

ივანე ჯავახიშვილის სახელობის თბილისის სახელმწიფო უნივერსიტეტი



ზუსტ და საბუნებისმეტყველო მეცნიერებათა ფაკულტეტი
ელექტრული და ელექტრონული ინჟინერიის დეპარტამენტი

გიგა გაბრიაძე

**PEEC მოდელის გაუმჯობესება სამკუთხედებით წარმოდგენილი
ზედაპირების ავტომატური დანაწევრებით**

**ელექტრული და ელექტრონული ინჟინერიის დოქტორის აკადემიური
ხარისხის მოსაპოვებლად წარმოდგენილი დისერტაცია**
(სრული ვერსია წარმოდგენილია დისერტაციის ინგლისურ ვერსიაში)

სადოქტორო პროგრამის ხელმძღვანელი:

პროფ. გიორგი ღვედაშვილი

სამეცნიერო ხელმძღვანელი:

დოქტორი რომან ჯობავა

რეცენზენტები:

პროფ. ალბერტ რუელი

პროფ. ფრიდონ შუბითიძე

თბილისი 2021

Ivane Javakhishvili Tbilisi State University



Faculty of Exact and Natural Sciences
Electrical and Electronics Engineering Department

Giga Gabriadze

**Enhanced PEEC Model Based On Automatic Sub-Domain Decomposition
Of Triangular Meshes**

**The thesis work is performed to obtain a PhD academic degree
in Electrical and Electronics Engineering**

(Please see the full version of the thesis in the English version of the document)

Head of Doctoral Program:

Prof. Giorgi Ghvedashvili

Scientific Supervisor:

Dr. Roman Jobava

Reviewers:

Prof. A. E Ruehli
Prof. F. Shubitidze

Tbilisi 2021

ედვინება ჩემს შვილს, სანდრო გაბრიაძეს,

ის დაიბადა 2016 წელს, როცა მე PEEC_3D პროგრამის შექმნაზე მუშაობა დავიწყე ...

აბსტრაქტი

სამყაროს გაციფრულებასთან ერთად დღითიდღე იზრდება ელექტრონული მოწყობილობების მნიშვნელობა ჩვენს ყოველდღიურ ცხოვრებაში. ელექტრონული მოწყობილობების წარმოება რთული პროცესია, რომლის ერთერთი უმნიშვნელოვანესი სტადია ელექტრომაგნიტური დიზაინის შემუშავებაა. ელექტრომაგნიტური დიზაინის პროცესის დასწრაფების და ფასის შემცირების თვალსაზრისით კი ელექტრომაგნიტური მოვლენების კომპიუტერულ მოდელირებას უდიდესი მნიშვნელობა აქვთ.

ელექტრონულ მოწყობილობებს მიეკუთვნებიან კვების ელექტრონული ბლოკები და ელექტრონიკის დაბეჭდილი დაფები (Printed Circuit Board - PCB), რომლებიც გვხვდება ნებისმიერ კომპიუტერსა თუ ტელეფონებში, ავტომობილებში, საყოფაცხოვრებო ტექნიკაში და ა.შ. PCB-სთან დაკავშირებული ელექტრომაგნიტური (EM) ამოცანების გადასაჭრელად აუცილებელია ფინქციონალური ელექტრონული სქემის და დაფის პარაზირტული მახასიათებლების გაერთიანება. ასეთი ამოცანების გადასაჭრელად ერთერთი ყველაზე პოპულარული და ხელსაყრელი რიცხვითი მეთოდია ნაწილობრივი ელემენტების ექვივალენტური წრედის (Partial Element Equivalent Circuit - PEEC) მეთოდი, რომელიც სპეციალურად შეიქმნა PCB მოდელირებისთვის.

ამ თეზისში წარმოდგენილია ამ მეთოდის გაუმჯობესება, რაც გულისხმობს PEEC მოდელის დათვლის ასწრაფებას და მის პრაქტიკულ გამოყენებას რეალურ ინდუსტრიულ მოდელებში. აღნიშნული მიდგომა რეალიზებულია კომერციულ პროგრამულ პაკეტში EMCoS Studio.

სარჩევი

1	შესავალი	1
1.1	მოტივაცია	1
1.2	PEEC მეთოდის თეორიული შესავალი	2
1.3	მიზნები	3
1.4	მეთოდის რეალიზება EMCoS Studio - ში	4
1.5	თეზისის მონახაზი	5
2	PEEC მეთოდი	7
2.1	შესავალი და ისტორია	7
2.2	ელექტრული ველის ინტეგრალური განტოლებები	8
2.3	გეომეტრიის დისკრეტიზაცია და გალიორკინის მეთოდი	11
3	სამკუთხედების ლაქებზე აგებული PEEC მოდელი	13
3.1	მოტივაცია	13
3.2	ზედაპირის ავტომატური დანაწევრება ვორონოის ალგორითმით	16
3.3	ტევადობის მატრიცის გამოთვლა	20
3.4	ინდუქტივობის დათვლა	22
3.5	ექვივალენტური წრედის სიმულაცია	25
3.6	დენების და მუხტების რეკონსტრუქცია	25
3.7	გაბნეული ველის დათვლა	26
4	ტესტირება და რიცხვითი ექსპერიმენტები	27
4.1	სტანდარდტულ PEEC მეთოდთან შედარება	27
4.2	შედარება მომენტების (MoM) მეთოდთან და გაზომვებთან	30
4.3	PCB/IC/Flex სისტემის სიმულაცია	36
4.4	სიახლოვის და მასალის ეფექტები	45
5	აღწერილი მეთოდის გამოყენება რეალურ ინდუსტრიულ პროექტში	54
5.1	ინდუქციურებული ხმაურის ტესტი და გამოსხივებული მაგნიტური ველის ანალიზი ავტომობილის სამუხრუჭე LED განათების მოდულში ..	54
6	დასკვნა	66
7	დამხმარე პუბლიკაციები	70
8	ავტორის პუბლიკაციები	76
8.1	დისერტაციასთან დაკავშირებული პუბლიკაციები	76
8.2	სხვა პუბლიკაციები	77
9	ფიგურათა ჩამონათვალი	80
10	ცხრილების ჩამონათვალი	84

წინათქმა

ამ თეზისში წარმოდგენილია ჩემს მიერ ჩატარებული კვლევები და შედეგები PEEC მეთოდზე დაფუძნებული ელექტრომაგნიტური გამოთვლითი პროგრამის შემქნაში, რომელიც ინტეგრირებულია კომერციულ პროგრამულ პაკეტში [EMCoS Studio](#). თეზისში აღწერილია კლასიკური PEEC მეთოდის გაუმჯობესება, ოპტიმიზაცია და დასწრაფება რეალურ ინდისტრიულ პროექტებში, სადაც დათვლის დროს და კომპიუტერული რესურსების ლიმიტს დიდი მნიშვნელობა აქვს.

სამუშაო შესრულებულია 2016-2020 წლებში კომპანია „ელექტრომაგნიტური კონსულტაციები და პროგრამული უზრუნველყოფა - EMCoS“ და თბილისის სახელმწიფო უნივერსიტეტში, პროფესორ რომან ჯობავას ხელმძღვანელობით.

1 შესავალი

1.1 მოტივაცია

იმის გამო რომ ჩვენ ირგვლივ სამყარო ძალიან სწრაფად ციფრულდება, უფრო და უფრო მეტი მოთხოვნა ჩნდება ელექტრონული მოწყობილობების მიმართ, რთულდება მათი ფუნქციონალურობა, რთულდება მათი მოწყობილობის კონსტრუქცია და შემადგენელი დეტალები.

მწარმოებლები უზრმაზარ რესურსებს ხარჯავენ ასეთი ელექტრონული სისტემების შექმნაში, დიზაინში და ტესტირებაში. ასეთი სისტემების შექმნის დროს საჭიროა ხანგრძლივი ტესტირებების ციკლი, რომელიც მოიცავს დიზაინის შექმნას, პროტოტიპების აწყობას, გაზომვებს, კომპიუტერულ სიმულაციებს, შედეგების დამუშავებას, ანალიზს და ა.შ. ეს ციკლი მთავრდება მხოლოდ მაშინ, როცა მოწყობილობა დააკმაყოფილებს საერთაშორისო სტანდარტებს, როცა მოწყობილობა იმუშავებს გამართულად და იქნება თავსებადი სხვა ელექტრონულ მოწყობილობებთან.

მაღალი კონკურენციის გამო ელექტრონულ ინდუსტრიაში დგება პროდუქტის ბაზარზე სწრაფად გატანის აუცილებლობა, რაც ნიშნავს იმას, რომ საჭიროა ზემოთ ნახსენები ციკლის დროის შემცირება. ამ სტადიის ოპტიმიზაციისთვის ძალიან მნიშვნელოვანია ვირტუალური პროტოტიპების შესწავლა და კომპიუტერული მოდელირების გამოყენება. შესაბამისად, მოთხოვნიდან და მნიშვნელობიდან გამომდინარე, დღეს კომპიუტერული მოდელირება უდიდესი გამოწვევების წინაშე დგას და აქტიურად ხდება მათს გაუმჯობესებაზე მუშაობა.

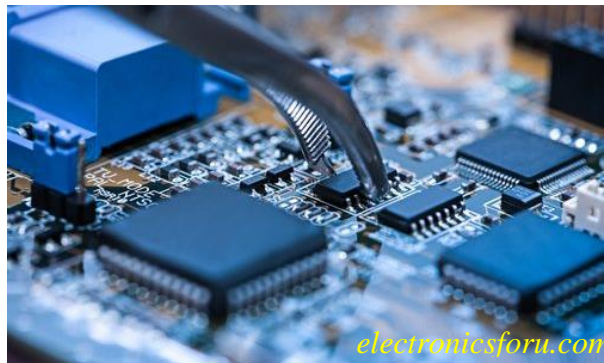
დღეს ბევრი რიცხვითი მეთოდი არსებობს [1][2], რომელიც შეიძლება გამოვიყენოთ ამა თუ იმ ტიპის ამოცანის გადაჭრაში და ყოველ მათგანს აქვს თავისი დადებითი და უარყოფითი მხარეები. ძირითადი გამოწვევები, რომელთა წინაშე ეს მეთოდები დგანან, არის შემდეგი:

1. ვირტუალური მოდელის აგება უნდა იყოს რაც შეიძლება ადვილი
2. კომპიუტერული მოდელირება უნდა იძლეოდეს რაც შეიძლება ზუსტ შედეგებს

3. მოდელის გამოთვლა უნდა ხდებოდეს სწრაფად და რაც შეიძლება ნაკლები კომპიუტერული რესურსების გამოყენებით.

