņvadā (2.1. att.), kas izveidots no materiāla, kura dielektriskā caurlaidība ir jāizmēra. Tiek pieņemts, ka dielektriskais slānis ir homogēns un viļņvada sienas ir ideāli vadošas. Šie pieņēmumi būtiski vienkāršo mērījumu modeļa matemātisko modeli – ļauj iegūt vienkāršas analītiskas izteiksmes izkliedes matricas elementa S_{11} aprēķinam, bet nerada ievērojamu atšķirību no eksperimentu rezultātiem. Tiek pieņemts, ka viļņvads ir standarta taisnstūra viļņvads *WR-90* ar platumu vienādu ar 22,86 mm. Šajā darbā šo līkni $|S_{11}(\varepsilon'_{r,\text{mut}})|$ (un līdzīgi arī citiem modeļiem) sauc par mērījumu modeļa mērījumu līkni, un, kā izriet no 2.2. formulas, šīs līknes stāvums, kas pēc būtības ir atvasinājums pēc $\varepsilon'_{r,\text{mut}}$, $\frac{\partial |S_{11}|}{\partial \varepsilon'_{r,\text{mut}}} = \left(\frac{\partial \varepsilon'_{r,\text{mut}}}{\partial |S_{11}|} \right)^{-1}$, ir lielums, kas nosaka, cik liela būs kopējā mērījumu nenoteiktība, jo katra modeļa parametra ieguldījums ir apgriezti proporcionāls šī lieluma vērtībai.

Šajā darbā atvasinājumu $\varepsilon_{r,\text{mut}}$, $\frac{\partial |S_{11}|}{\partial \varepsilon_{r,\text{mut}}}$ sauc par mērījumu modeļa jutības koeficientu, kas uzskatāmi parāda, ka vērtību diapazonos, kur mērījumu līkne ir gandrīz paralēla argumentu asij (līknes stāvums ir ļoti mazs), mērīt dielektrisko caurlaidību ar šo modeli faktiski nav iespējams, jo mērījumu nenoteiktība būs ļoti liela.



2.1. att. Klasiskais mērijumu modelis viļņvada metodei.

Izkliedes matricas elementu S_{11} pamattipa vilnim aprēķina pēc šādas formulas:

$$S_{11}^{\text{mut}} = \frac{R_{\text{mut}}(1 - T^2)}{1 - R_{\text{mut}}^2 T_{\text{mut}}^2}, \quad (2.4)$$

kur

$$R_{\text{mut}} = \frac{\tilde{k}_0 - \tilde{k}_{\text{mut}}}{\tilde{k}_0 + \tilde{k}_{\text{mut}}} - \text{atstarošanas koeficients dielektriska slāņa virsmai};$$

$$T_{\text{mut}} = e^{-j\tilde{k}d_{\text{mut}}} - \text{cauriešanas koeficients};$$

$$\tilde{k}_0 = \sqrt{k_0^2 - \frac{\pi^2}{a^2}} - \text{viļņvada viļņa skaitlis pamattipa vilnim (TE10) tukšā viļņvadā, 1/m};$$

$$\tilde{k}_{\text{mut}} = \sqrt{k_0^2 \varepsilon_{\text{mut}} - \frac{\pi^2}{a^2}} - \text{viļņvada viļņa skaitlis pamattipa vilnim (TE10) ar dielektriķi aizpildītajā viļņvada apgabalā, 1/m};$$

$$k_0 = \frac{2\pi f}{c} - \text{viļņa skaitlis brīvā telpā, 1/m};$$

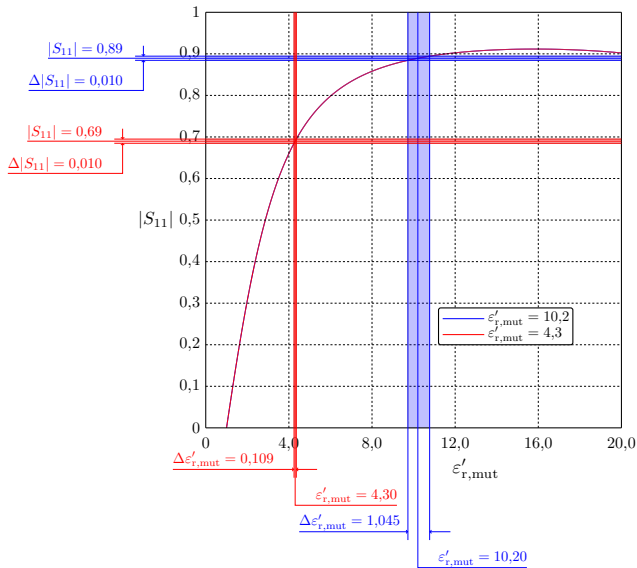
$$\varepsilon_{r,\text{mut}} = \varepsilon'_{r,\text{mut}}(1 - j \tan \delta_{\text{mut}}) - \text{kompleksā relatīvā dielektriskā caurlaidība}.$$

2.2. attēlā redzama $|S_{11}|$ atkarība no MUT parauga (plakans slānis visā viļņvada šķērs-griezumā) dielektriskās caurlaidības $\varepsilon'_{r,\text{mut}}$. Mērijumu iespējamo nenoteiktību uz grafika parāda ar lielumu $\Delta\varepsilon'_{r,\text{mut}}$.

2.2. attēlā sarkanās un zilās horizontālo joslas platums ir vienāds ar $|S_{11}|$ vērtību ticamības intervāla platumiem, kas tika izvēlēti $\Delta|S_{11}| = 0,01$. Sarkanās vertikālās joslas platums ir vienāds ar izmērītas dielektriskās caurlaidības ticamības intervālu, kad tika pieņemts, ka MUT parauga dielektriskā caurlaidība ir sagaidāma ar lielumu $\varepsilon'_{r,\text{mut}} = 4,3$ un zudumu leņķa tangenss šim paraugam ir $\tan \delta_{\text{mut}} = 0,003$.

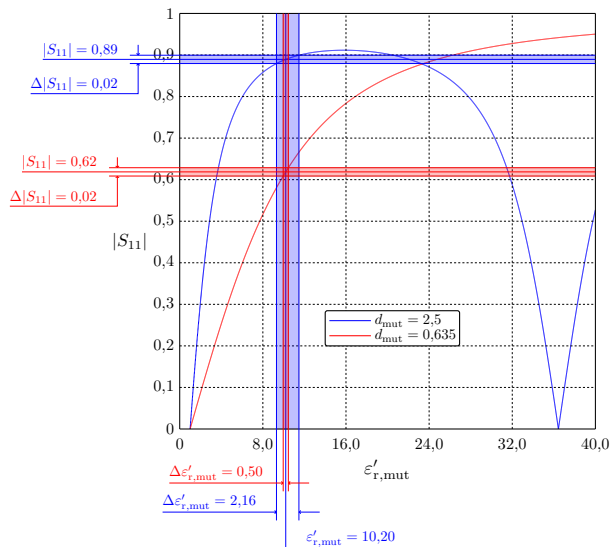
Zilās vertikālās joslas platums ir vienāds ar izmērītas dielektriskās caurlaidības ticamības intervālu, kad tika pieņemts, ka MUT parauga sagaidāmais dielektriskās caurlaidības lielums ir $\varepsilon'_{r,\text{mut}} = 10,2$ un zudumu leņķa tangenss šim paraugam ir $\tan \delta_{\text{mut}} = 0,0023$.

Kā redzams 2.2. attēlā, dielektriskās caurlaidības mērijumu nenoteiktība ir atkarīga no dielektriskās caurlaidības sagaidāmās vērtības, un tā var atšķirties par kārtu. Turklāt tās vērtība ir atkarīga no mērijumu līknes stāvuma – pie $\varepsilon'_{r,\text{mut}}$ vērtībām, pie kurām līknes stāvums ir liels, mērijumu nenoteiktība ir lielāka, nekā pie $\varepsilon'_{r,\text{mut}}$ vērtībām, pie kurām stāvums ir mazs. Tas nozīmē, ka var izsecināt par klasiskā mērijumu modeļa piemērotību pēc atvasinājuma $\frac{\partial|S_{11}|}{\partial\varepsilon'_{r,\text{mut}}}$ grafika.



2.2. att. $|S_{11}|$ atkarība no $\varepsilon'_{r,mut}$ modelim ar vienu slāni taisnstūra viļņvadā.

2.3. attēlā parādīts grafiks gadījumam, kad tika izvēlēti divi viena un tā paša materiāla *MUT* paraugi ar dažādu biezumu $d_{mut} = 2,5$ mm un $d_{mut} = 0,635$ mm. Aprēķinā tika pieņemts, ka *MUT* parauga sagaidāmā dielektriskās caurlaidības vērtība ir $\varepsilon'_{r,mut} = 10,2$ un zudumu leņķa tangenss šim paraugam ir $\tan \delta_{mut} = 0,0023$.



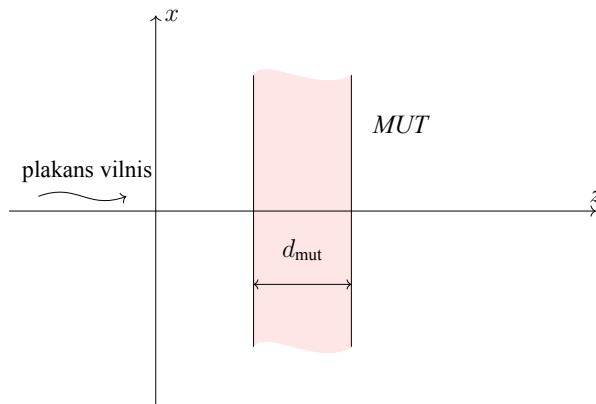
2.3. att. $|S_{11}|$ atkarība no $\varepsilon'_{r,mut}$ pie dažādām $d_{r,mut}$ vērtībām.

2.3. attēla grafiku $|S_{11}(\epsilon'_{r,\text{mut}})|$ līknes parāda, ka ir būtiska mērījumu nenoteiktības atkarība no *MUT* slāņa biezuma. Aprēķini uzrāda, ka pie slāņa biezuma $d_{\text{mut}} = 2,5$ mm ticamības intervāla platums dielektriskās caurlaidības aprēķinam ir vairāk nekā četras reizes lielāks nekā pie slāņa biezuma $d_{\text{mut}} = 0,635$ mm. No tā var secināt, ka mērījumu nenoteiktību var samazināt (bet var arī palielināt), mainot mērāmā parauga biezumu, bet tas ne vienmēr ir pieļaujams, ja jāmēra gatavs izstrādājums, turklāt keramiskus dielektriķus apstrādāt ir grūti, ja nav speciālu darbagaldu. Mērījumu nenoteiktību var arī samazināt (bet tā var arī palielināties), mainot frekvenci, pie kuras tiek veikti mērījumi. Par to liecina aprēķini un arī $|S_{11}|$ aprēķina izteiksmes, kurās redzams, ka $|S_{11}|$ ir atkarīgs no parametra d_{mut}/λ . Šajos aprēķinos tika pieņemts, ka frekvence tiek fiksēta $f = 10$ GHz (tādus mērījumus prasa daudzi standarti).

2.1.2. apakšnodalā aplūkots klasiskais modelis, kas sastāv no homogēna *MUT* parauga, kas ģeometriski ir bezgalīgu izmēru plakans slānis ar galīgu biezumu, kas novietots brīvā telpā, un tā plaknes ir perpendikulāras uz slāni krītošā plakanā viļņa virzienam, kas nozīmē, ka tiek pieņemts, ka uz slāni normāli krīt plakans elektromagnētiskais vilnis.

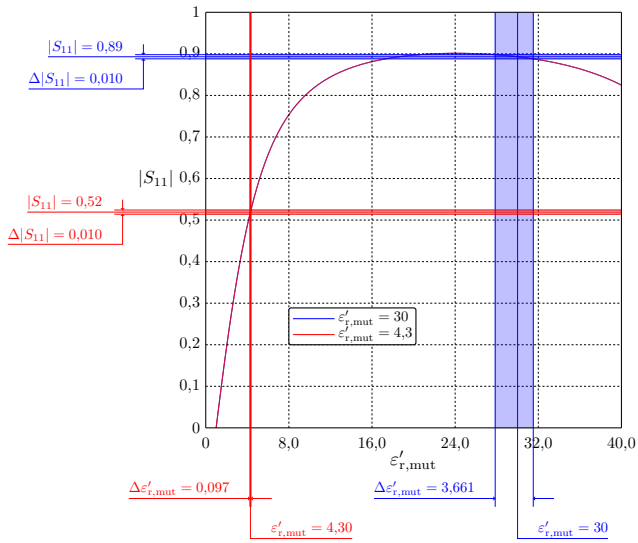
Šie pieņēmumi būtiski vienkāršo mērījumu modeļa matemātisko modeli – ļauj iegūt vienkāršas analītiskas izteiksmes $|S_{11}|$ aprēķinam, bet nerada ievērojamu atšķirību no eksperimentu rezultātiem, kuros slāņa šķērsizmēri (slāņa virsmas, kas ir perpendikulāra viļņa izplatīšanās virzienam, malu izmēri) ir galīgi lielumi.

Aplūkojamā modeļa ģeometrija redzama 2.4. attēlā.

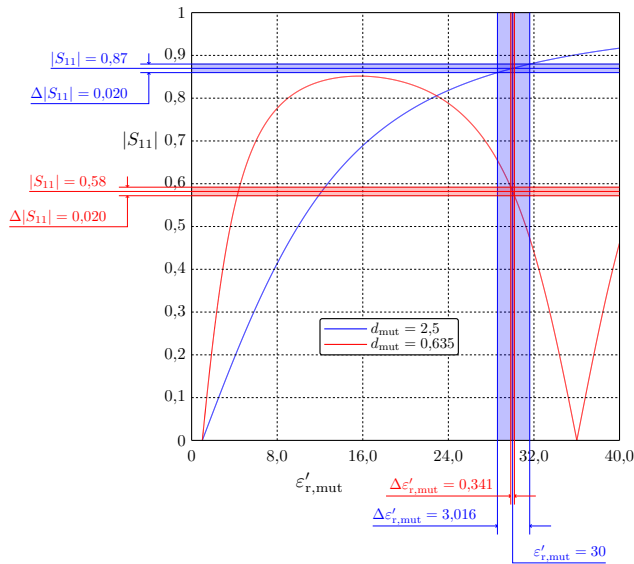


2.4. att. Klasiskais mērījumu modelis brīvas telpas metodei.

2.5. attēlā ir parādīta $|S_{11}|$ atkarība no $\epsilon'_{r,\text{mut}}$ slāņiem ar vienādiem biezumiem $d_{\text{mut}} = 2,0$ mm, bet divām dažādām $\epsilon'_{r,\text{mut}}$ vērtībām (skat. lielumu vērtības 2.3. attēla grafikos). Savukārt 2.6. attēlā redzami *MUT* parametri ir, kādi tie bija 2.2. attēlā redzamā grafika aprēķinā $\epsilon'_{r,\text{mut}} = 30,0$, bet tika izvēlēti *MUT* paraugi ar dažādiem biezumiem $d_{\text{mut}} = 2,5$ mm un $d_{\text{mut}} = 0,635$ mm. Šajos aprēķinos tika pieņemts, ka frekvence tiek fiksēta $f = 10$ GHz un ka *MUT* materiālu zudumu tangenss ir visiem paraugiem vienāds $\tan \delta_{\text{mut}} = 0,00067$.



2.5. att. $|S_{11}|$ atkarība no $\epsilon'_{r,mut}$ pie dažādām $\epsilon'_{r,mut}$ vērtībām.



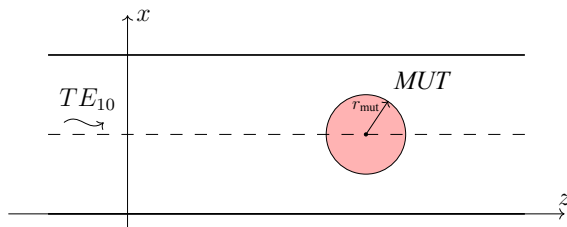
2.6. att. $|S_{11}|$ atkarība no $\epsilon'_{r,mut}$, pie dažādām d_{mut} vērtībām.

Rezultāti rāda to pašu, kādi bija klasiskajā viļņvada modelī – mērījumu nenoteiktību būtiski ietekmē $\epsilon'_{r,mut}$, d_{mut} un arī frekvence.

Atšķirībā no viļņvada mērījumu modeļa brīvas telpa mērījumu modelim ir atšķirīgas lieluma $|S_{11}|$ aprēķina izteiksmes, tātad skaitlisko aprēķinu rezultāti ir atšķirīgi, un tas nozīmē, ka mērījumu modeļu ar *MUT* slāni viļņvadā un *MUT* slāni brīvā telpā rezultāti jāizvērtē individuāli.

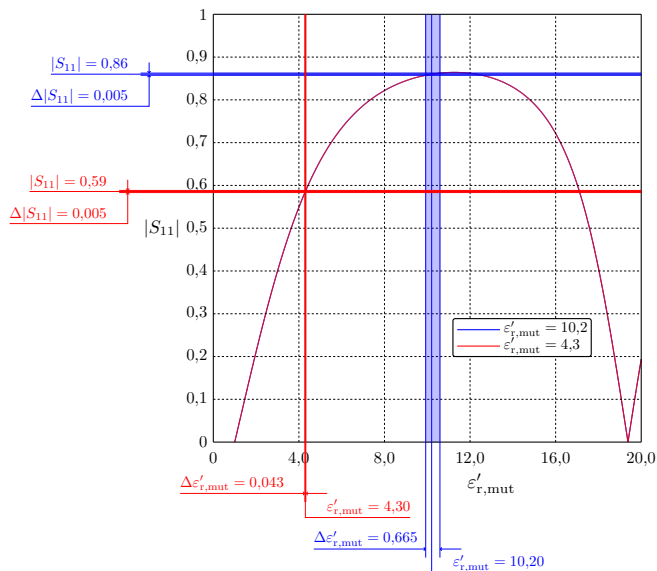
2.2. apakšnodaļā aplūkots klasiskais modelis, kas sastāv no dielektriska *MUT* cilindriska parauga taisnstūra viļņvadā. Tiek arī pieņemts, ka dielektriskais cilindrs ir homogēns, aizņem visu viļņvada augstumu, tā ass ir paralēla viļņvada šaurajām sienām un viļņvada sienas ir ideāli vadošas. Šim modelim lielumu $|S_{11}|$ aprēķina, izmantojot Sahalosa-Abdulnoura metodi [18].

Aplūkojamā modeļa ģeometrija redzama 2.7. attēlā.



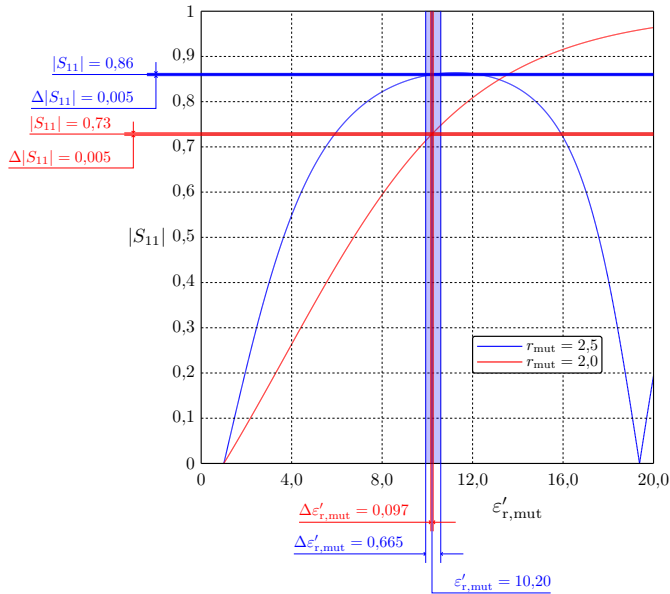
2.7. att. Klasiskā viena cilindra mērījumu modeļa ģeometrija.

2.8. attēlā redzama $|S_{11}|$ atkarība no $\epsilon'_{r,mut}$ un mērījumu nenoteiktības diviem dažādu dielektriķu paraugiem, kuriem dielektriskās caurlaidības un zudumi ir tādi paši kā aprēķinā, kas tika veikts 2.2 attēla grafikam. Tika izveidoti divi cilindriski *MUT* ar vienādiem rādiusiem $r_{mut} = 2,5$ mm.



2.8. att. $\epsilon'_{r,mut}$ ticamības intervāli modelim ar vienu cilindru taisnstūra viļņvadā pie divām dažādām $\epsilon'_{r,mut}$ vērtībām.

2.9. attēlā redzama $|S_{11}|$ atkarība no $\epsilon'_{r,mut}$ pie divām dažādām mērāmā parauga rādiusa vērtībām. Kā redzams, pie $r_{mut} = 2,5$ mm ticamības intervāla platumu ir vairāk nekā sešas reizes lielāks nekā pie $r_{mut} = 2,0$ mm.



2.9. att. $|S_{11}|$ atkarība no $\epsilon'_{r,mut}$ pie dažādām $d_{r,mut}$ vērtībām.

2.3. Paplašinātie daudzslāņu mērījumu modeļi viļņvada metodei

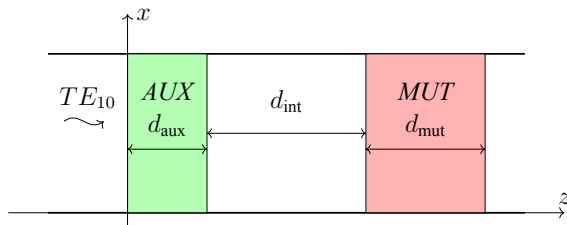
Promocijas darba trešajā nodaļā tiek pētīti autora izveidoti paplašināti mērījumu modeļi, kas sastāv no slāņa, kura dielektriskā caurlaidība tiek mērīta (*MUT* slānis), un vēl papildus viena vai diviem slāņiem, veidojot divu vai trīs slāņu mērījumu modeļus.

Promocijas darba 3.1. apakšnodaļā sniegts īss pārskats par paplašinātu mērījumu modeļu izmantošanu un optimālu modeļu izveidošanu. Šobrīd ir tikai daži šādi modeļi, galvenokārt pie šādu modeļu veidošanas un lietošanas ir strādājis prof. *Eduard J. Rothwell* un viņa audzēkņi [1, 2], turklāt nav bijuši pētījumi par optimālu modeļu – modeļu ar optimāli lielu jutību izveidošanu gadījumos, ja klasiskajam modelim konkrēta *MUT* parauga dielektriskās caurlaidības mērījumiem jutība ir nepietiekama un jāveido paplašināts modelis. Klasiskais modelis viļņvada metodei ar plakanu slāni ir modelis, kas sastāv tikai no *MUT* slāņa, kas izveidots no materiāla, kura dielektriskā caurlaidība ir jāizmēra.

Promocijas darba 3.2. apakšnodaļā tiek aprakstīts un izpētīts autora piedāvāts mērījumu modelis, kas sastāv no diviem slāņiem – *MUT* slāņa un papildu slāņa, kas ir paredzēts mērījumu modeļa jutības palielināšanai. Abi slāņi tiek ievietoti taisnstūra viļņvadā noteiktā attālumā viens no otra. Slāņu plaknes ir paralēlas un vērstas perpendikulāri viļņa izplatšanās virzienam. Tiek pieņemts, ka mērījumu frekvence ir fiksēta (tāda ir arī daudzu standartu prasība) un šeit tā ir 10 GHz. Tiek arī pieņemts, ka dielektriskie slāņi ir homogēni un viļņvada sienīņas ir ideāli vadošas.

Viļņvads ir standarta taisnstūra viļņvads *WR-90* ar darba diapazonu no 8,20 GHz līdz 12,40 GHz. Tas nozīmē, ka viļņvadā ir vienas modas režīms – izplatās tikai viļņa tips TE_{10} .

Modeļa ģeometrija redzama 2.10. attēlā. Iepriekš norādītie pieņēmumi būtiski vienkāršo mērījumu modeļa matemātisko modeli – ļauj iegūt vienkāršas analītiskas izteiksmes S_{11} aprēķinam, taču nerada ievērojamu atšķirību no eksperimentu rezultātiem.



2.10. att. Divslāņu viļņvada mērījumu modeļa ģeometrija.