მიუხედავად იმისა, რომ მეცნიერება ინტენსიურად ეძებს და პოულობს კიდევაც გამოთვლითი მეთოდების ახალ ან გაუმჯობესებულ ვერსიებს ამა თუ იმ კონკრეტული ამოცანის გადასაჭრელად, დიდი მნიშვნელობა ენიჭება უნივერსალურ მეთოდებს, რომელთა ბაზაზე შესაძლებელია ფართო დიაპაზონის ტიპის ამოცანებზე მორგებული კომერციული ინდუსტრიული კომპიუტერული პაკეტების შექმნა.

დაბეჭდილი ელექტრონული დაფების (*PCB*) და ჩიპების წარმოება ერთერთი ძირითადი მიმართულებაა ელექტრონულ წარმოებაში. ჩვენს ირგვლივ არსებული ყოველი საყოფაცხოვრებო ტექნიკა, ელექტრონული „გაჯეტი“, ელექტრომობილები და ა.შ. აგებულია უამრავი ელექტრონული მოწყობილობის ხარჯზე. ყოველი მათგანში დევს ჩიპები და მიკროპროცესორები, რომლებიც როგორც წესი დამონტაჟებულები არიან *PCB* დაფებზე. ამიტომ დრესდლეისობით *PCB* დაფების გამოთვლები ერთერთი ყველაზე მნიშვნელოვანი და აქტიური დარგია ელექტრონულ ინჟინერიაში.



ფიგ. 1. დაბეჭდილი დაფები (*PCB*) და მათზე აწყობილი მიკროპროცესორები(*IC*)

1.2 PEEC მეთოდის თეორიული შესავალი

მიიჩნევა, რომ *PCB* ამოცანების გადასაჭრელად ერთერთი ყველაზე გამოსადეგი მეთოდი არის ნაწილობრივი ელემენტების ექვივალენტური წრედის მეთოდი (*Partial Element Equivalent Circuit – PEEC*). *PEEC* მეთოდი 1972-1974 წლებში შეიქმნა ალბერტ რუელის მიერ *PCB* დაფების დასათვლელად *IBM*-ის ტომას უოტსონის სახ. კვლევითი ცენტრში (*IBM T.J. Watson Research Center*) [3][4] და მას მერე დღემდე, სხვადასხვა უნივერსიტეტების, მეცნიერების და ინჟინრების მიერ მუდმივად ხდება მისი დახვეწა და გაუმჯობესება.

ამ მეთოდის მთავარი იდეაა სისტემის ელექტრომაგნიტური მახასიათებლების გადაყვანა წრედულ ელემენტებში, რაც გვაძლევს საშუალებას, რომ მარტივად შევაერთოთ ის ფუნქციონალურ წრედთან და შემდეგ მოვახდინოთ ამ გაერთიანებული წრედის დათვლა დროით ან სიხშირულ არეში. *PEEC* მეთოდი იწყება ელექტრული ველის ინტეგრალური განტოლებების ამოხსნით. ამისთვის გამოიყენება გალიორკინის მეთოდი და ხდება მოდელის დისკრეტიზაცია ისეთ პრიმიტიულ გეომეტრიულ ელემენტებად (მეში - *Mesh*), როგორებიცაა ტეტრაჰედრები, ოთკუთხედები, სამკუთხედები და ა.შ. დისკრეტიზაციის შემდეგ, ამ ელემენტებს შორის ელექტრული და მაგნიტური ურთიერთქმედება აღიწერება ექვივალენტური ნაწილობრივი ინდუქტივობის და პოტენციალის კოეფიციენტების მეშვეობით. ამ ელემენტების დათვლის შემდეგ იქმნება მოდელის ექვივალენტური წრედული მოდელი ისეთი მარტივი ელემენტებისგან, როგორებიცაა რეზისტორები (R), ინდუქტივობები (L) და ტევადობები (C). ამის შემდეგ კი ხდება ამ წრედის ამოხსნა წრედული სიმულატორებით (*SPICE, LTSpice* და ა.შ.).

თანამედროვე PCB დაფებში ხშირად გვხვდება მრავალშრიანი დაფები სადაც თითოეული შრე შედგება უამრავი წვრილი გამტარებით და გადაერთებებით, დამიწების ფენებით, რომლებიც შეიძლება სხავდასხვა მიზეზით იყოს დახვრეტილი და ა.შ. შესაბამისად, ასეთი მოდელის გეომეტრიული წარმოდგენა მოითხოვს ასიათასობით და ხშირ შემთხვევაში, მილიონობით დისკრეტული ელემენტების გამოყენებას.

ამ მეთოდის ერთერთი ტექნიკური სირთულე სწორედ ამ დისკრეტული ელემენტების რაოდენობაა. რეალურ მოდელებში რეზისტორების, ინდუქტივობების და ტევადობების ელემენტები შეიძლება იმდენად დიდი იყოს, მითუმეტეს თუ გავითვალისწინებთ ყველა ელემენტის ურთიერთქმედებას, რომ ასეთი წრედი შეიძლება ვერ დაითვალოს დღეს სამყაროში არსებულმა უძლიერესმა კომპიუტერებმაც კი.

1.3 მიზნები

ამ სამუშაოს მიზანია *PEEC* მოდელის გაუმჯობესება ისე, რომ მოდელში იყოს ბევრი პრიმიტიული გეომეტრიული ელემენტი, მაგრამ ამავდროულად წრედული მოდელის ზომა, ანუ წრედული ექვივალენტური ელემენტების რაოდენობა იყოს რაც შეიძლება ნაკლები. ამისათვის, ნაცვლად იმისა რომ დავითვალოთ ინდუქტივობა და ტევადობა ყოველ გეომეტრიულ პრიმიტივს შორის, ჩვენ ვახდენთ ამ ელემენტების დაჯგუფებას ვორონიის ალგორითმის მეშვეობით და შემდეგ ამ ჯგუფებს ვიყენებთ როგორც ტევადურ

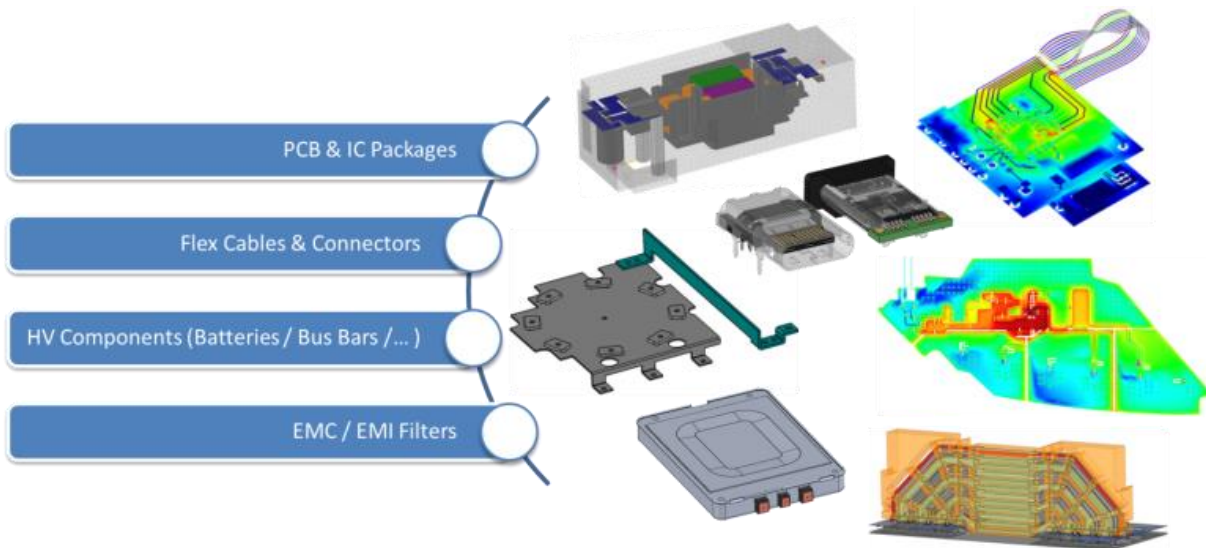
ელემენტებს *PEEC* ის მოდელში. რაც შეეხება ინდუქტივობებს, ექვივალენტურ მოდელში ისინი ჩასმულია ყოველი მეზობელი ტევადობის ელემენტებს ცენტრებს შორის.

შემდეგი განსხვავება კლასიკურ *PEEC* მეთოდთან არის *RLC* (რეზოსტორები, ინდუქტივობები და ტევადობები) -ის მატრიცის დათვლა. *RL* და *C* მატრიცა დისერტაციაში წარმოდგენილ მეთოდში ითვლება დამოუკიდებლად მომენტების (*MoM*) მეთოდზე დაფუძნებული სპეციალიზირებული ელექტრული და მაგნიტური ველის დაბალსიხშირული სოლვერებით.

შემდეგი უნიკალურობა ამ გაუმჯობესებაში არის გეომეტრიულ ელემენტებზე სამგანზომილებიანი დენის და მუხტის განაწილების აღდგენა, რომელიც გამოითვლება მომენტების მეთოდის გამოთვლის და წრედული შედეგების კომბინაციით. შესაბამისად, მას შემდეგ, რაც ეს განაწილება იქნება დათვლილი, შესაძლებლობა გვაქვს დავითვალოთ გამოსხივებული ველი სივრცის ნებისმიერ წერტილში.