Gadījumā, kad caurlaidības iespējamo vērtību intervāls sakrīt vai pārklājas ar klasiskā mērījumu modeļa zemas jutības apgabalu, mērījumu nenoteiktība būs ļoti liela. Lai mazinātu šo problēmu, ir nepieciešams izmainīt mērījumu modeļa mērījumu līknes formu, mērāmā lieluma iespējamo vērtību intervālā tā, lai paplašinātā mērījumu modeļa jutības koeficienta $\frac{\partial |S_{11}|}{\partial \varepsilon'_{r,mut}}$ vērtība būtu lielāka. Piedāvātās metodoloģijas pamatideja ir panākt ievērojamu mērījumu nenoteiktības samazinājumu, palielinot līknes stāvumu, tādējādi palielinot mērījumu jutību $\frac{\partial |S_{11}|}{\partial \varepsilon'_{r,mut}}$, kur $\varepsilon'_{r,mut}$ ir mērāmā materiāla relatīvā dielektriskā caurlaidība. Aprēķinos tiek pieņemts, ka nav vēlams apgabals, kurā $|S_{11}|$ vērtība nav mazāka par 0,1 – 0,2, jo pie mazākām vērtībām veidojas liela $|S_{11}|$ mērījumu relatīvā kļūda un modelis kļūst ļoti jutīgs no attāluma starp slāņiem un slāņu biezumu mērījumu precizitātes.

Aprēķini parāda, ka mērījuma modeļa jutību var palielināt, izmantojot paplašinātu mērījumu modeli, kas sastāv no diviem slāņiem, kur vienam dielektriskā caurlaidība ir zināma, bet otra *MUT* slāņa dielektriskā caurlaidība ir jānosaka (jāizmēra). Darbā ir izvestas formulas paplašinātā modeļa (2.10. att., arī citiem darbā skatītājiem modeļiem ir izveidotas aprēķinu izteiksmes) izklides matricas elementa S_{11} un tā moduļa $|S_{11}|$ aprēķinam un izveidota programmatūra klasiskā modeļa jutības koeficienta $c_{cl} = \frac{\partial |S_{11}|}{\partial \varepsilon'_{r,mut}}$ un paplašinātā modeļa jutības koeficienta $c_{ex} = \frac{\partial |S_{11}|}{\partial \varepsilon'_{r,mut}}$ aprēķiniem. Programmatūra nodrošina arī apgrieztā uzdevuma risināšanu un *MUT* dielektriskās caurlaidības izzināšanu $\varepsilon'_{r,mut}$, ja ir zināms (uzdots vai izmērīts) $|S_{11}|$, kā arī $u(\varepsilon'_{r,mut})$ nenoteiktības aprēķinu, kad mainās $u_{|S_{11}|}$ un citu ieejas parametru mērījumu nenoteiktības. Programmatūra nodrošina arī tādu paplašināto modeļu aprēķinu, kuru jutība ir lielāka nekā klasiskajiem modeļiem.

Darbā tika izstrādāta un apobēta noteikta paplašinātu modeļu izveidošanas un izvērtēšanas procedūra. Piedāvātā dielektriskās caurlaidības mērījumu procedūra ietver sešus soļus.

1. Ievieto taisnstūra viļņvadā *MUT* dielektrisku paraugu, kura dielektriskā caurlaidība $\varepsilon'_{mut,r}$ ir jāatrod (uzskata, ka *MUT* zudumi $\tan \delta_{mut}$ ir iepriekš izmērīti vai uzdoti) un izmēra izklides matricas elementa $|S_{11}|$ moduļa vērtību. No izmērītās $|S_{11}|$ vērtības, atrisinot apgriežto uzdevumu, tiek izzināta $\varepsilon'_{r,mut}$.

2. Izmantojot iepriekšējā solī aprēķināto $\epsilon'_{r,\text{mut}}$, aprēķina mērījumu modeļa jutības koeficientu $c_{\text{cl}} = \frac{\partial |S_{11}|}{\partial \epsilon'_{r,\text{mut}}}$ un izvērtē klasiskā mērījumu modeļa piemērotību:
 - ja klasiskais modelis var nodrošināt pietiekami augstu mērījumu precizitāti, jo modeļa jutība ir pietiekama $c_{\text{cl}} > 1$ (bet var pieprasīt arī lielāku jutību), tad papildu pasākumi nav jāveic;
 - ja mērījumu modeļa jutība ir zema $c_{\text{cl}} < 1$, tad veido paplašinātu modeli, klasiskajā modelī *MUT* slānim pievienojot vēl vienu dielektrisku slāni ar zināmiem izmēriem un dielektrisko caurlaidību.
3. Izvēlas palīgslāni ar zināmu dielektrisko caurlaidību $\epsilon'_{r,\text{aux}}$ un zudumu leņķa tangensu (racionāli ir izvēlēties gatavu ražojumu, kura parametrus uzdod ražotājs). Atrod tādu attālumu starp pētāmo paraugu un palīgslāni d_{int} un atrod papildu slāņa biezumu d_{aux} , kas nodrošina pēc iespējas lielāku paplašinātā mērījumu modeļa jutību $c_{\text{ex}} = \frac{\partial |S_{11}|}{\partial \epsilon'_{r,\text{mut}}}$ mērāmā *MUT* dielektriskās caurlaidības lieluma iespējamo vērtību diapazonā.
4. Ja ar izvēlēto palīgslāni neizdodas atrast tādus d_{int} un d_{aux} , līdz tiek sasniegts pietiekami liels palašinātā modeļa jutības koeficients c_{ex} , tad jāizvēlas *MUT* ar citu $\epsilon'_{r,\text{aux}}$ un jāatkārto 3. solī veiktie aprēķini.
5. Lai par palīgslāņiem varētu lietot gatavus, rūpnieciski ražotus slāņus, tad paplašinātajam modelim izvēlas tādu palīgslāni, kura biezums d_{aux} ir vistuvākais 3. solī aprēķinātajam.
6. Aprēķina izveidotā modeļa jutības koeficientu c_{ex} un, ja tas ir pietiekams, modeļa veidošanas procedūru izbeidz.

Ņemot vērā to, ka nav iespējams izgatavot palīgslāni ar izmēriem, kas ideāli sakrīt ar aprēķinātajiem optimālajiem izmēriem, tiek pieņemts, ka tiek izmantoti palīgslāņi ar dažādām biezuma vērtībām, kas atšķiras par 0,01mm, tāpēc aprēķini procedūras 3. solī tiek veikti tikai šīm vērtībām.

Skaitliskā analīze parāda, ka, izmantojot paplašināto modeļu metodi, gandrīz vienmēr ir iespējams panākt lielāku modeļa jutību pat tādos dielektriskās caurlaidības vērtību intervālos, kur mērījumu klasiskajam mērījumu modelim, kas ietver tikai pētāmo paraugu, ir ļoti zema jutība. Skaitliskie aprēķini parāda, ka pie lielām $\epsilon'_{r,\text{mut}}$ vērtībām zemas jutības apgabalu centrālajās daļās uzlabojumi, kas sasniegti, izmantojot palīgslāni, ne vienmēr ir pietiekami lieli un samazinās, palielinoties $\epsilon'_{r,\text{mut}}$.

Paplašinātā divslāņu modeļa aprēķinu skaitliskajās simulācijās tika pieņemts, ka pētāmais materiāls ir augstfrekvenču keramika *Arlon AD1000* [19], ko plaši izmanto augstfrekvenču diapazonā kā antenu, filtru un citu ierīču pamatnes. Materiālam ir mazi zudumi augstās frekvencēs. Ražotāja dokumentācijā sniegtie dati ir šādi: dielektriskā caurlaidība – 10,2 un zudumu leņķa tangenss 0,003 pie frekvences 10 GHz. Dokumentācijā norādīts, ka šie lielumi tika izmērīti ar *IPC-TM-650 metodi* [20], kas ir viena no rezonanses metodēm. Metodes aprakstā ir norādīta

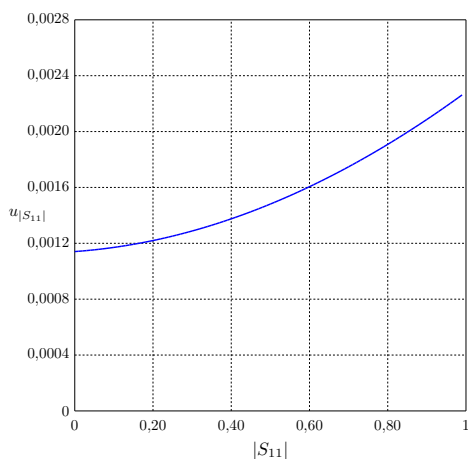
tikai dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktība, savukārt zudumu leņķa tangensam tā nav norādīta un to pieņem, vadoties no citu mērījumu vidējiem datiem.

Par palīgskāni tika izvēlēts materiāls *Arlon AD430* ar dielektrisko caurlaidību 4,3 un zudumu leņķa tangensu vienādu ar 0,003 [23]. Šis materiāls arī plaši izmantots dažādās augstfrekvenču ierīcēs, pateicoties maziem zudumiem un augstai termonoturībai, kā arī atšķirībā no citiem augstfrekvenču keramiskiem materiāliem tas nav tik trausls, kas vienkāršo mehānisko apstrādi un paraugu izgatavošanu.

Aprēķinos tika arī pieņemts, ka abiem modeļiem $|S_{11}|$ tiek mērīts, izmantojot vektora tīkla analizatoru *P5024B*. Tika pieņemts, ka analizatora kalibrēšana tiek veikta ar kalibrēšanas standartu *85050C (TRL)*. Kalibrēšanas metode ir (*Full Two Port Calibrations*) – divu portu pilna kalibrēšana. Mērījumu nenoteiktība pēc kalibrēšanas tiek aprēķināta, izmantojot speciālu programmu *Keysight VNA Uncertainty Calculator* mērījumu nenoteiktības novērtēšanai pēc kalibrēšanas. Aprēķinātā $|S_{11}|$ mērījumu nenoteiktības atkarībā no $|S_{11}|$ lieluma redzama 2.11. attēlā.

Kā redzams, $u_{|S_{11}|}$ palielinās, palielinoties S_{11} vērtībai.

Aprēķinos tiek pieņemts, ka slāņu biezumi, viļņvada platākās malas platums un starpslāņu attālums izmērīti ar ciparu bīdmēru [21], kuram paplašinātā mērījumu nenoteiktība (tas norādīts bīdmēra dokumentācijā) ir 0,02 mm, kas atbilst standarta nenoteiktībai 0,01 mm.



2.11. att. $u_{|S_{11}|}$ atkarība no $|S_{11}|$ vektora tīkla analizatoram *Keysight P5024B*.

Dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktība tika novērtēta, izmantojot divas metodes: kļūdu izplatīšanās metodi (*EPM*) un Montekarlo metodi (*MCM*). *EPM* dod iespēju novērtēt tikai standarta novirzi, jo tās pamatā ir mērījumu modeļa lineārs tuvinājums. *MCM* ir precīzāka, jo ņem vērā situāciju, kad mērījumu modelis ir nelineārs, un novērtē ne tikai standarta noteiktību, bet arī vidējo vērtību, kas vispārīgā gadījumā var atšķirties no patiesās vērtības. Ir pierādīts, ka, veicot vidējošanu pa bezgalīgu izlasi, nav iespējams noteikt patieso vērtību pat gadījumā, kad sistēmiskā kļūda būtu vienāda ar nulli. Šāda starpība rodas modeļa nelinearitātes dēļ – jo izteiktāka ir nelinearitāte, jo lielāka ir starpība, un tā faktiski nav novēršama.

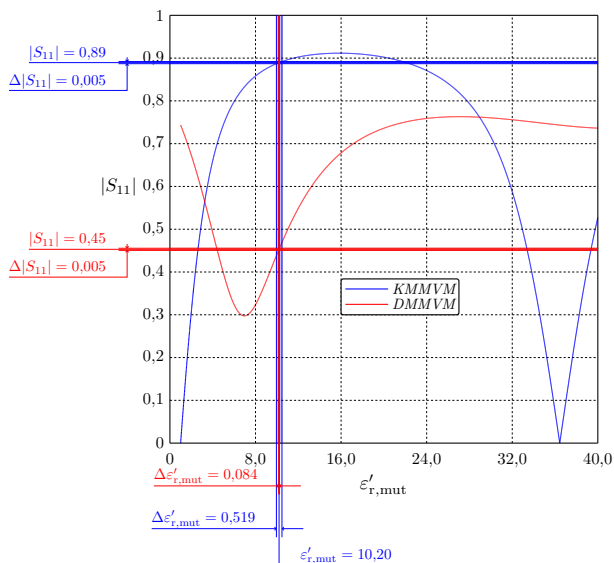
Aplūkojamā divslāņu modeļa parametri apkopoti 2.1. tabulā.