1.4 მეთოდის რეალიზება EMCos Studio - ში

აღნიშნული სამუშაო რეალიზებულია *EMCoS Studio*-ს პროგრამულ პაკეტში, როგორც დამოუკიდებელი ელექტრომაგნიტური სოლვერი და მისი სახელია "*PEEC_3D*". ყოველდღიური გამოწვევებიდან და მოთხოვნებიდან გამომდინარე 2016 წლიდან დღემდე ეს სოლვერი განუწყვეტლივ განიცდის განახლებას და გაუმჯობესებას. შექმნიდან დღემდე, ამ სოლვერმა გადამწყვეტი როლი ითამაშა მრავალ ინდუსტრიულ საინჟინრო პროექტში, რომლებიც ძირითადად ეხებოდა დაბეჭდილ დაფების, კონექტორების და კაბელების მოდელირებას. ამ პროექტების გარკვეული ნაწილი ინდუსტრიულ პარტნიორებთან შეთანხმებით წარმოდგენილია ამ თეზსიში.



ფიგ. 2. PEEC 3D სოლვერი EMCoS Studio პაკეტი და მისი გამოყენების შესაძლებლობები

1.5 თეზისის მონახაზი

თეზისის მე 2 თავში წარმოდგენილია PEEC მეთოდის გამოყვანა ელექტრული ველის ინტეგრალური განტოლებებიდან (*Electric Field Integral Equation – EFIE*). შემდეგ ნაჩვენებია სხვადასხვა ტიპის დისკრეტიზაცია და გომეტრიის ზედაპირის წარმოდგენა მართკუთხა, არამართკუთხა და სამკუთხა ელემენტებით. შემდეგ კი ვაჩვენებთ თუ როგორ გამოითვლება PEEC ის თითოეული ელემენტი სამკუთხა დისკრეტიზაციის შემთხვევაში.

მე-0 თავში ჩვენ წარმოვადგენთ PEEC ის გაუმჯობესებულ მოდელს, რომელიც განსწავთ ამ თეზისის მთავარი არსი. ამ თავში ჩვენ წარმოვადგენთ PEEC ის მოდელს,

რომელიც დაფუძნებულია სამკუთხედებით წარმოდგენილი ზედაპირის ავტომატურ დანაწევრებაზე. დანაწევრების შედეგად მიღებული ყოველი სამკუთხედების ჯგუფი წარმოადგენს ტევადურ ელემენტს, ხოლო ინდუქტიური ელემენტები აიგება ყოველ მეზობელ ტევადურ ელემენტს შორის. მოდელის ასე აგება საშუალებას გვაძლევს რომ საგრძნობლად შევამციროთ წრედული ელემენტების რაოდენობა წრედში, ხოლო სამკუთხედების რაოდენობა ამავდროულად იყოს გაცილებით დიდი. გეომეტრიის დანაწევრება ხდება ვორონოის ალგორითმებით. ვორონოის საბაზისო ნოდების ავტომატურად დაგენერირების ალგორითმი დეტალურად არის აღწერილი 3.2 თავში. ტევადობების და ინდუქტივობების გამოთვლა აღწერილია 3.3 და 3.4 თავებში. თავი 3.5 წარმოადგენს შედეგად მიღებული წრედის სიმულაციას წრედული სოლვერით და 3.6 თავში მოყვანილია როგორ ხდება დენების და მუხტების განაწილების აღდგენა მოდელის ზედაპირზე.

მე-4 თავში წარმოდგენილია აღნიშნული მეთოდის ვარგისიანობის და ეფექტურობის შესწავლა სხვადასხვა რიცხვითი ექსპერიმენტით. თუხისში მოყვანილი მეთოდის შედეგები შედარებულია მომენტების მეთოდის (*Method of Moments – MoM*) და ასევე ექსპერიმენტული გაზომვის შედეგებთან.

მე-0 თავში ჩვენ წარმოვადგენთ აღნიშნული მეთოდის გამოყენებას რეალურ ინდუსტრიულ პროექტში, სადაც აღნიშნული სოლვერით მოხდა ავტომობილის სამუხრუჭე სისტემის ლედ (*LED*) ნათურის მოდულიდან გამოსხივების შეწავლა და ანალიზი. გარდა მაგისა მოხდა *PCB* მოდულიდან გამოსხივებული ახლო მაგნიტური ველის სიმულაცია და გაზომილ შედეგებთან შედარება.

მე-0 თავში წარმოდგენილია შესრულებული სამუშაოს დასკვნა.

2 PEEC მეთოდი

2.1 შესავალი და ისტორია

PEEC მეთოდი ერთერთი ყველაზე ეფექტური მეთოდია კომბინირებული ელექტრომაგნიტური და წრედული მოდელების ანალიზისთვის [3][4][11]. ეს მეთოდი ფართოდ გამოიყენება ელექტრომაგნიტური თავსებადობის (*Electromagnetic Compatibility- EMC*), ელექტრომაგნიტური ინტერფერენციის (*Electromagnetic Interference - EMI*), სინგალის ინტეგრირების (*Signal Integrity – SI*) და სიმძლავრის ინტეგრირების (*Power Integrity- PI*) ანალიზისთვის. PEEC მეთოდის გამოყენება შეიძლება სრულ სიხშირულ დიაპაზონში.

ეს მეთოდი 1972-1974 წლებში შექმნა ალბერ რუელიმ [4] IBM-ის ტომას უოტსონის სახ. კვლევითი ცენტრში (*IBM T.J. Watson Research Center*) [20]. ამ მეთოდზე განუწყვეტილად მიდის მუშაობა და დახვეწა სხვადასხვა უნივერსიტეტების და მეცნიერების მიერ. ძირითადი წვლილი PEEC მეთოდის IBM-ის ტომას უოტსონის სახ. კვლევითი ცენტრთან ერთად შეიტანა ლაქუილას უნივერსიტეტმა (*University of L'Aquila, Italy*) [24] და ლულეოს ტექნოლოგიის უნივერსიტეტმა (*Luleå University Of Technology, Sweden*) [26]. PEEC-ის მნიშვნელოვან გაუმჯობესებად მიიჩნევა დიელექტრიკების შემოტანა [27], ექვივალენტური წრედის წარმოდგენა ტევადური კოეფიციენტების გამოყენებით [28], დროის დაყოვნების და ფაზის გათვალისწინების შემოტანა PEEC მოდელში [29][30], დაცემული ველის აღწერა და გაბნეული ველების დათვლის შესაძლებლობების დამატება [31], არაორთოგონალური და სამკუთხა დისკრეტიზაციის გამოყენება რთული გეომეტრიის სტრუქტურების აღსაწერად [32][14][15] და ა.შ.

პირველი წიგნი [33], რომელიც სრულიად მიეძღვნა ამ მეთოდს, გამოიცა სულ რაღაც სამი წლის წინ 2017, რაც მხოლოდ იმაზე მეტყველებს, რომ ამ მეთოდის მიმართულებით ჯერ კიდევ აქტიური მუშაობა მიდის და მეთოდს ჯერ კიდევ აქვს განვითარების დიდი პოტენციალი.

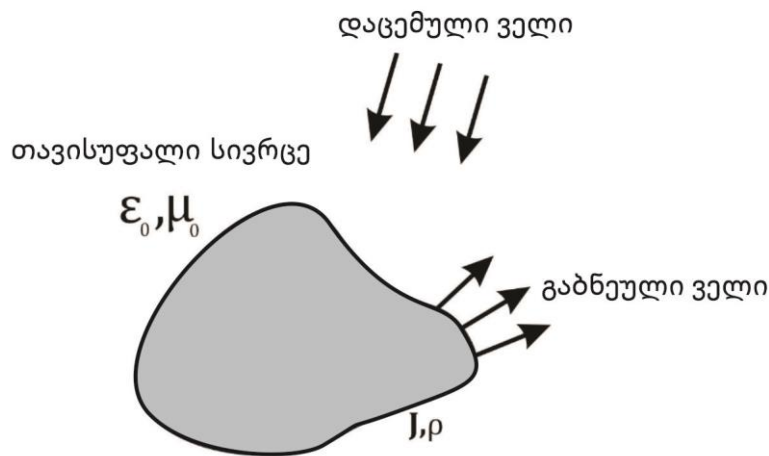
ბოლო 50 წლის განმავლობაში უამრავი ამოცანა გადაიჭრა PEEC მეთოდით, თუმცა ამ მეთოდზე დაფუძნებული ინდუსტრიული პროგრამული პაკეტები ჯერ კიდევ არ არის ისე ფართოდ ხელმისაწვდომი, როგორც სხვა მეთოდებზე (*MoM, FDTD, FEM*) აგებული პროგრამები. დღეს სულ რამდენიმე პროგრამა არსებობს ინდუსტრიაში, რომელიც

საშუალებას აძლევს იწყინერს იმოხერხებული ინტერფეისის მეშვეობით ააგოს *PEEC* მოდელები, დაითვალოს ამოცანები და მიღებული შედეგები გაანალიზოს სპეციალური პროგრამული ხელსაწყოების მეშვეობით.

2.2 ელექტრული ველის ინტეგრალური განტოლებები

PEEC მეთოდი იწყება ელექტრული ველის ინტეგრალური განტოლებების (*EFIE*) ფორმულირებით. განვიხილოთ მეტალის გამტარი თავისუფალ სივრცეში, რომელსაც ეცემა აღმგზნები ველი $E^{inc}(\mathbf{r})$ (იხ.ფიგ. 3). დაცემული ველი გამტარში აღაგზნებს ელექტრული დენის სიმკვრივეს $\mathbf{J}(\mathbf{r})$ და ელექტრულ მუხტის სიმკვრივეს $\rho(\mathbf{r})$. ეს დენების და მუხტები თავის მხრივ წარმოქმნიან ველს, რომელსაც გაბნეულ ველს ვუწოდებთ $E^{sc}(\mathbf{r})$. შესაბამისად, სივრცეში გვექნება ჯამური ველი $E^{tot}(\mathbf{r})$, რომელიც დაცემული და გაბნეული ველის ჯამის ტოლი იქნება:

$$E^{tot}(\mathbf{r}) = E^{inc}(\mathbf{r}) + E^{sc}(\mathbf{r}) \quad (2.1)$$



ფიგ . 3. ველის უემოქმედება გამტარზე

გაბნეული ველი (2.1)-ში შეიძლება წარმოვადგინოთ მაგნიტური ვექტორ პოტენციალის $\mathbf{A}(\mathbf{r})$ და სკალარული პოტენციალის $\varphi(\mathbf{r})$ გრადიენტის ჯამის სახით:

$$E^{sc}(\mathbf{r}) = -j\omega\mathbf{A}(\mathbf{r}) - \nabla\varphi(\mathbf{r}) \quad (2.2)$$

მაგნიტური ვექტორ პოტენციალი $A(\mathbf{r})$ გამოითვლება ელექტრული დენის ინტეგრირებით:

$$A(\mathbf{r}) = \mu_0 \int_{V'} G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}') \cdot dV' \quad (2.3)$$

სადაც $\mathbf{J}(\mathbf{r}')$ წარმოადგენს ელექტრული დენის სიმკვრივეს \mathbf{r}' წერტილში, μ_0 არის თავისუფალი სვრცის მაგნიტური შეღწევადობა და $G(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$ წარმოადგენს გრინის ფუნქციას თავისუფალ სვრცეში:

$$G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \frac{1}{4\pi} \frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} e^{-ik|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} \quad (2.4)$$

მაღალი გამტარებლობის მეტალებში, სკინ ეფექტის გამო, დენები მიედინებიან ზედაპირის ახლოს. ზედაპირის შრეს, რომელშიც დენები მიედინება ეწოდება სკინ შრე და გამოითვლება შემდეგი ფორმულით:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}} \quad (2.5)$$

(2.5) -დან გამომდინარე, მაღალ სიხშირეებზე სკინ შრეს აქვს ძალიან პატარა მნიშვნელობა, ხოლო იდეალურ გამტარებში სკინ შრე აბსოლუტური ნულის ტოლია. შესაბამისად, კარგი გამტარებისთვის (2.3) განტოლებაში მოცულობით ინტეგრალები შეგვიძლია შევცვალოთ ზედაპირული ინტეგრალებით:

$$A(\mathbf{r}) = \mu_0 \int_{S'} G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \cdot \mathbf{J}_s(\mathbf{r}') \cdot dS' \quad (2.6)$$

თავის მხრივ, სკალარული პოტენციალი (2.2)-ში შეიძლება გამოვითვალოთ შემდეგნაირად:

$$\varphi(\mathbf{r}) = \frac{1}{\epsilon_0} \int_{V'} G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \cdot \rho(\mathbf{r}') \cdot dV' \quad (2.7)$$

სადაც $\rho(\mathbf{r}')$ წარმოადგენს მუხტის სიმკვრივეს \mathbf{r}' წერტილში და ϵ_0 არის თავისუფალი სვრცის დიელექტრული შეღწევადობა. ცნობილია, რომ [34] მცირე გამტარებლობის შემთხვევაშიც კი მუხტი ძალიან სწრაფად აკუმულირდება მხოლოდ გამტარის ზედაპირზე. რელაქსაციის დრო, რომელიც საჭიროა მუხტის $1/e$ -ჯერ

შესამცირებლად მოცულობაში, გამოითვლება $\tau = \varepsilon/\sigma$, ფორმულით. ძალიან ცუდი გამტარებისთვისაც კი, მაგალითად $\sigma = 1 \times 10^{-4}$ S/m, ეს დრო დაახლოებით 9×10^{-8} წმ-ის ტოლია, რომელიც სინამდვილეში ძალიან პატარა სიდიდეა. აქედან გამომდინარე, შეგვიძლია (2.7)-ში მოცულობითი ინტეგრალები შეცვალოთ ზედაპირული განტოლებებით:

$$\varphi(\mathbf{r}) = \frac{1}{\varepsilon_0} \int_{S'} G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \cdot \rho_s(\mathbf{r}') \cdot dS' \quad (2.8)$$

გამტარის შიგნით სრული ველი შეგვიძლია წარმოვადგინოთ დენის საშუალებით შედმეგი ფორმულით:

$$\mathbf{E}^{tot}(\mathbf{r}) = \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r})}{\sigma} \quad (2.9)$$

სასაზღვრო პირობის თანახმად, რომელიც მოითხოვს რომ ველის ტანგენციალური კომპონენტი გამტარი ზედაპირის გასწვრივ უნდა იყოს ნული, ჩვენ შეგვიძლია დავწეროთ:

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E}^{inc}(\mathbf{r}) = \mathbf{n} \times \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r})}{\sigma} + \mathbf{n} \times j\omega \mathbf{A}(\mathbf{r}) + \mathbf{n} \times \nabla \varphi(\mathbf{r}) \quad (2.10)$$

სადაც \mathbf{n} წარმოადგენს ზედაპირის ნორმალს. სიმარტივისთვის ჩვენ შეგვიძლია ნორმალზე ვექტორული გამრავლება ამოვიღოთ ამ განტოლებიდან და შედმეგ ფორმულებში ველის ნაცვლად მოვიაზროთ მხოლოდ მისი ტანგენციალური კომპონენტი.

(2.8) და (2.9) ფორმულების კომბინირებით, ჩვენ მივიღებთ ინტეგრალურ განტოლებებს, რომელიც ცნობილია როგორც ელექტრული ველის ინტეგრალური განტოლებები (*electric field integral equation – EFIE*) ან შერეული პოტენციალების ინტეგრალური განტოლებები (*mixed potential integral equation - MPiE*):

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^{inc}(\mathbf{r}) = & \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r})}{\sigma} + j\omega\mu_0 \int_{S'} G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \mathbf{J}_s(\mathbf{r}') \cdot dS' \\ & + \frac{1}{\varepsilon_0} \int_{S'} \nabla G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \rho_s(\mathbf{r}') \cdot dS' \end{aligned} \quad (2.11)$$

ეს განტოლება არის მთავრი განტოლება, საიდანაც იწყება ნაწილობრივი ელემენტების ექვივალენტური მეთოდის (*PEEC*) ფორმულირება.

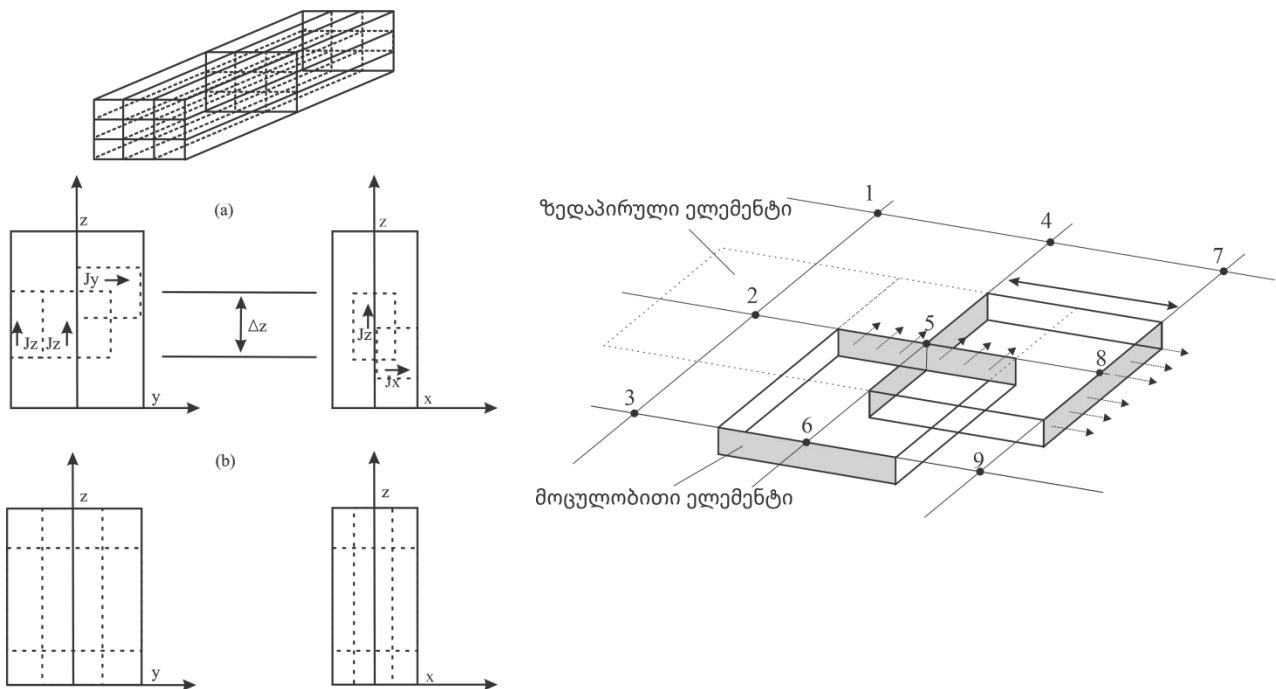
2.3 გეომეტრიის დისკრეტიზაცია და გალიორკინის მეთოდი

იმისათვის, რომ (2.11) გადავიყვანოთ წრფივ განტოლებათა სისტემაში, ჩვენ ვიყენებთ გალიორკინის მეთოდს. ეს მეთოდი მოითხოვს, რომ გეომეტრია დაიყოს მცირე ელემენტებად და შემდეგ დენის და მუხტის სიმკვრივები წარმოვადგინოთ ბაზისური ფუნქციების დახმარებით.