2.1. tabula

Divslāņu modeļa parametri

Modeļa parametrs	Apzīmējums	Nominālvērtība	Nenoteiktība
Mērāmā slāņa dielektriskā caurlaidība	$\varepsilon'_{r,mut}$	10,2	–
Mērāmā slāņa zudumu leņķa tangenss	$\tan \delta_{mut}$	0,0023	$1,15 \cdot 10^{-4}$
Palīgslāņa dielektriskā caurlaidība	$\varepsilon'_{r,aux}$	4,3	0,043
Palīgslāņa zudumu leņķa tangenss	$\tan \delta_{aux}$	0,003	$5 \cdot 10^{-5}$
Mērāmā slāņa biezums	d_{mut}	2,5 mm	0,01 mm
Palīgslāņa biezums	d_{aux}	3,8 mm	0,01 mm
Starpslāņu attālums	d_{int}	20 mm	0,01 mm
Frekvence	f	10 GHz	35 MHz
Viļņvada platums	a	22,86 mm	0,01 mm

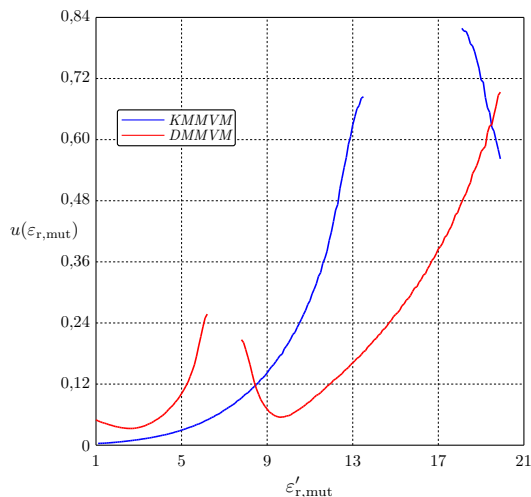
2.12. attēlā redzama $|S_{11}|$ atkarība no $\varepsilon'_{r,mut}$, un ticamības intervālu platumi klasiskajam (*KMMVM*) un paplašinātajam (*DMMVM*) modeļiem. Kā redzams, tad paplašinātais modelis dod aptuveni 6,2 reizes mazāku ticamības intervāla platumu nekā tas bija klasiskajam modelim. Šāds ieguvums ir labs pamatojums izvēlētajai pieejai – paplašinātu modeļu veidošanai.



2.12. att. $|S_{11}|$ atkarība no $\varepsilon'_{r,mut}$ un ticamības intervālu platumi klasiskajam (*KMMVM*) un paplašinātajam (*DMMVM*) modelim.

2.12. attēlā redzama dielektriskās caurlaidības standarta nenoteiktības atkarība no $\varepsilon'_{r,mut}$, klasiskajam (*KMMVM*) un paplašinātajam (*DMMVM*) modelim. Trūkstošie līknes posmi atbilst

tādām mērījumu modeļa parametra vērtībām, kur *MCM* metodes novērtējums nav iespējams, jo tajos apgabalos vairāk kā 10 % metodes realizāciju ņem $|S_{11}|$ vērtības, kas ir lielākas par maksimāli iespējamo $|S_{11}|$, kas tiek noteikta ar šī parametra definīciju un *VNA* iespējām. Tādas situācijas aprēķinos ar *MCM* metodi parādās tad, kad meklējamā dielektriskās caurlaidības vērtība atrodas mērīšanas modeļa zemas jutības apgabalos.



2.13. att. Standarta nenoteiktības atkarība no $\varepsilon'_{r,\text{mut}}$ klasiskajam (*KMMVM*) un paplašinātajam (*DMMVM*) modelim.

Galvenais šī modeļa trūkums – attālums starp slāņiem ir jāievēro ļoti precīzi un situācijās, kad modeļa jutība ir liela attiecībā pret pat nelielām izmaiņām starpslāņu attālumā, pat mazas izmaiņas attālumos starp slāņiem var radīt lielas $|S_{11}|$ izmaiņas, kas būtiski palielinās mērījumu nenoteiktību, turklāt šādas izmaiņas ir grūti fiksējamas.

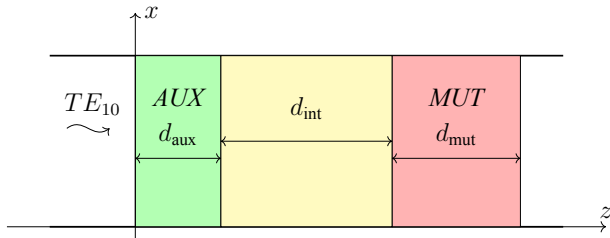
Darba 3.2 apakšnodaļā aprakstīts divslāņu modeļa vispārinājums – trīsslāņu modelis. Lai gan ar samērā vienkāršu divslāņu modeli var palielināt mērījumu modeļa jutības palielināšanos vajadzīgajā parametru diapazonā, šim modelim ir virkne trūkumu, kas izpaužas modeļa praktiskajā realizācijā.

Viens no divslāņu modeļa trūkumiem ir problemātiska precīza (optimālā) starpslāņu attāluma nodrošināšana, jo praksē ir grūti novietot slāņus tā, lai attālums starp tiem būtu vienāds ar aprēķināto optimālo attālumu.

Papildu problēmas rada arī apstākļi, ka slāņus ar mazu biezumu ļoti grūti novietot tā, lai tā platākā mala būtu perpendikulāra viļņa izplatīšanas virzienam. Pat neliels slīpums var radīt starpību starp teorētiski paredzamiem rezultātiem un reāliem mērījumu rezultātiem. Šis apstākļis ir mazāk būtisks, ja mēra caurlaidību samērā bieziem slāņiem, taču tādā modelī būs jāņem vērā gaisa spraugas starp plāksnītēm un viļņvada sienīņām ietekme uz mērījumu rezultātiem – jo lielāks ir slāņa biezums, jo lielāka ir gaisa spraugas ietekme S_{11} moduli. Eksperimentos gaisa

spraugas ietekmi mazina, izmantojot speciālas pastas ar lielu īpatnējo vadāmību.

Šo problēmu mazināšanai autors piedāvā izmantot trīsslāņu modeli (2.14. att.), kurā atšķirībā no trīsslāņu modeļa starp pamatslāņiem (palīgslānis un mērāmais slānis) ir vēl viens dielektrisks slānis. Slāņi šajā modelī ir izvietoti tā, lai starp tiem nebūtu gaisa spraugu. Galvenā trīsslāņu modeļa priekšrocība ir iespēja nodrošināt vidusslāņa biezumu ar lielu precizitāti.



2.14. att. Trīsslāņu viļņvada mērījumu modeļa ģeometrija.

Paplašinātā modeļa aprēķinos optimāla varianta izvēlei netika uzdoti jebkuri slāņu biezumi. Lai varētu šos slāņus arī izgatavot un modeli eksperimentāli testēt, paplašinātā trīsslāņu modeļa palīgslāņu biezumu izmaiņas solis modeļa aprēķinos tika ņemts 0,01 mm, lai būtu iespēja šos slāņus izgatavot ar aprēķināto biezumu.

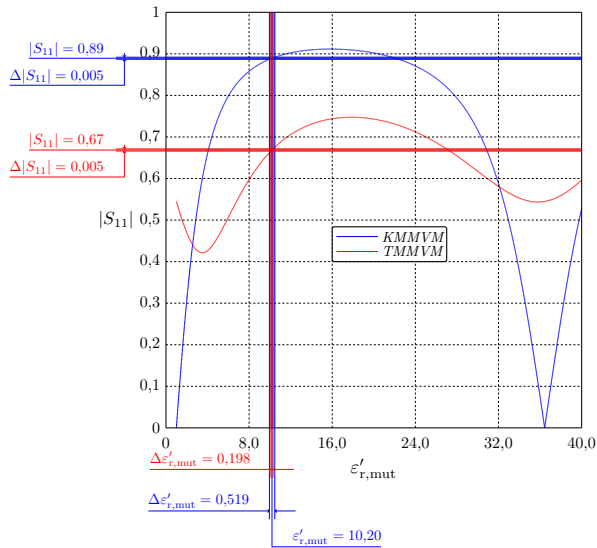
Izveidotā paaugstinātas jutības paplašinātā trīsslāņu modeļa aprēķinātie parametri apkopoti 2.2. tabulā. Turpat doti arī *MUT* parametri.

2.2. tabula

Trīsslāņu modeļa parametri

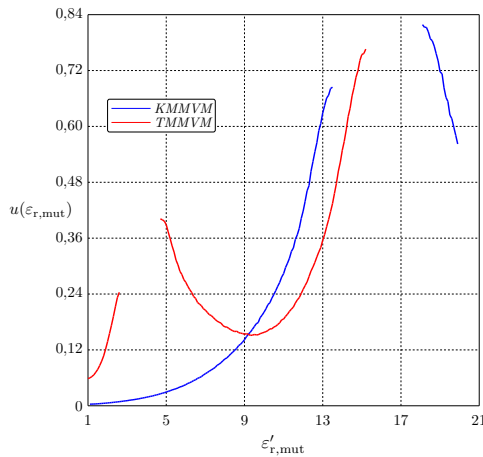
Modeļa parametrs	Apzīmējums	Nominālvērtība	Nenoteiktība
Mērāmā slāņa dielektriskā caurlaidība	$\varepsilon'_{r,mut}$	10,2	—
Mērāmā slāņa zudumu leņķa tangenss	$\tan \delta_{mut}$	0,0023	$1,15 \cdot 10^{-4}$
Mērāmā slāņa biezums	d_{mut}	2,5 mm	0,01 mm
Palīgslāņa dielektriskā caurlaidība	$\varepsilon'_{r,aux}$	4,3	0,043
Palīgslāņa zudumu leņķa tangenss	$\tan \delta_{aux}$	0,003	$5 \cdot 10^{-5}$
Palīgslāņa biezums	d_{aux}	7,0 mm	0,01 mm
Vidusslāņa dielektriskā caurlaidība	$\varepsilon'_{r,int}$	2,2	0,022
Vidusslāņa zudumu leņķa tangenss	$\tan \delta_{int}$	0,0009	$5 \cdot 10^{-5}$
Vidusslāņa biezums	d_{int}	7,1 mm	0,01 mm
Frekvence	f	10 GHz	35 MHz
Viļņvada platums	a	22,86 mm	0,01 mm

2.15. attēlā redzama $|S_{11}|$ atkarība no $\varepsilon'_{r,mut}$, un ticamības intervālu platumi klasiskajam (*KMMVM*) un trīsslāņu modelim (*TMMVM*). Kā redzams, paplašinātais modelis dod aptuveni 2,5 reizes mazāku ticamības intervāla platumu.



2.15. att. $|S_{11}|$ atkarība no $\epsilon'_{r,\text{mult}}$ un ticamības intervālu platumi klasiskajam (*KMMVM*) un paplašinātajam (*TMMVM*) modelim.

2.16. attēlā redzama dielektriskās caurlaidības standarta nenoteiktības atkarība no $\epsilon'_{r,\text{mult}}$ klasiskajam (*KMMVM*) un paplašinātajam (*TMMVM*) modelim.



2.16. att. Standarta nenoteiktības atkarība no $\epsilon'_{r,\text{mult}}$ klasiskajam (*KMMVM*) un paplašinātajam (*TMMVM*) modelim.

2.4. Paplašinātie brīvas telpas daudzslāņu mērījumu modeļi

Promocijas darba 4. nodaļā tiek aprakstīts, kā tika izveidoti, aprēķināti un pilnveidoti divi brīvas telpas dielektriskās caurlaidības paplašinātie mērījumu modeļi. Aprēķinos tika pieņemts, ka krītošais vilnis ir plakans vilnis un dielektriskajiem slāņiem ir bezgalīga izmēra platums un

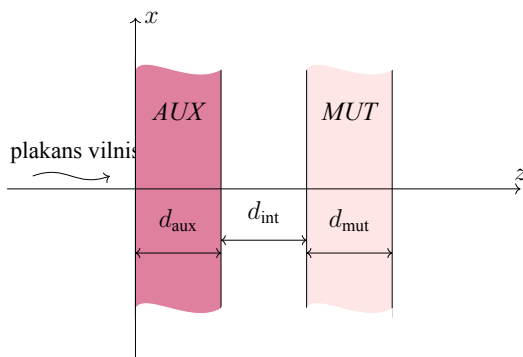
augstums. Tiek skatīts mērījumu modelis, kurā vilnis krīt uz slāņiem perpendikulāri to virsmai (normāla krišana). Šie pieņēmumi būtiski vienkāršo analīzi, jo $|S_{11}|$ aprēķinam var izmantot analītiskas matemātiskas izteiksmes, ko var analizēt.

Brīvās telpas metode tiek plaši izmantota plākšņu nesagraujošos mērījumos. Metode gan nav ideāli precīza, jo reāajos mērījumos izmanto galīga izmēra plāksnes. Metodes lietošanai mērījumos tiek noteikts, ka *MUT* plāksnei – plāksnes platumam un augstumam ir jābūt pietiekami lieliem. Zinātniskajā literatūrā parasti uzskata, ka ir pietiekami, ka plākšņu platumam un augstumam – ir jābūt ne mazākam par trim viļņa garumiem. Ja parauga izmēri nebūs pietiekami lieli, tad difrakcija uz parauga malām būtiski ietekmēs mērījumu rezultātus. Ir arī efektīvi paņēmieni, kā mazināt difrakcijas ietekmi. Piemēram, difrakcijās ietekmi uz mērījumu rezultātiem var samazināt, lietojot ferīta absorbētājus, ko liek pie parauga malām.

Tāpat kā iepriekš tika pieņemts, ka mērījumus veic ar kalibrētu *VNA P5024B* (divu portu kalibrēšanas metode). Šai mēriekārtai atstarošanas koeficienta nenoteiktība vidēji ir ap 0,003.

Darba 4.1. apakšnodaļā ir pētīts brīvās telpas metodes divslāņu modelis. Aprēķinu piemērā kā viens no mērāmajiem materiāliem tika izvēlēta augstfrekvenču keramika ar sagaidāmu relatīvo dielektrisko caurlaidību, vienādu ar 30, un zudumu leņķa tangensu, vienādu ar $6,67 \cdot 10^{-5}$ [22].

Par palīgslēni tika izvēlēts dielektriķis *Arlon AD1000* [19] ar dielektrisko caurlaidību 10,2 un zudumu leņķa tangensu, vienādu ar 0,0023. Aplūkojamā divslāņu modeļa ģeometrija redzama 2.17. attēlā.



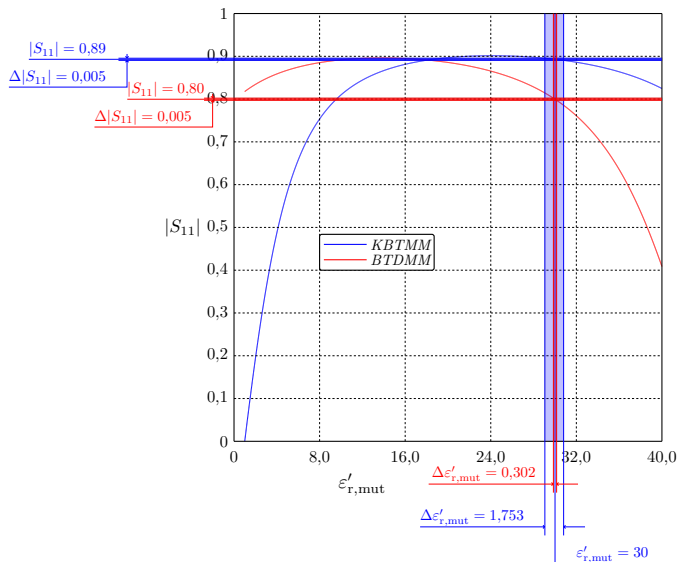
2.17. att. Divslāņu brīvās telpa mērījumu modeļa ģeometrija.

Lai iegūtu lielāku modeļa jutību nekā klasiskajam modelim, tika veikts brīvās telpas metodes divslāņu modeļa optimāla varianta parametru aprēķins. Aprēķina rezultātā izzinātie modeļa parametri apkopoti 2.3. tabulā.

Divslāņu modeļa parametri

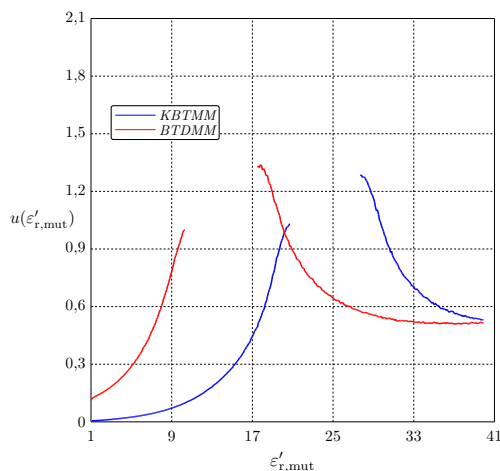
Modeļa parametrs	Apzīmējums	Nominālvērtība	NeNOTEIKTĪBA
Mērāmā slāņa dielektriskā caurlaidība	$\varepsilon'_{r,mut}$	30	–
Mērāmā slāņa zudumu leņķa tangenss	$\tan \delta_{mut}$	0,000067	$3,33 \cdot 10^{-6}$
Palīgslāņa dielektriskā caurlaidība	$\varepsilon'_{r,aux}$	10,2	0,0102
Palīgslāņa zudumu leņķa tangenss	$\tan \delta_{aux}$	0,0023	$5 \cdot 10^{-5}$
Mērāmā slāņa biezums	d_{mut}	2,0 mm	0,01 mm
Palīgslāņa biezums	d_{aux}	2,6 mm	0,01 mm
Starpslāņu attālums	d_{int}	13,1 mm	0,01 mm
Frekvence	f	10 GHz	35 MHz

2.18. attēlā redzami klasiskā un paplašinātā modeļa funkciju $|S_{11}(\varepsilon'_{r,mut})|$ grafiki un attiecīgās $\varepsilon'_{r,mut}$ mērījumu nenoteiktības. Ir skaidri redzams, ka plašinātā modeļa jutība ir būtiski lielāka, kas dod ievērojamu *MUT* dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktības $u(\varepsilon'_{r,mut})$ samazinājumu, kas šajā gadījumā ir aptuveni 5,8 reizes.



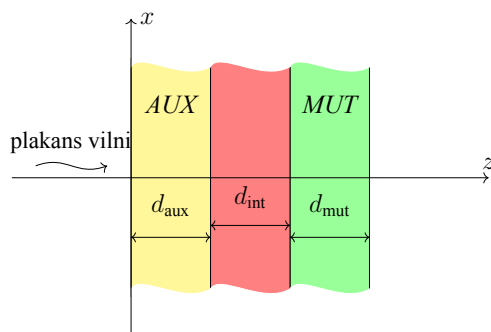
2.18. att. $|S_{11}|$ atkarība no $\varepsilon'_{r,mut}$ un ticamības intervālu platumi klasiskajam (*KBTMM*) un paplašinātajam (*BTDDM*) modelim.

2.19. attēlā redzamas klasiskā un paplašinātā modeļa *MUT* dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktības $u(\varepsilon'_{r,mut})$ atkarība no $\varepsilon'_{r,mut}$. Rezultātu skaidrojums līdzīgs kā 2.13. attēla grafiku skaidrojums.



2.19. att. Standarta nenoteiktības atkarība $\varepsilon'_{r,\text{mut}}$ klasiskajam (*KBTMM*) un paplašinātajam (*BTDM*) modelim.

Promocijas darba 4.2. apakšnodaļā tiek pētīts trīsslāņu modelis. Līdzīgi kā viļņvada modelim, arī brīvās telpas divslāņu modelim ir liela mērāmā lieluma $|S_{11}|$ jutība pret starpslāņu attāluma mazām izmaiņām. Tomēr, pateicoties tam, ka šajā gadījumā parauga izmēri ir pietiekami lieli, šo problēmu var samazināt, izmantojot speciālu izgatavotus slāņu turētājus, kas nodrošina samērā precīzu slāņu pozicionēšanu, taču konstruktīvi izgatavot šādas iekārtas prasa lielas izmaksas. Arī šeit tiek piedāvāts līdzīgs risinājums, kā viļņvada modeļa gadījumā, un tiek piedāvāts un pētīts brīvās telpas metodes trīsslāņu modelis. Pētījumu veic līdzīgi, kā viļņvada trīsslāņu modelim un tāpat kā viļņvada trīsslāņu modelim, starp pamatslāņiem tiek ievietots vēl viens dielektrisks slānis, un visi slāņi tiek savietoti cieši kopā. Aplūkojamā trīsslāņu modeļa ģeometrija redzama 2.20. attēlā.



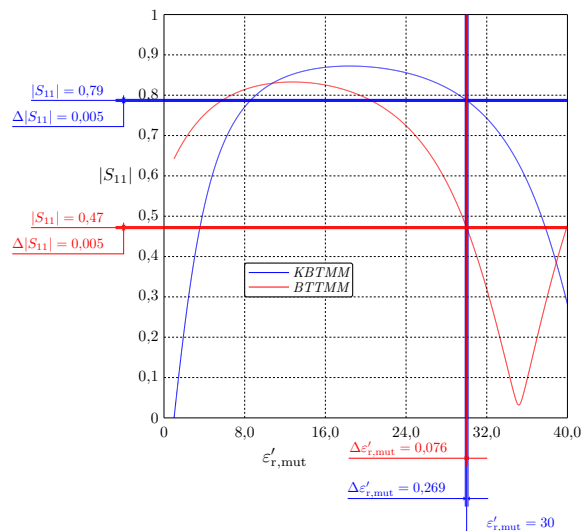
2.20. att. Trīsslāņu brīvās telpas mērījumu modeļa ģeometrija.

Tika veikts paplašinātā trīsslāņu modeļa brīvās telpas metodes parametru aprēķins, lai uzlabotu klasiskā modeļa jutību. Aprēķina rezultātā izzinātie modeļa parametri doti 2.4. tabulā.

Trīsslāņu modeļa parametri

Modeļa parametrs	Apzīmējums	Nominālvērtība	Nenoteiktība
Mērāmā slāņa dielektriskā caurlaidība	$\varepsilon'_{r,mut}$	30	–
Mērāmā slāņa zudumu leņķa tangenss	$\tan \delta_{mut}$	0,000067	$3,33 \cdot 10^{-6}$
Palīgslāņa dielektriskā caurlaidība	$\varepsilon'_{r,aux}$	10,2	0,0102
Palīgslāņa zudumu leņķa tangenss	$\tan \delta_{aux}$	0,0023	$5 \cdot 10^{-5}$
Mērāmā slāņa biezums	d_{mut}	2,4 mm	0,01 mm
Palīgslāņa biezums	d_{aux}	5,7 mm	0,01 mm
Vidusslāņa dielektriskā caurlaidība	$\varepsilon'_{r,int}$	2,2	0,022
Vidusslāņa biezums	d_{int}	9,6 mm	0,01 mm
Vidusslāņa zudumu leņķa tangenss	$\tan \delta_{int}$	0,0009	$5 \cdot 10^{-5}$
Frekvence	f	10 GHz	35 MHz

2.21. attēlā redzamas klasiskā un paplašinātā trīsslāņu modeļa funkciju $|S_{11}(\varepsilon'_{r,mut})|$ grafiki un attiecīgās $\varepsilon'_{r,mut}$ mērījumu nenoteiktības. Ir skaidri redzams, ka plašinātā modeļa (tā aprēķinātie parametri skatāmi 2.4. tabulā) jutība ir būtiski lielāka, kas dod ievērojamu *MUT* dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktības ($u(\varepsilon'_{r,mut})$) samazinājumu, kas šajā gadījumā ir aptuveni 3,5 reizes. Ir jāatzīmē, ka paplašināto modeļu jutības palielinājums un saistītais ar to saistītais mērījumu nenoteiktības samazinājums salīdzinājumā ar klasisko modeli kļūst mazāks, ja pieaug $\varepsilon'_{r,mut}$,

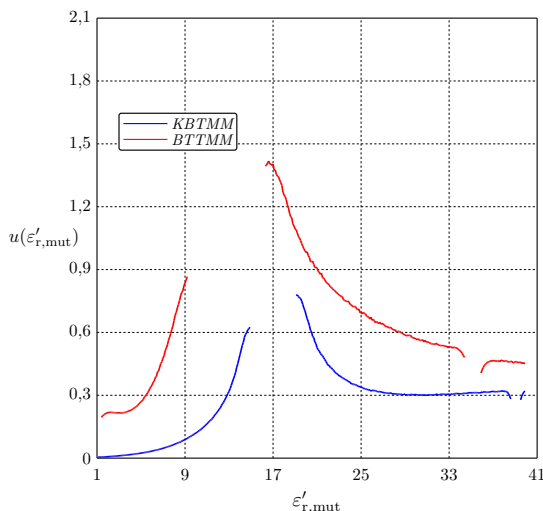


2.21. att. $|S_{11}|$ atkarība no $\varepsilon'_{r,mut}$ un ticamības intervālu platumi klasiskajam (*KBTMM*) un paplašinātajam (*BTMM*) modelim.

kas šajā piemērā ir 30,0, un mērījumiem, kad mēra *MUT* ar mazākām caurlaidībām trīsslāņu

modeļu ieguvumi, salīdzinot ar klasiskajiem modeļiem, ir ievērojami lielāki un paplašināto modeļu pielietojanas izdevīgums ir nenoliedzams.