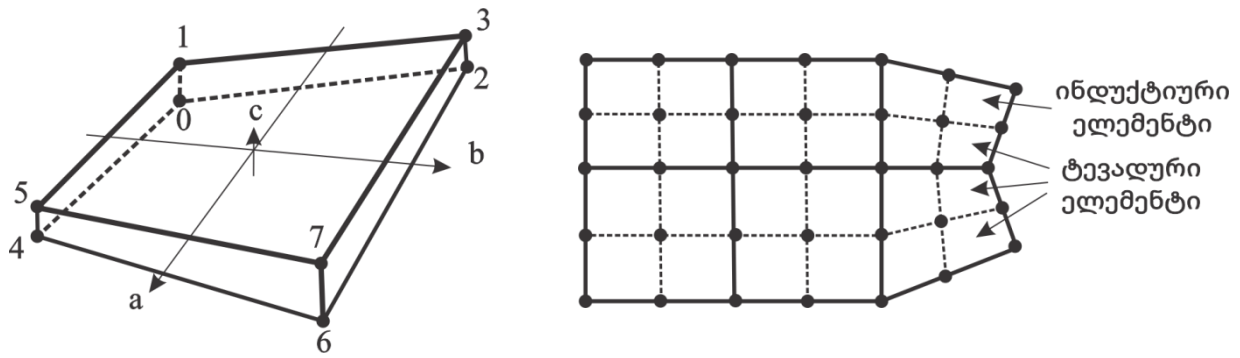
$$J_s(\mathbf{r}') = \sum_{n=1}^{M_L} \mathbf{b}_n(\mathbf{r}') \cdot I_n, \quad \rho_s(\mathbf{r}) = \sum_{j=1}^{M_C} a_j(\mathbf{r}) \cdot q_j \quad (2.12)$$

სადაც M_L არის დენის უცნობების სრული რაოდენობა, ხოლო M_C მუხტის უცნობების სრული რაოდენობა. დენის $\mathbf{b}_n(\mathbf{r})$ და მუხტის $a_j(\mathbf{r})$ ბაზისური ფუნქციების არჩევა დამოკიდებულია დისკრეტიზაციაზე. როგორც წესი, დისკრეტიზაციის ზომა უნდა იყოს ტალღის სიგრძეზე პატარა $dl < \lambda_{max}/20$, სადაც λ_{max} წარმოადგენს ამოცანის მაქსიმალური სიხშირის შესაბამის ტალღის სიგრძეს.

PEEC მეთოდში შევხვდებით სხვადასხვა ტიპის დისკრეტიზაციას. ისტორიულად თავიდან *PEEC* მეთოდი იყენებდა ოთხკუთხა მოცულობით დისკრეტიზაციას [3][4], მერე გამოჩნდა *PEEC* მოდელები არაორთოგონალური მოცულობითი ელემენტებისთვისაც [14].

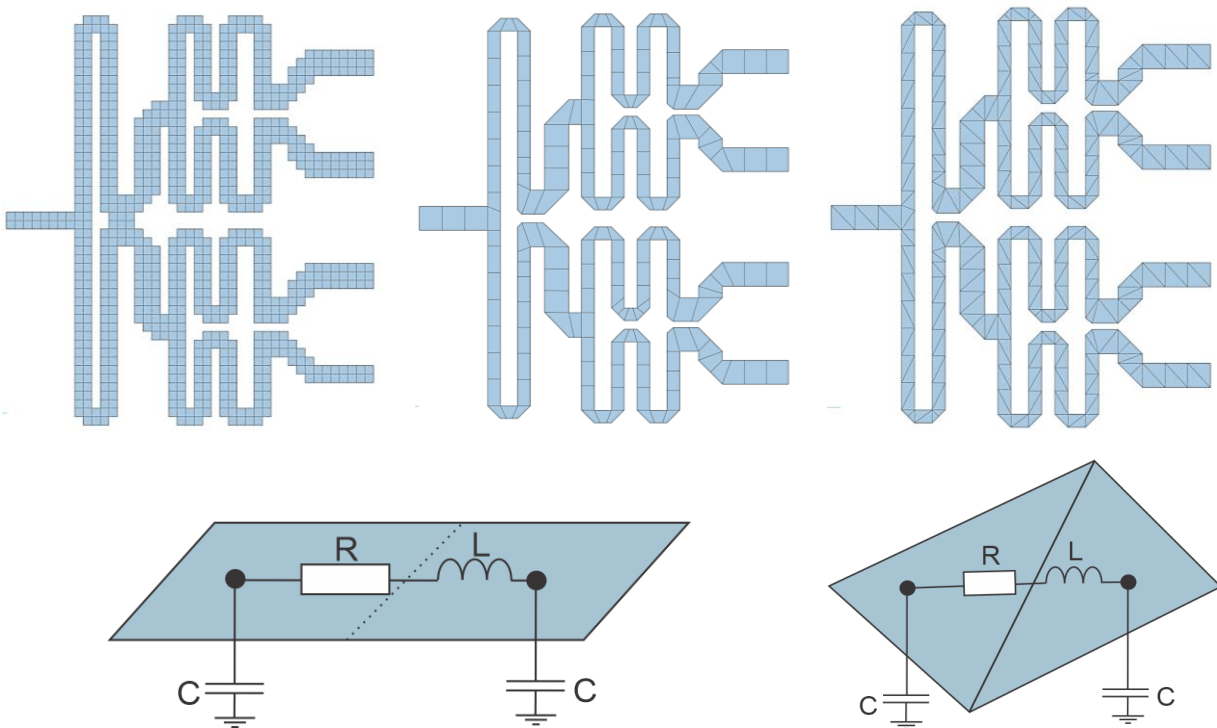


ფიგ. 4. ორთოგონალური მოცულობითი ელემენტებით წარმოდგენილი *PEEC* მოდელი



ფიგ. 5. არაორთოგონალური მოცულობითი ელემენტებით წარმოდგენილი PEEC მოდელი

ბოლო წლებში მრავლად გვხვდება პუბლიკაციები PEEC მეთოდზე, რომლებიც იყენებენ საკმუთხედებით წარმოდგენილ დისკრეტიზაციას [15][16][17][18][19]. ზოგადად, გეომეტრიის წარმოდგენა სამკუთხედებით საკმაოდ პოპულარული და პრატექტიკული არჩევანია კომპლექსური ფორმის გეომეტრიის წარმოსადგენად და ხშირად გამოიყენება სხვადასხვა სამგანზომილებიან CAD პროგრამებში.



ფიგ. 6. ორთოგონალური, არაორთოგონალური და სამკუთხა დისკრეტიზაცია და შესაბამისი PEEC წრედი

3 სამკუთხედების ლაქებზე აგებული PEEC მოდელი

3.1 მოტივაცია

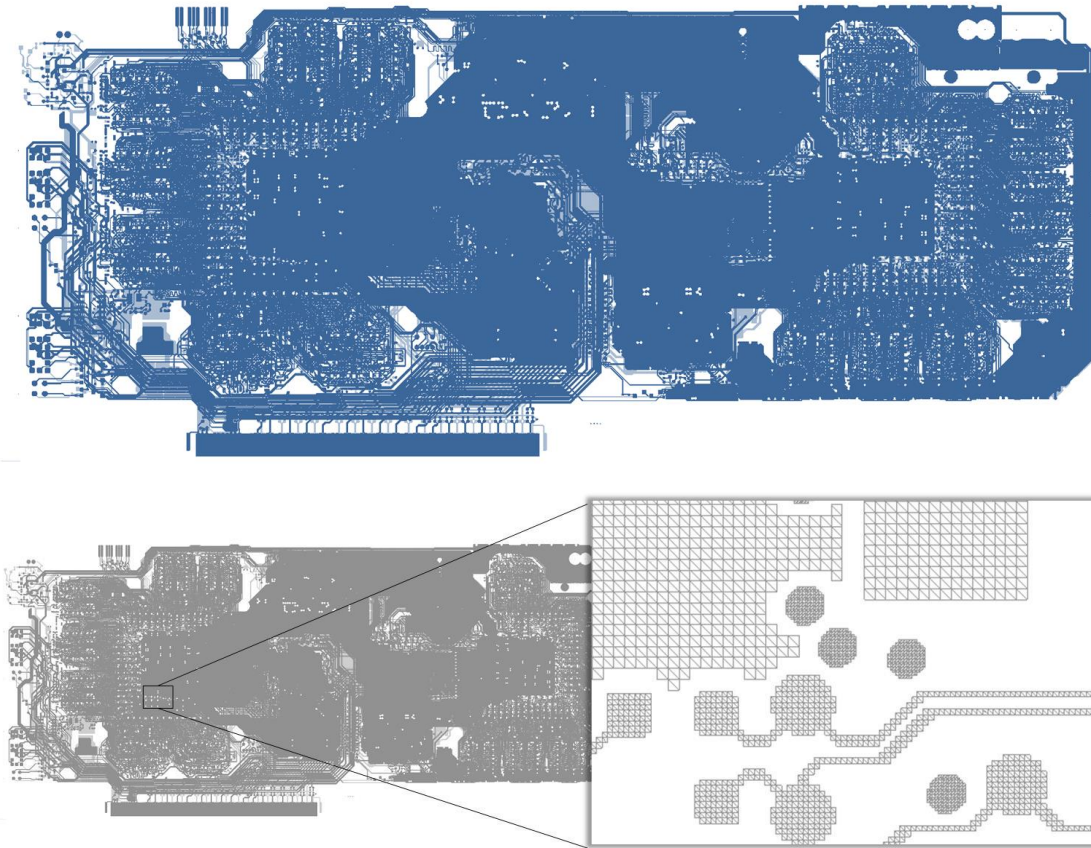
როგორც უკვე წინა თავში ავლნიშნეთ, PEEC ის ფორმულირება მოითხოვს მოდელის გეომეტრიის წარმოდგენას ტევადური და ინდუქტიური ელემენტების სახით, შემდეგ გამოითვლება სიხშირეზე დამოკიდებულ ინდუქტიური და ტევადური კოეფიციენტები და იგება ექვივალენტური წრედი.