2.22. attēlā redzamas klasiskā un paplašinātā trīsslāņu modeļa *MUT* dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktības $u(\varepsilon'_{r,\text{mut}})$ atkarībā no $\varepsilon'_{r,\text{mut}}$. Tomēr atšķirībā no divslāņu modeļa trīsslāņu modelis nenodrošina mazāku mērījumu nenoteiktību kā klasiskajam modelim, kaut gan tā jutība ir ievērojami augstāka.

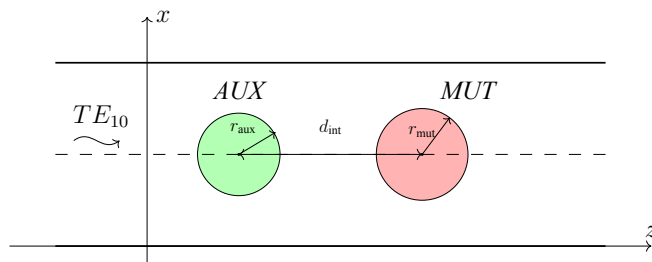


2.22. att. Standarta nenoteiktības atkarība $\varepsilon'_{r,\text{mut}}$ klasiskajam (*KBTMM*) un paplašinātajam (*BTTMM*) modelim.

2.5. Paplašinātais divcilindru mērījumu modelis

Promocijas darba 5. nodaļā aprakstīts, kā tika izveidots, pilnveidots un izpētīts paplašināts mērījumu modelis, kas sastāv no diviem dielektriskiem cilindriem taisnstūra viļņvadā. Viens no šiem cilindriem ir izveidots no pētāmā materiāla (*MUT*) ar maziem zudumiem, kura dielektriskā caurlaidība ir jānosaka no izmērīta atstarošanas koeficienta moduļa. Otrais cilindrs ir palīgcilindrs, kura izmēri un materiālās īpašības ir zināmas (tiek izvēlētas optimāla mērījumu modeļa aprēķina rezultātā). Mērījumi tiek veikti pie frekvences, kas izvēlēta tāda, lai viļņvadā izplatītos tikai pamattipa vilnis. Attālums starp cilindriem un palīgcilindra rādiuss tiek izvēlēti par modeļa optimizācijas parametriem. Tiešā difrakcijas uzdevuma risināšanai tiek izmantota autora izstrādātā ātrā integrālvienādojumu metode, jo tā dod precīzus rezultātus un prasa ievērojami mazāk skaitļošanas laika, salīdzinot ar citām metodēm. Ātrā aprēķinu metode aprakstīta 6. darba nodaļā.

Divcilindru viļņvada modeļa ģeometrija redzama 2.23. attēlā.



2.23. att. Paplašinātā divcilindru mērījumu modeļa ģeometrija.

Aplūkojamā divcilindru mērījumu modeļa parametri apkopoti 2.5. tabulā.

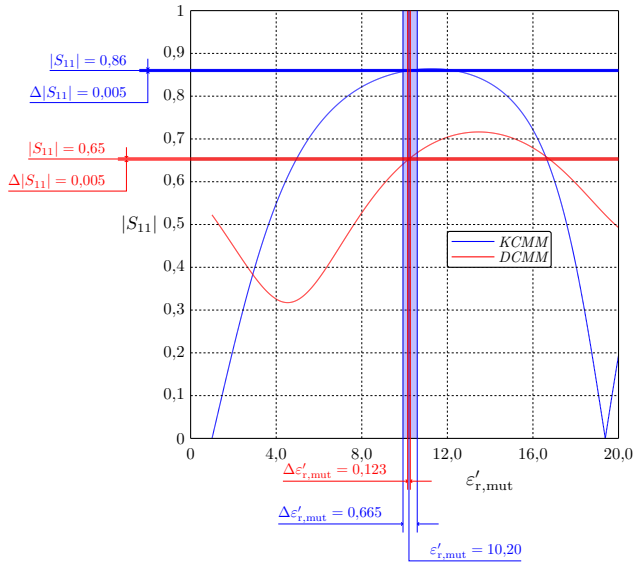
2.5. tabula

Divcilindru modeļa parametri

Modeļa parametrs	Apzīmējums	Nominālvērtība	NeNOTEIKTĪBA
Mērāmā cilindra dielektriskā caurlaidība	$\epsilon'_{r,mut}$	10,2	–
Mērāmā cilindra zudumu leņķa tangenss	$\tan \delta_{mut}$	0,0023	$1,15 \cdot 10^{-4}$
Palīgcilindra dielektriskā caurlaidība	$\epsilon'_{r,aux}$	4,3	0,043
Palīgcilindra zudumu leņķa tangenss	$\tan \delta_{aux}$	0,003	$5 \cdot 10^{-5}$
Mērāmā cilindra rādiuss	r_{mut}	2,5 mm	0,01 mm
Palīgcilindra rādiuss	r_{aux}	5,7 mm	0,01 mm
Starpcilindru attālums	r_{int}	8,6 mm	0,01 mm
Frekvence	f	10 GHz	35 MHz
Viļņvada platums	a	22,86 mm	0,01 mm

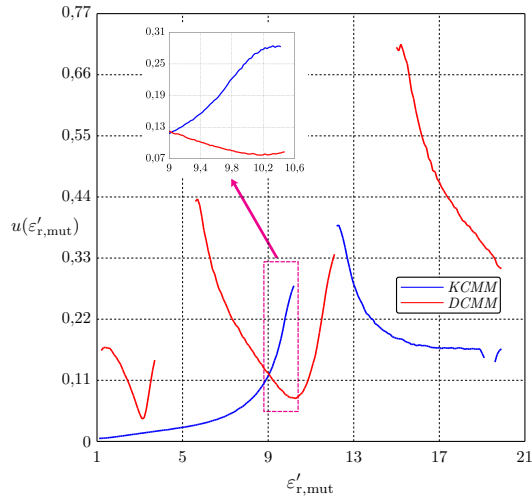
2.24. attēlā redzami klasiskā un divcilindru modeļu funkciju $|S_{11}(\epsilon'_{r,mut})|$ grafiki un aprēķinātās attiecīgās $\epsilon'_{r,mut}$ mērījumu nenoteiktības. Plašinātā modeļa (tā aprēķinātie parametri skatāmi 2.5. tabulā) mērījumu nenoteiktība $u(\epsilon'_{r,mut})$ ir būtiski mazāka, ja salīdzina ar klasisko modeli (mēra $MUT \epsilon'_{r,mut}$).

Ir jāatzīmē, ka tiešo uzdevumu ($|S_{11}(\epsilon'_{r,mut})|$ aprēķins) risināšanas laiks modeļiem ar cilindriem viļņvadā ir daudzārt lielāks nekā modeļiem ar slāņiem viļņvadā. Bez autora izstrādātās ātrās integrālvienādojumu metodes, kas aprakstīta darba 6. nodaļā, būtu praktiski neiespējami divcilindru modeļu aprēķina invertējumi ar Montekarlo metodi, jo skaitļošanas laiki būtu nesamērīgi lieli.



2.24. att. $|S_{11}|$ atkarība no $\varepsilon'_{r,\text{mut}}$ un ticamības intervālu platumi klasiskajam (*KCMM*) un paplašinātajam (*DCMM*) modelim.

2.25. attēlā redzamas klasiskā un paplašinātā trīssslāņu modeļa *MUT* dielektriskās caurlaidības mērījumu nenoteiktības $u(\varepsilon'_{r,\text{mut}})$ atkarībā no $\varepsilon'_{r,\text{mut}}$. Rezultātu skaidrojums ir līdzīgs kā attēla 2.13. attēla grafiku skaidrojums. Papildus šajā attēlā redzams, ka veidojas vairāki apgabali, kuros mērījumi ir praktiski neiespējami.

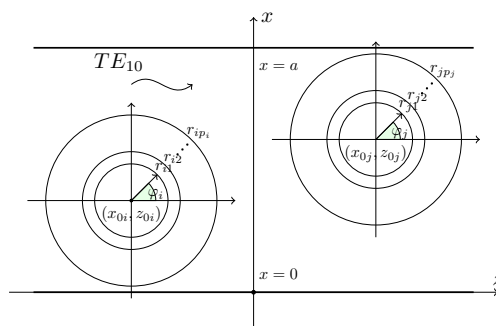


2.25. att. Standarta nenoteiktības atkarība no $\varepsilon'_{r,\text{mut}}$ klasiskajam (*KCMM*) un paplašinātajam (*DCMM*) modelim.

2.6. Ātrā integrālvienādojumu metode

Darba 6. nodaļā tiek prezentēta darba autora izstrādātā ātrā un precīzā metode daudzcilindru mērījumu modeļa analīzei, ja cilindri izvietoti taisnstūra viļņvadā. Cilindru asis ir paralēlas viļņvada sānu malai. Ar aprēķiniem un salīdzināšanu ar komerciālām programmpaketēm tiek parādīts, ka autora izstrādātā skaitļošanas metode būtiski paātrina mērījumu nenoteiktības novērtēšanas procesu, jo izrēķina tiešo difrakcijas uzdevumu daudz ātrāk nekā esošās komerciāli pieejamās programmatūras, piemēram, *Ansys HFSS*. Piedāvātā aprēķinu metode ir robežvirsmas integrālvienādojumu metode. Parasti gan svāra, gan bāzes funkcijas aproksimē ar pietiekami vienkāršām funkcijām, piemēram, polinomiem. Tomēr, ja aplūkojamajam objektam ir vienkārša (kanoniska) forma, piemēram, cilindriska, sfēriska vai eliptiska, laukus uz virsmām var izteikt ar tā sauktajām visa apgabala bāzes funkcijām (*Entire Domain Basis Functions*), kas parasti ir attiecīga diferenciālvienādojuma atrisinājumi un apmierina attiecīgos robežnosacījumus. Cilindrisku objektu gadījumā visizdevīgākie ir periodiski robežnosacījumi.

Lietotajā skaitliskajā metodē izmanto virsmas integrāļus, kas ietilpst integrālvienādojumā. Šie integrāļi ir jāaprēķina, lai noteiktu matricas koeficientus, un tos aprēķinātu analītiski. Šāda integrēšana dod bezgalīgas Šļomiļa rindas, kas konverģē ļoti lēni, tādējādi ievērojami samazinot metodes efektivitāti. Lai paātrinātu šo rindu konverģenci, tiek lietota Ēvalda metode [24]. Šī metode jau ilgu laiku galvenokārt tiek izmantota periodisko režģa potenciālu aprēķina paātrināšanai un ir viena no efektīvākajām metodēm Šļomiļa un līdzīgu rindu aprēķiniem. Autora piedāvātās skaitļošanas metodes izveidošanā tiek pieņemts, ka viļņvads darbojas režīmā, kad tajā var izplatīties tikai pamattipa vilnis. Iespējamā pētāmās struktūras ģeometrija redzama 2.26. attēlā. Vispārējā gadījumā taisnstūra viļņvadā var būt P slāņaini vai monolīti cilindri un p_i ir i -tā cilindra slāņu skaits.