როგორც წესი, გეომეტრიის დისკრეტიზაციის ზომა დამოკიდებულია სიხშირეზე და შესაბამის ტალღის სიგრძეზე. გამოყენებით ელექტროდინამიკაში რეკომენდებულია ეს ზომა იყოს ტალღის სიგრძის მეოცედი ან მეათედი. ქვემოთ მოყვანილია ამ კრიტერიუმით წარმოდგენილი დისკრეტიზაციის ზომა სხვადასხვა სიხშირისთვის:

TABLE I. დაყოფის რეკომენდებული ზომა სხვადასხვა სიხშირისთვის

სიხშირე	ტალღის სიგრძე	დისკრეტიზაციის ზომა
1 kHz	300 km	30 km
10 kHz	30 km	3 km
100 kHz	3 km	300 m
1 MHz	300 m	30 m
10 MHz	30 m	3 m
100 MHz	3m	30 cm
1 GHz	30 cm	3 cm
10 GHz	3 cm	3 mm

ამ ცხრილიდან ჩანს, რომ მაგალითად 100MHz სიხშირეზე საკმარისია 30სმ დაყოფა იმისათვის რომ ელექტრომაგნიტური მოდელი სწორად ამოიხსნას, მაგრამ ეს დაყოფა არ იქნება საკმარისი იმისთვის რომ PCB დაფის წვრილი დეტალები გეომეტრიულად სწორად იქნას აღწერილი. მაგალითისთვის, ქვემოთ მოყვანილია PCB დაფის მოდელი, რომელსაც ფორმის აღწერისთვის ჭირდება სამკუთხედები ზომით 1მმ დან 0.1მმ მდე და შესაბამისად გამოთვლის მოდელში სამკუთხედების საერთო რაოდენობა რამდენიმე მილიონის ტოლია.



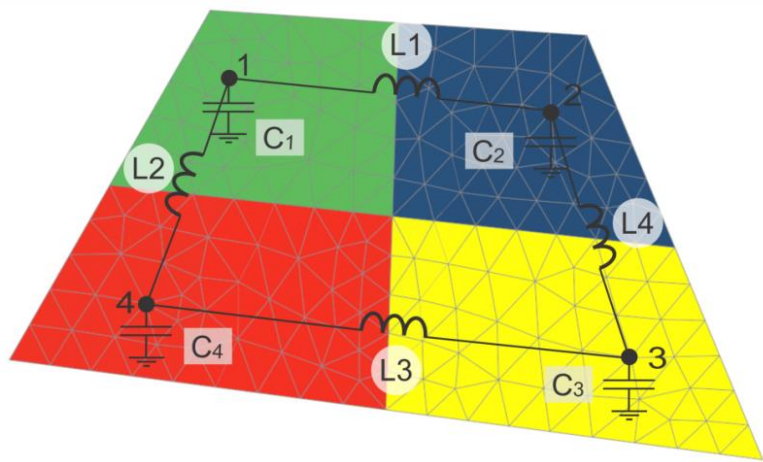
ფიგ. 7. რთული კონსტრუქციის PCB დაფა, რომელიც მოითხოვს 0.1მმ გეომეტრიულ დაყოფას ზუსტი გეომეტრიული მოდელირებისთვის. შედეგად მოდელში გვაქვს მილიონობით სამკუთხედი

სხვა სიტყვებით, PCB ამოცანებისთვის ჩვენ გვჭირდება ძალიან პატარა სამკუთხედები იმისათვის, რომ გეომეტრია ავღწეროთ ზუსტად და არა იმისათვის, რომ ტალღის სიგრძეში რამოდენიმე სამკუთხედი მოვათავსოთ.

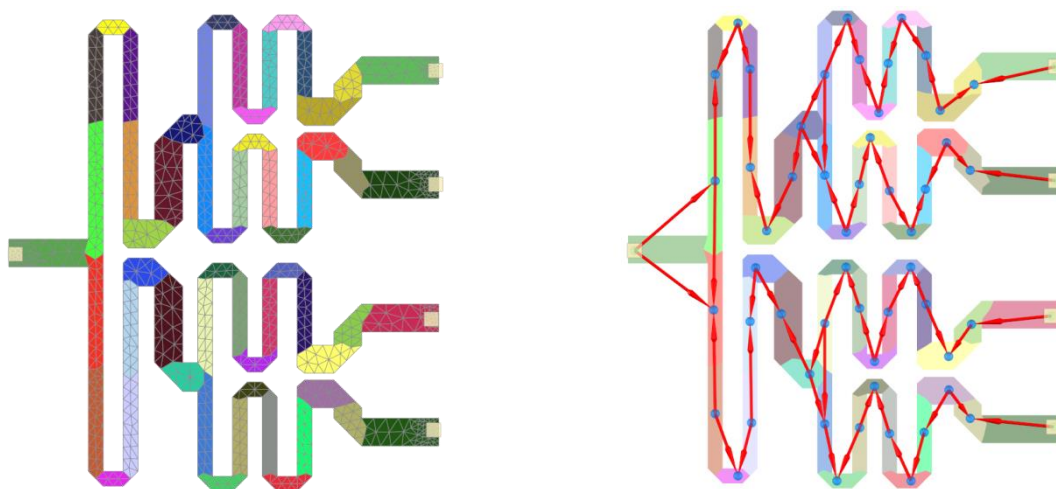
მცირე ზომის სამკუთხედების შემოტანა მოდელში შესაბამისად იწვევს სამკუთხედების რაოდენობის, და შესაბამისად წრედში PEEC ელემენტების გაზრდას. პრაქტიკულ შემთხვევებში ექვივალენტური წრედი შეიძლება ისე გაიზარდოს, რომ შეუძლებელი გახდეს მისი გამოთვლა ყველაზე მძლავრ თანამედროვე კომპიუტერებზეც კი.

ამ პრობლემის გადასაჭრელად, ჩვენ შევიმუშავეთ PEEC მოდელის გაუმჯობესებული ვარიანტი, რომელიც დაფუძნებულია სამკუთხედების დაჯგუფებაზე - ლაქებზე. აქ გეომეტრია კვლავ სამკუთხედებითაა წარმოდგენილი, მაგრამ იმის ნაცვლად რომ პოტენციალების კოეფიციენტები გამოვითვალოთ ყოველ სამკუთხედს შორის და

შესაბამისად ინდუქტივობები ყოველ სამკუთხედის წყვილს შორის, ჩვენ მოვახდინეთ ამ სამკუთხედების დაჯგუფება ლაქებად, დავაგენერირეთ ვორონოის ბადე და პოტენციალები დავითვალეთ ამ ბადის უჯრედებს შორის. რაც შეეხება ინდუქტივობებს, ისინი შეერთებულია ყოველ მეზობელ ლაქას შორის. ამის შემდეგ ინდუქტიური და პოტენციური ელემენტების რაოდენობა საბოლოო წრედში დამოკიდებული გახდა მხოლოდ ჯგუფების რაოდენობაზე და არა სამკუთხედების რაოდენობაზე. შესაბამისად, ამან მოგვცა საშუალება რომ ზედაპირი წარმოვადგინოთ რაგინდ დიდი რაოდენობის სამკუთხედების საშუალებით, ხოლო საბოლოო *PEEC* წრედის ზომა შევინარჩუნოთ გაცილებით მცირე.



ფიგ. 8. სამკუთხედებით წარმოდგენილი ზედაპირის ლაქებზე დაფუძნებული *PEEC* მოდელი. სიმარტივისთვის ურთიერთ ინდუქტიური და ტევადური ელემენტები ნახაზზე არ არის წარმოდგენილი



ფიგ. 9. ვორონოის ზედაპირული ლაქები - ტევადური ელემენტები (მარცხნივ) და ინდუქტიური ელემენტები (მარჯვნივ)

ამ თეზისის შემდეგ თავებში აღწერილია თუ როგორ ხდება ზედაპირის ავტომატური დანაწევრება ვორონოის დიაგრამის საშუალებით. შემდეგ განხილულია პოტენციალის კოეფიციენტების და ინდუქტივობების დათვლის ფორმულირება. სულ ბოლოს კი ნაჩვენებია როგორ ხდება დენების და მუხტების განაწილების აღდგენა მოდელში.

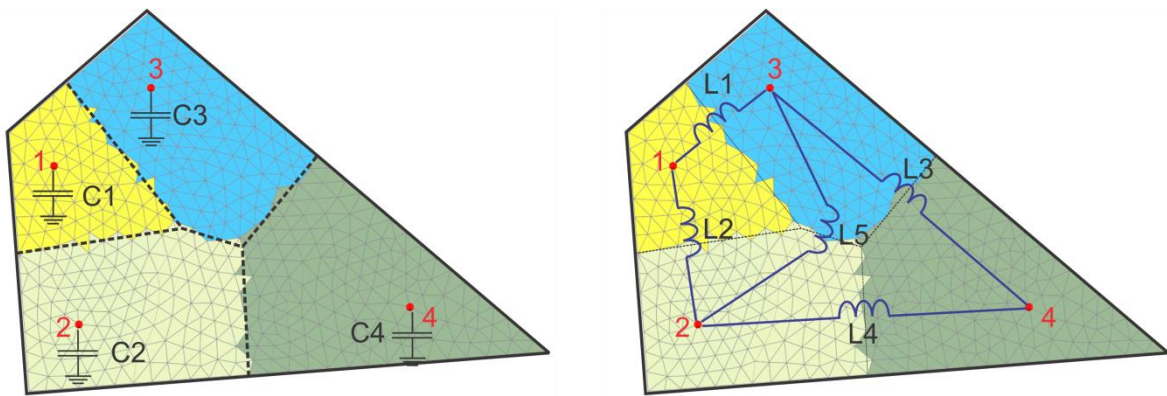
აქვე უნდა აღინიშნოს, რომ აღწერილ მოდელში ჩვენ განვიხილავთ მხოლოდ კვაზი-სტატიკურ მოდელს, რომელიც კარგ შედეგს იძლევა DC სიხშირიდან პირველ რეზონანსებამდე. ზოგადად კი მომავალში შესაძლებელია ფაზური დაგვიანებების ჩამატება და მაღალ სიხშირემდე დათვლა, რაც აღწერილი მეთოდოლოგიის კიდევ უფრო გაუმჯობესებით შეიძლება დასრულდეს. ამ სამუშაოსთან დაკავშირებული პუბლიკაციები შეგიძლიათ იხილოთ აქ: [54][55]. ქვემოთ ცხრილში კი წარმოდგენილია დისრეტაციაში აღწერილი PEEC მოდელის და სტანდარტულ PEEC მოდელის ძირითადი განმასხვავებელი ასპექტები.