2.26. att. Aplūkojamo struktūru piemērs – divi slāņaini cilindri taisnstūra viļņvadā [25].

Tiek pieņemts, ka viļņvads darbojas režīmā, kad tajā var izplatīties tikai pamattipa vilnis.

Lai atrastu laukus, kas rodas pamattipa viļņa mijiedarbības rezultātā ar cilindriem, jāatrisina šāds virsmas integrālvienādojums:

$$E_y^i(\mathbf{r}_o) = E_y(\mathbf{r}_o) - \oint_L \left(E_y(\mathbf{r}_s) \frac{\partial G(\mathbf{r}_o, \mathbf{r}_s)}{\partial n} + jZ_0 k_0 H_\varphi(\mathbf{r}_s) G(\mathbf{r}_o, \mathbf{r}_s) \right) dl_s, \quad (2.5)$$

kur

$G(\mathbf{r}_0, \mathbf{r}_s)$ – viļņvada Grīna funkcija;

$E_y^i(\mathbf{r}_s)$ – krītošā viļņa elektriskā lauka intensitāte, V/m;

Z_0 – viļņa impedance brīvā telpā, Ω ;

k_0 – viļņu skaitlis brīvā telpā, 1/m;

$E_y(\mathbf{r})$ – elektriskā lauka tangenciālā komponente, V/m;

$H_\varphi(\mathbf{r})$ – magnētiskā lauka tangenciālā komponente, A/m.

Šeit Grīna funkcija un iepriekš minētie lauki tiek skatīti tikai uz cilindru virsmām, $L = \{L_1 \cup \dots \cup L_P\}$ un L_i ir i -tā cilindra virsma. Lai atrastu nezināmās funkcijas $E_y(\mathbf{r})$ un $H_\varphi(\mathbf{r})$, ir jāpārveido 33. vienādojums variāciju formā, pareizinot abas vienādojuma puses ar testa funkcijām $T_{h,\{i\}}(\varphi_{\{i\}}) = e^{-jh\varphi_{\{i\}}}$, $h = -N, -N + 1, \dots, N$ un integrējot pa katru L_i , $i = 1, 2, \dots, P$.

Pēc tam, aproksimējot elektrisko $E_y(r_{\{j\}}, \varphi_{\{j\}})$ un magnētisko $H_\varphi(r_{\{j\}}, \varphi_{\{j\}})$ lauku uz j -tā cilindra virsmas ar šādām bāzes funkcijām $e^{in\varphi_{\{i\}}}$, $n = -N, -N + 1, \dots, N$ ar nezināmiem koeficientiem $\tilde{E}_{n,\{j\}}$ un $\tilde{H}_{n,\{j\}}$, tiek iegūta šādas izteiksmes sistēmas matricas apakšmatrica \mathbf{Z}_{ij}^H un \mathbf{Z}_{ij}^E koeficientiem

$$\begin{aligned} z_{ij;(h+N+1)(n+N+1)}^H &= -jZ_0 \left(S_{n-h}^- - (-1)^n S_{-(n+h)}^+ \right) J_h(k_0 r_{0,\{i\}}) J_n(k_0 r_{0,\{j\}}), \\ z_{ij;(h+N+1)(n+N+1)}^E &= \left(S_{n-h}^- - (-1)^n S_{-(n+h)}^+ \right) J_h(k_0 r_{0,\{i\}}) J'_n(k_0 r_{0,\{j\}}), \end{aligned} \quad (2.6)$$

kur

$$S_l^\pm = jk_0 \pi^2 r_{0,\{i\}} r_{0,\{j\}} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} H_l^{(2)}(k_0 r_{m,i,j}^\pm) e^{il\varphi_m^\pm} - l\text{-tās kārta Šļomiļha rinda};$$

$r_{0,\{i\}}$ – i -tā cilindra rādiuss, m;

$J_n(x)$ – n -tās kārta Beseļa funkcija;

$H_n^{(2)}(x)$ – n -tās kārta otrā veida Hankeļa funkcija;

$$r_{m,i,j}^\pm = \sqrt{(x_{0,\{i\}} \pm x_{0,\{j\}} + 2am)^2 + (z_{0,\{i\}} - z_{0,\{j\}})^2};$$

$$\varphi_m^\pm = \arctan((x_{0,\{i\}} \pm x_{0,\{j\}} + 2am)/(z_{0,\{i\}} - z_{0,\{j\}})).$$

Atrisinot rezultējošo vienādojumu sistēmu, tiek iegūti lauku aproksimācijas koeficienti, no kuriem var viegli iegūt izkliedes matricas elementus, integrējot pa katra cilindra virsmu. Šajā gadījumā integrāļus var atrast analītiski, izmantojot Jakobi-Angera izvīrzījumu. Turklāt izvīrzījums ir spēkā ne tikai reāliem leņķiem, bet arī kompleksiem leņķiem, kas rodas, kad nepieciešams iegūt augstākas kārta viļņu tipu izkliedes matricas parametrus – vispārinātos izkliedes matricas parametrus.

Konverģences paātrināšanai sākotnējo rindu sadala lēni un strauji konverģentajā rindā tā, lai lēni konverģējošas rindas konverģenci būtu iespējams ievērojami paātrināt ar Puasona metodi. Izteiksmes S_l^+ un S_l^- var iegūt no izteiksmēm S_0^+ un S_0^- , izmantojot rekurences formulas Hankeļa funkcijām [24].

Lai atrastu sakarību starp magnētiskā un elektriskā lauka tangenciālajām komponentēm uz j -tā cilindra virsmas, laukus cilindra slāņos izsaka ar cilindrisko funkciju rindām, jo šīs funkcijas apmierina homogēnu Helmholca vienādojumu cilindriskajā koordinātu sistēmā un līdz ar to ir piemērotākas lauku aproksimācijai.

Sakarību starp lauku aproksimācijas koeficientiem $A_{n,\{j\}}$ un $B_{n,\{j\}}$ var atrast, pielīdzinot lauku tangenciālās komponentes uz j -tā cilindra slāņa virsmas un izmantojot ortogonalitāti pēc $\varphi_{\{j\}}$, kas dod bezgalīgi daudz nesaistītu vienādojumu sistēmu, no kurām katra ietver tikai n -tos nezināmos koeficientus visiem cilindra slāņiem. Secīgi izslēdzot visus nezināmos koeficientus, izņemot $A_{n,\{j\}}$ un $B_{n,\{j\}}$, no n -tās vienādojumu kopas, sākot ar iekšējo slāni, tiek iegūts

$$g_{n,\{j,o\}} = B_{n,\{j\}}/A_{n,\{j\}} = \frac{\tilde{k}_{\{j,o\}} J_{n-1}(\tilde{k}_{\{j,o\}}) Q_{n,\{j,o\}}(\tilde{k}_{\{j,(o-1)\}}) - \tilde{k}_{\{j,(o-1)\}} J_n(\tilde{k}_{\{j,o\}}) Q_{(n-1),\{j,o\}}(\tilde{k}_{\{j,(o-1)\}})}{\tilde{k}_{\{j,(o-1)\}} Y_n(\tilde{k}_{\{j,o\}}) Q_{(n-1),\{j,o\}}(\tilde{k}_{\{j,(o-1)\}}) - \tilde{k}_{\{j,o\}} Y_{n-1}(\tilde{k}_{\{j,o\}}) Q_{n,\{j,o\}}(\tilde{k}_{\{j,(o-1)\}})}, \quad (2.7)$$

kur

$$Q_{n,\{j,o\}}(x) = J_n(x) + g_{n,\{j,(o-1)\}} Y_n(x);$$

$$\tilde{k}_{\{j,l\}} = k_{\{j,l\}} r_{\{j,(o-1)\}};$$

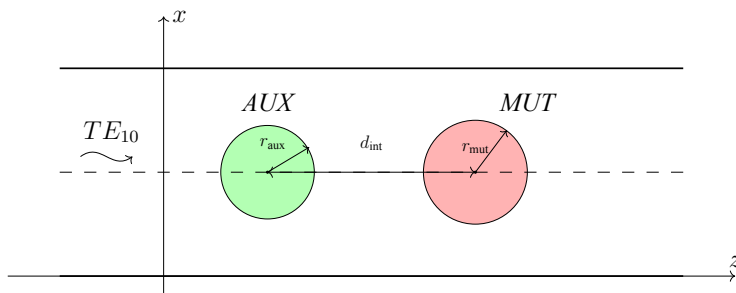
$$g_{n,\{j,1\}} = 0;$$

$k_{\{j,o\}}$ - viļņa skaitlis j -tā cilindra o -tajā slānī;

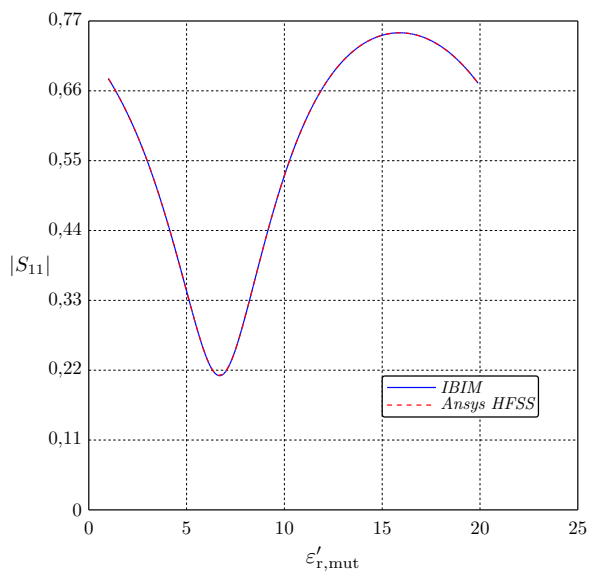
$A_{n,\{j,o\}}$ un $B_{n,\{j,o\}}$ - nezināmie aproksimācijas koeficienti.

Sļomiļha rindu konverģences paātrināšanai integrāli gar imagināro asi sadala divos integrāļos, deformējot integrēšanas kontūru. Šis paņēmieni rezultātā dod divas ātri konverģējošas rindas. Šajā gadījuma parametrs α ir pozitīvs reāls skaitlis, kas ļauj kontrolēt abu rindu konverģenci. Integrēšanas kontūrs deformēts tā, lai rezultējošais kontūrs sastāv no divām līnijām, viena no kurām ir taisnes nogrieznis, kas novilkts no nulles līdz punktam α^2 , savukārt otra ir stars, kas iziet no punkta α^2 un ir paralēls imaginārajai asij.

Metodes pārbaudei tika aprēķināts $|S_{11}|$ struktūrai, kas ir redzama 2.27. attēlā. Struktūras parametri apkopoti 2.6. tabulā. Aprēķinu rezultāti redzami 2.28. attēlā. un skaitļošanas laiki apkopoti 2.7. tabulā.



2.27. att. Divi dielektriski cilindri taisnstūra viļņvadā.



2.28. att. $|S_{11}|$ atkarība no $\epsilon'_{r,\text{mut}}$ aprēķināta, izmantojot piedāvāto metodi (*IBIM*) un *Ansys HFSS*.