	სტანდარტული PEEC მოდელი	აღნიშნული მოდელი
გეომეტრიის აღწერა	ფილამენტები, ოთხკუთხედები, სამკუთხედები	სამკუთხედები
PEEC ელემენტი	ზის გეომეტრიულ ელემენტებს შორის	ზის ჯგუფებს შორის
PEEC წრედის ზომა	პროპორციულია გეომეტრიული ელემენტების რაოდენობის	პროპორციულია ჯგუფების რაოდენობის
რთული გეომეტრიების აღწერა	გეომეტრიული ელემენტების რაოდენობა დიდია და შესაბამისად PEEC წრედის ზომა დიდი	გეომეტრიული ელემენტების რაოდენობა დიდია, მაგრამ ამ დროს PEEC წრედის ზომა რჩება პატარა
ტეკადური და ინდუქტიური ელემენტების დათვლა	ანალიზური, ნახევრად ანალიზური და რიცხვითი მიდგომები between elements	სპეციალური დაბალსიხშირული ელექტრული და მაგნიტური სოლვერებით ხდება ელემენტების დათვლა

3.2 ზედაპირის ავტომატური დანაწევრება ვორონოის ალგორითმით

დისრეტაციაში წარმოდგენილი სამუშაოს ერთერთი მნიშვნელოვანი ნაწილი ეხება გეომეტრიის დანაწევრების ავტომატიზაციას. ამისათვის გამოიყენება ვორონოის დაყოფის ალგორითმი [46][47]. ალგორითმი მოიაზრებს საბაზისო კვანძური წერტილების შემოღებას (ნოდები) და შემდეგ გეომეტრიის დანაწევრებას შესაბამის რეგიონებად. დანაწევრების იდეა არის შემდეგი - მოცემულ რეგიონში ნებისმიერი წერტილი უნდა იყოს ყველაზე ახლოს შესაბამის საბაზო ნოდთან.

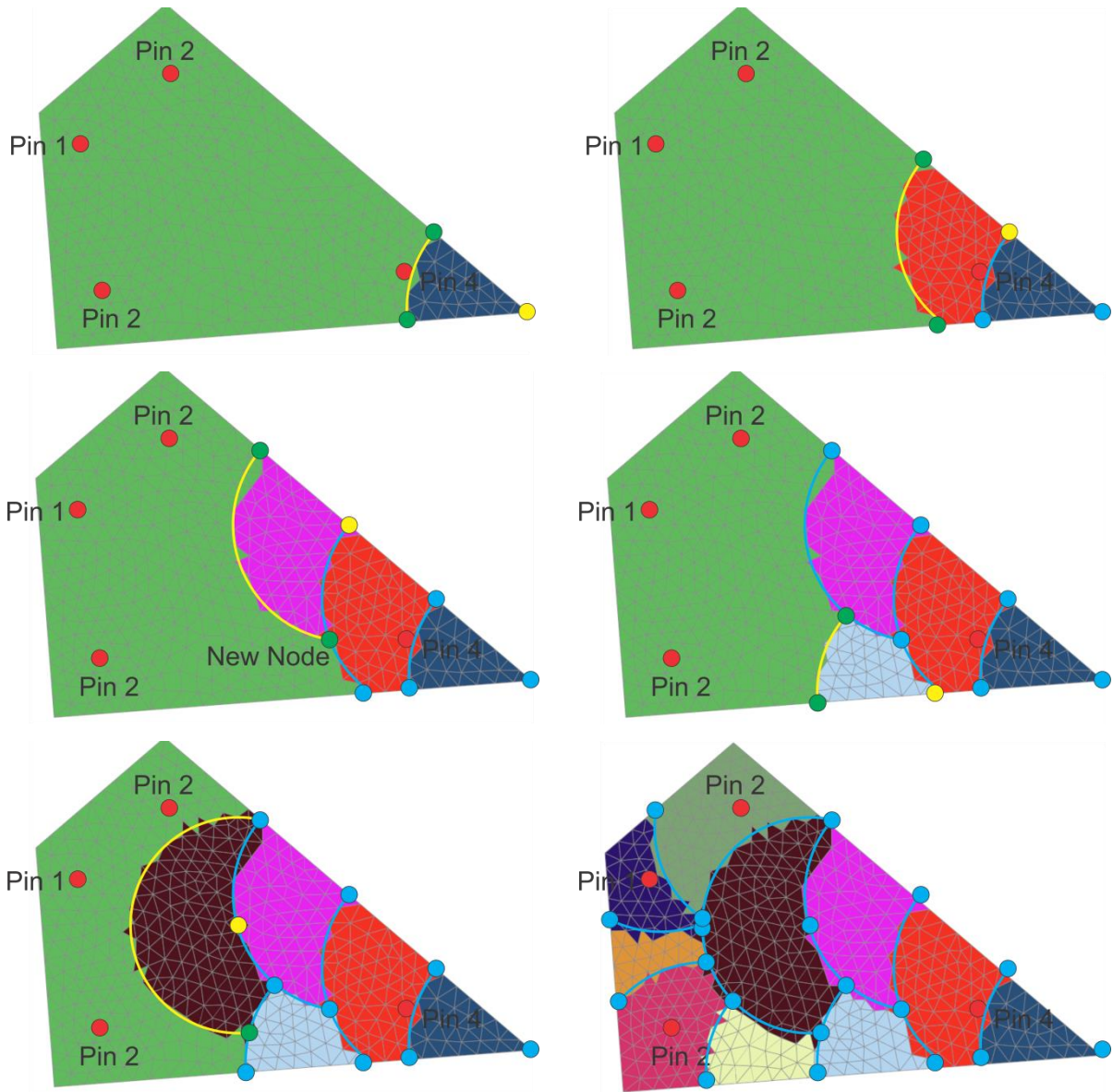
სიგნალისათვის განვიხილოთ ტრანსფორმირებული ზედაპირი ოთხი ასეთი ნოდით. ყველაზე მარტივი *PEEC* მოდელი, რომელიც მინიმალური ელემენტებით შეიძლება წარმოვადგინოთ, შეიცავს ოთხ ტევადურ ელემენტს, რომელთაგან თითოეული შეესაბამება საკვანძო ნოდს. ფიგ. 10 წარმოადგენს ამ ზედაპირის ოთხ ჯგუფად დანაწევრებას ვორონოის დიაგრამით. თითოეულ ასეთ ჯგუფში ნებისმიერი სამკუთხედის ცენტრი უფრო ახლოსაა საკვანძო ნოდთან, ვიდრე სხვა დანარჩენთან. მას შედგეგ რაც განსაზღვრულია ტევადური ელემენტები, მოდელში ჩამატებულია ინდუქტიური ელემენტები ყოველ მეზობელ ტევადურ ელემენტს შორის.



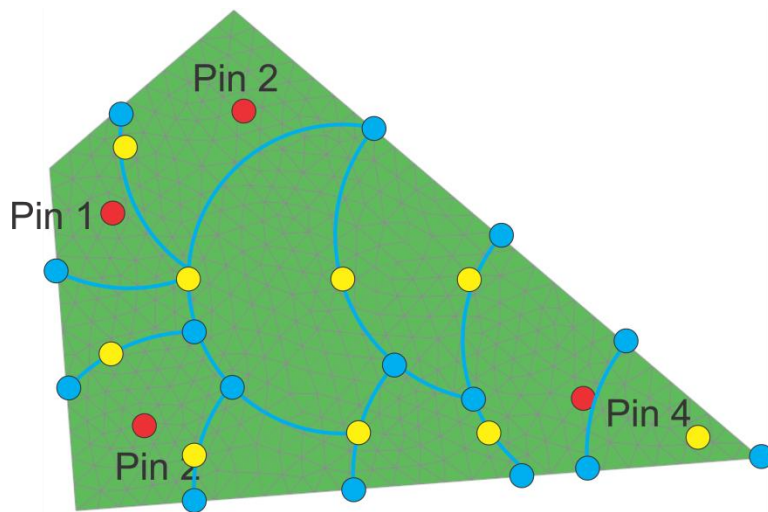
ფიგ. 10. ტევადური ელემენტები დაფუძნებულია ვორონოის ჯგუფებზე (მარცხნივ), ხოლო ინდუქტიური ელემენტი ზის ყოველ მეზობელ ტევადურ ელემენტს შორის (მარჯვნივ). სიმარტივისთვის ურთერთქმედების C_{ij} და K_{ij} ელემენტები ამოღებულია ნახაზიდან.