2.6. tabula

Divcilindru modeļa parametri

Modeļa parametrs	Apzīmējums	Nominālvērtība
Mērāmā cilindra dielektriskā caurlaidība	$\epsilon'_{r,\text{mut}}$	10,2
Mērāmā cilindra zudumu leņķa tangenss	$\tan \delta_{\text{mut}}$	0,0023
Palīgcilindra dielektriskā caurlaidība	$\epsilon'_{r,\text{aux}}$	4,3
Palīgcilindra zudumu leņķa tangenss	$\tan \delta_{\text{aux}}$	0,003
Mērāmā cilindra rādiuss	r_{mut}	2,5 mm
Palīgcilindra rādiuss	r_{aux}	6,5 mm
Starpcilindru attālums	r_{int}	27,5 mm
Frekvence	f	10 GHz
Viļņvada platums	a	22,86 mm

2.7. tabula

Skaitļošanas laiku salīdzinājums

Metode	Laiks
<i>IBIM</i>	8,2
<i>Ansys HFSS</i>	824,6

SECINĀJUMI

Promocijas darbs ir veltīts augstfrekvences dielektriķu ar maziem zudumiem dielektriskās caurlaidības mērījumu modeļu izvērtēšanai un uzlabošanai. Darbā tika izpētīti plaši lietoti mērījumu modeļi, kuros: 1) *MUT* ir dielektrisks slānis viļņvadā vai brīvā telpā; 2) *MUT* ir cilindrisks dielektriķis viļņvadā un mērījumu modeļos tiek lietota atstarošanas metode. Šo pētījumu rezultātā autors piedāvā vienkāršu un ātru metodiku mērījumu modeļa piemērotības izvērtēšanai, kad ieejas parametri (*MUT* izmērs, frekvence, sagaidāmais dielektriskās caurlaidības aptuvenais lielums) ir fiksēti. Gadījumiem, kad modeļa jutība ir nepietiekama, bet ieejas parametru izmaiņa netiek pieļauta (standarti, nesagraujoša kontrole, fiksēta frekvence), autors ir izstrādājis vairākus oriģinālus mērījumu modeļus, kuros *MUT* tiek pievienoti vai tā tuvumā novietoti papildu elementi. Lai nodrošinātu iecerēto, autors darbā izstrādāja analītiskas un skaitliskas analīzes pieejas, kas nodrošina iespējas izveidot un aprēķināt uzlabotus mērījumu modeļus. Autors šajā darbā izstrādāja arī oriģinālu skaitlisko aprēķinu metodi modelim, kad cilindrs (vairāki cilindri) tiek ievietots viļņvadā, nodrošinot būtisku skaitļošanas laika ietaupījumu, ja salīdzina ar pašlaik zināmajām pieejām, kas ir ļoti būtiski, ja mērījumu nenoteiktību izvērtēšanai lieto Montekarlo metodi.

1. Mērījumu modeļu jutība, kas rāda, kā mērāmais lielums reaģē uz ieejas parametru izmaiņām, ir būtiski atkarīga no ieejas parametru konkrētu lielumu kombinācijas un pie fiksētas frekvences un *MUT* izmēriem modeļu jutību jūtami ietekmē dielektriskās caurlaidības lielums. Tiek parādīts, ka ir tādu dielektriskās caurlaidības lielumu intervāli, kuros ir ļoti zema modeļa jutība, kas rada nepieņemami lielu mērījumu nenoteiktību. Tādi zemas jutības apgabali ir novērojami plašos dielektriskās caurlaidības intervālos, ja *MUT* dielektriskā caurlaidība ir virs 10.
2. Darbā piedāvātā metodika paredz vienkāršu un ātru mērījumu modeļa jutības izvērtēšanu, balstoties rezultātos un grafikos, ko uzrāda tiešā uzdevuma risinājums, kas dod iespēju operatīvi, bez sarežģītiem aprēķiniem izvērtēt, vai modelis konkrētajiem mērījumiem ir piemērots, vai nav.
3. Gadījumos, kad tiek noteikts, ka mērījumi ir jāveic pie nemainīga uzdotā parametru kopuma, bet tiek secināts, ka standarta modelis nav piemērots, jo mērījumu nenoteiktība iznāk nepieņemami liela, ir iespējams veidot citu nesagraujošu mērījumu modeli, kura lietošana samazina mērījumu nenoteiktību un ka šādu modeli var izveidot, ja parauga tuvumā (vai tieši tam blakus) izvieto vienu vai divus modeļa papildu elementus. Promocijas darbā parādīts, ka var lietot arī citu pieeju, kad tiek mainīti parauga ģeometriskie izmēri, bet tas nozīmē, ka jāsagrauj paraugs, kas ne vienmēr ir pieļaujams un iespējams.
4. Paplašinātajiem mērījumu modeļiem tika izstrādāti šādi jauni modeļi:
 - ja lieto mērījumu metodes *MUT* slāņa dielektriskās caurlaidības mērīšanai brīvā telpā vai viļņvadā, tad jaunie modeļi ir divslāņu modelis un trīsslāņu modelis;

- ja lieto modeli, kurā mēra dielektrisko caurlaidību *MUT* cilindram (tas var būt ar dobu vidu) viļņvadā, tad jaunais mērījumu modelis ir ar papildu etaloncilindru.
5. Gadījumos, kad standarta modeļi nenodrošina pietiekamu modeļu jutību, autora izstrādātie mērījumu modeļi nodrošina pietiekamu jutību un būtiski (vismaz 3–5 reizes un vairāk) samazina mērījumu nenoteiktību.
 6. Autora izstrādātā un pētījumos lietotā jaunā skaitliskā metode nodrošina ātrus un precīzus aprēķinus modeļiem (*CPU* ietaupījums, salīdzinot ar jau zināmām metodēm, vidēji ir 50 un vairāk reizi), kuros ir viens vai vairāki cilindri, kas var būt gan metāliski, gan dielektriski un ar vienu vai vairākiem cilindriskiem dobumiem.

Veikto pētījumu rezultāti liecina, ka promocijas darba mērķi ir sasniegti. Tika veikti plānotie analītiskie un skaitliskie pētījumi. Rezultāti ir aprobēti, un darba rezultāti ir būtiski materiālu ar maziem zudumiem dielektriskās caurlaidības mērījumu modeļu piemērotības izvērtēšanā un jaunu modeļu izveidošanā, kas nodrošina paaugstinātu mērījumu modeļa jutību, salīdzinot ar tradicionālajiem (tikai *MUT*) mērījumu modeļiem.

Rezultāti ir būtiski mikroviļņu iekārtu ražotājiem, ja ir jāmēra liela skaita dielektrisku plākšņu vai cilindrisku rezonatoru dielektriskās caurlaidības.

IZMANTOTĀ LITERĀTŪRA

- [1] J. Baker-Jarvis, R. G. Geyer, J. H. Grosvenor, M. D. Janezic, C. A. Jones, B. Riddle, C. M. Weil, and J. Krupka, “Dielectric characterization of low-loss materials a comparison of techniques,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol. 5, No. 4, pp. 571–577, 1998, doi:10.1109/94.708274.
- [2] M. W. Hyde, M. J. Havrilla, A. E. Bogle, E. J. Rothwell, and G. D. Dester, “An Improved Two-Layer Method for Nondestructively Characterizing Magnetic Sheet Materials Using a Single Rectangular Waveguide Probe,” *Electromagnetics*, Vol. 32, No. 7, pp. 411–425, 2012, doi:10.1080/02726343.2012.716702.
- [3] G. D. Dester, *Electromagnetic material characterization of a conductor-backed material using the two layer, two thickness, and two iris waveguide probe methods: Error analysis, simulation, and experimental results*, 2008.
- [4] A. Possolo, and H. K. Iyer, “Invited Article: Concepts and tools for the evaluation of measurement uncertainty,” *Review of Scientific Instruments*, Vol. 88, No. 1, p. 011301, 2017, doi:doi: 10.1063/1.4974274.
- [5] L. Mari, P. Carbone, and D. Petri, “Measurement Fundamentals: A Pragmatic View,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 61, No. 8, pp. 2107–2115, 2012, doi:10.1109/TIM.2012.2193693.
- [6] L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan, and V. K. Varadan, *Microwave electronics: measurement and materials characterization*. John Wiley & Sons. 2004.
- [7] K. Y. You, F. B. Esa, and Z. Abbas, “Macroscopic characterization of materials using microwave measurement methods – A survey,” *2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium – Fall (PIERS – FALL)*, 2017, pp. 194–204, doi:10.1109/PIERS-FALL.2017.8293135.
- [8] S. Narang, B. Bahel, and S. Bahel, “Low loss dielectric ceramics for microwave applications: a review,” *J. Ceram. Process. Res.*, Vol. 11, No. 3, pp. 316–321, 2010.
- [9] J. Krupka, “Frequency domain complex permittivity measurements at microwave frequencies,” *Measurement Science and Technology*, Vol. 17, No. 6, pp. R55–R70, 2006, doi:10.1088/0957-0233/17/6/r01.
- [10] J. Kui, “Microwave Dielectric Ceramic Materials and Their Industry Development Overview and Future Prospects,” *Journal of Physics: Conference Series*, Vol. 1885, No. 3, p. 032034, 2021, doi:10.1088/1742-6596/1885/3/032034.

- [11] H. Howard, and D. Gilmer. *High dielectric constant materials: VLSI MOSFET applications*. Vol. 16. Springer Science & Business Media, 2006.
- [12] BIPM, IEC, et al, “Evaluation of measurement data – Guide to the expression of uncertainty in measurement,” JCGM 100:2008 (GUM 1995 with Minor Corrections), Joint Committee for Guides in Metrology, BIPM, 2008.
- [13] Y. Kato, M. Horibe, M. Ameya, S. Kurokawa, and Y. Shimada. “New Uncertainty Analysis for Permittivity Measurements Using the Transmission/Reflection Method,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 64, No. 6, pp. 1748–1753, 2015, doi: doi:10.1109/tim.2015.2401231.
- [14] BIPM, IEC, et al. “Evaluation of Measurement Data – Supplement 1 to the Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement – Propagation of Distributions using a Monte Carlo Method,” BIPM, 2008.
- [15] R. Kacker, “True value and uncertainty in the GUM,” *Journal of Physics: Conference Series*, Vol. 1065, p. 212003, 2018, doi:10.1088/1742-6596/1065/21/212003.
- [16] E. Paez, M. A. Azpurua, C. Tremola, and R. Callarotti, “Uncertainty Minimization In Permittivity Measurements In Shielded Dielectric Resonators,” *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 26, pp. 127–141, 2012, doi:10.2528/pierm12082811.
- [17] N. Ding, X. Cui, Y. Li, and W. Yuan, “Application of Monte Carlo Method in Uncertainty Analysis of Mismatch Factor,” *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*, 2018, pp. 1–2, doi:10.1109/CPEM.2018.8500895.
- [18] C. Bachiller, H. Esteban, H. Mata, M. A. Valdes, V. E. Boria, A. Belenguer, and J. V. Morro, “Hybrid Mode Matching Method for the Efficient Analysis of Metal and Dielectric Rods in H Plane Rectangular Waveguide Devices,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 58, No. 12, pp. 3634–3644, 2010, doi:10.1109/TMTT.2010.2083951.
- [19] Rogers Corporation, AD1000 Laminates, see online: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ad-series-laminates/ad1000-laminates>.
- [20] Association Connecting Electronics Industries, IPC-TM-650 Test Methods Manual, see online: <https://www.ipc.org/test-methods>.
- [21] DURATOOL, Digital Caliper, see online: <https://www.farnell.com/datasheets/1661929.pdf>.
- [22] Exxelia Temex, Dielectric Resonators, see online: <https://exxelia.com/uploads/PDF/e7000-v1.pdf>.

- [23] Arlon Microwave Materials, PTFE/Woven Fiberglass/Micro-Dispersed Ceramic Filled Laminate for RF & Microwave Printed Circuit Boards, see online: <http://www.agssales.com/ad430.pdf>.
- [24] C. M. Linton, and I. Thompson, “One- and two-dimensional lattice sums for the three-dimensional Helmholtz equation,” *Journal of Computational Physics*, Vol. 228, No. 6, 2009, doi:10.1016/j.jcp.2008.11.013.
- [25] R. Kushnin, J. Semenjako and Y. V. Shestopalov, “Accelerated boundary integral method for solving the problem of scattering by multiple multilayered circular cylindrical posts in a rectangular waveguide,” *2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS)*, 2017, pp. 3263–3271, doi:10.1109/PIERS.2017.8262320.



Romāns Kušņins dzimis 1986. gadā Rīgā. Rīgas Tehniskajā universitātē (RTU) ieguvis inženierzinātņu bakalaura grādu (2009) un inženierzinātņu maģistra grādu (2011) elektronikā. Kopš 2017. gada strādā RTU, ieņemot pētnieka un lektora amatu. Zinātniskās intereses saistītas ar elektromagnētisko viļņu izplatīšanos, mikroviļņu ierīcēm, bezvadu enerģijas pārvadi, filtru un antenu izveidi un skaitļošanas matemātiku.