იმისათვის, რომ შევქმნათ კიდევ უფრო ზუსტი მოდელი და გამოვიყენოთ უფრო პატარა ზომის ჯგუფები შემუშავებულია შემდეგი ალგორითმი:

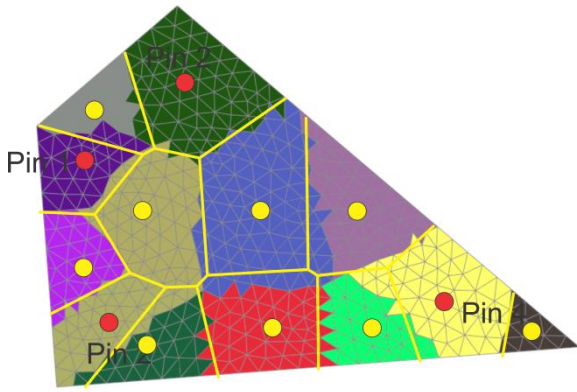
1. გეომეტრია დაყოფილია განსაზღვრული რადიუსის (R) სფერული ზედაპირებით (იხ. ფიგ. 11);
2. თითოეული წრიული პოლიგონის საზღვარზე იქმნება ახალი შიდა ნოდები. ამ ნოდების შორის მანძილი როგორც წესი ძალიან ახლოსაა R რადიუსთან. გამონაკლის შემთხვევებში ხდება $R/2$ ზე ახლო მყოფი ნოდების გაერთიანება (იხ. ფიგ. 12);
3. ყველა ნოდის გათვალისწინებით ხდება სამკუთხედების დაჯგუფება ვორონოის ალგორითმის საშუალებით, რომლებიც წარმოადგენენ ტევადურ ელემენტებს (იხ. ფიგ. 13);
4. მოიძებნება მეზობელი ჯგუფები და მათ შორის ვსვამთ ინდუქტიურ ელემენტებს (იხ. ფიგ. 14);



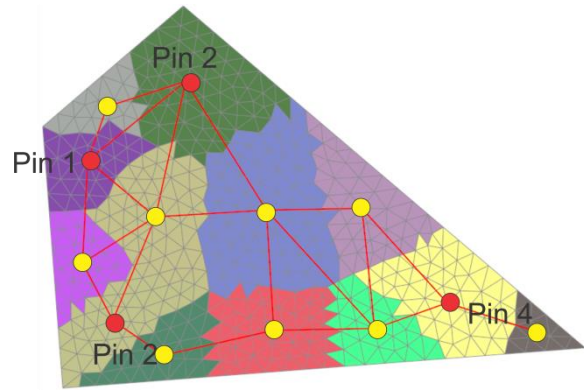
ფიგ. 11. გეომეტრიის დაყოფა სფერული ზედაპირების საშუალებით



ფიგ. 12. ახალი ნოდების შექმნა

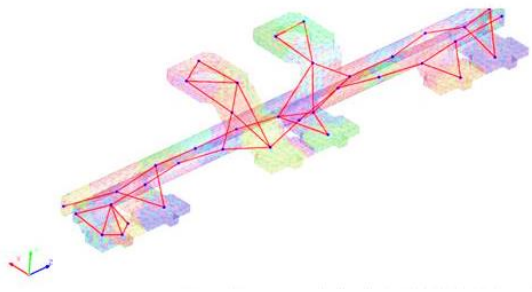
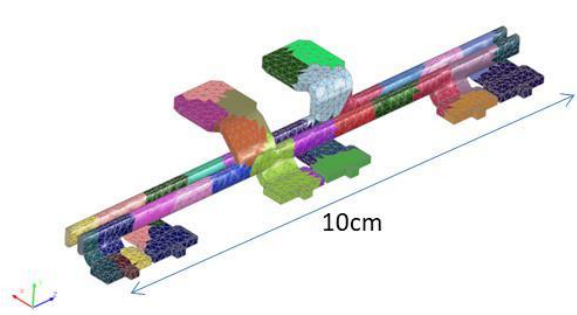


ფიგ. 13. ტევადური ელემენტები

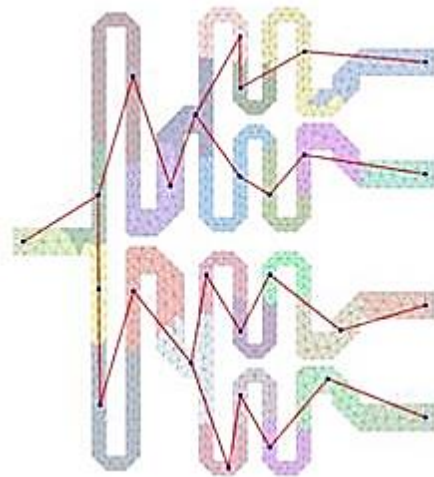
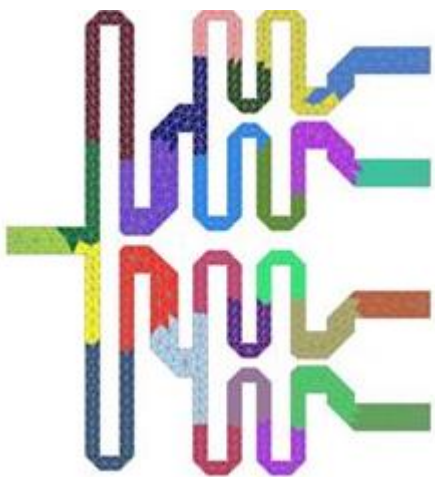


ფიგ. 14. ინდუქტიურ ელემენტები

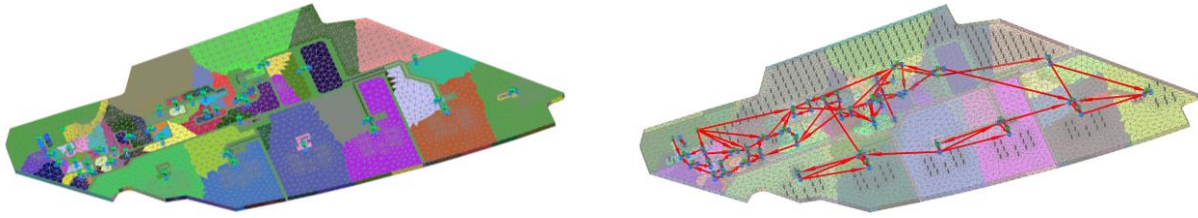
ქვემოთ მოყვანილია რამდენიმე რეალური მოდელის დაყოფა ზემოთ აღწერილი ალგორითმით:



ფიგ. 15. მძლავრი დენის მიმყვანი (BUS BAR), რომელიც შედგება 6,332 სამკუთხედით, ხოლო ექვივალენტური PEEC მოდელი შეიცავს მხოლოდ 50 ინდუქტიურ და 38 ტევადურ ელემენტს



ფიგ. 16. სიგნალის გამყოფი, რომელიც შედგება 1,592 სამკუთხედით, ხოლო ექვივალენტური PEEC მოდელი შეიცავს მხოლოდ 26 ინდუქტიურ და 26 ტევადურ ელემენტს



ფიგ. 17. ავტომობილის LED განათების მოდულის PCB დაფა, შედგება 30,706 სამკუთხედით, ხოლო ექვივალენტური PEEC მოდელი შეიცავს მხოლოდ 157 ინდუქტიურ და 122 ტევადურ ელემენტს

მას შემდეგ, რაც ზემოთ აღწერილი ალგორითმით მოხდება ტევადური და ინდუქტიური ელემენტების განსაზღვა, საჭიროა მათი მნიშვნელობების გამოთვლა, რაც წარმოდგენილია შემდეგ თავებში.

3.3 ტევადობის მატრიცის გამოთვლა

როგორც ზევით ვახსენეთ, აღნიშნული PEEC მოდელი იყენებს მხოლოდ კვაზი-სტატიკურ მიახლოებას, რაც ნიშნავს რომ ექსპონენციური წევრი ამოღებულია თავისუფალი სივრცის გრინის ფუნქციიდან.

კუთრი და ურთერთ ტევადობების გამოსათვლელად აღნიშნულ მოდელში გამოიყენება 3D MoM კვაზი-სტატიკური ელექტრული ველის სოლვერი (LFEF), რომელიც წარმოადგენს EMCoS Studio -ს ერთერთ სოლვერს [48][49][50].

განვიხილოთ თავისუფალ სივრცეში N^{Diel} დიელექტრიკი და N^{PEC} იდეალურად გამტარი ობიექტი. გამტარი ობიექტები დავახასიათოთ წინასწარ ცნობილი ერთეულოვანი პოტენციალის მატრიცით U , პოტენციალის კოეფიციენტების მატრიცით P და წარმოქმნილი მუხტების მატრიცით Q . თითოეული ამ მატრიცის ზომა არის $N^{PEC} \times N^{PEC}$ და მათ შორის არსებობს შემდეგი კავშირი:

$$U = PQ \tag{3.1}$$

თუ ჩვენ გვეცოდინება P მატრიცა, მაშინ C მატრიცის დათვლა შესაძლებელია შემდეგნაირად:

$$C_{kk} = \sum_{m=1}^{N^{PEC}} \hat{\beta}_{km} \quad (3.2)$$

$$C_{km} = C_{mk} = -\beta_{kk}$$

$$\beta = P^{-1}$$

სადაც k და m წარმოადგენენ გამტარი ობიექტების ინდექსებს. იმისათვის რომ (3.2)-ში წარმოდგენილი P მატრიცა გამოვითვალოთ, პირველ რიგში საჭიროა დავითვალოთ გამტარ ობიექტებზე ადრული მუხტი Q . ამისათვის ვიყენებთ შემდეგ განტოლებებს:

$$\frac{1}{4\pi\epsilon_0\epsilon_r} \int_S \sigma(\mathbf{r}') \frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} ds = \varphi(\mathbf{r}) \quad (3.3)$$

$$\sigma(\mathbf{r}) - \frac{1}{2\pi} \frac{\epsilon_r^+(\mathbf{r}) - \epsilon_r^-(\mathbf{r})}{\epsilon_r^+(\mathbf{r}) + \epsilon_r^-(\mathbf{r})} \int_S \sigma(\mathbf{r}') \frac{(\mathbf{r} - \mathbf{r}') \cdot \hat{\mathbf{n}}(\mathbf{r}')}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|^3} dS = 0 \quad (3.4)$$

განტოლება (3.3) აღწერს $q(\mathbf{r}') = \sigma(\mathbf{r}')ds$ მუხტის მიერი შექმნილ ელექტრულ პოტენციალს $\varphi(\mathbf{r})$ თავისუფალ სივრცეში დიელექტრიკული შეღწევადობით ϵ_r . თავის მხრივ, განტოლება (3.4) წარმოადგენს ელექტრული ველის ნორმალური კომპონენტის სასაზღვრო პირობას დიელექტრიკზე [52][53]. ამ ფორმულაში $\epsilon_r^+(\mathbf{r})$ და $\epsilon_r^-(\mathbf{r})$ წარმოადგენენ ფარდობით დიელექტრიკულ შეღწევადობას მოცულობის გარეთ და შიგნით, რომელიც ადებულია დიელექტრიკის ზედაპირზე \mathbf{r} წერტილში ნორმალის $\mathbf{n}(\mathbf{r})$ გასწვრივ.

თუ გეომეტრიას წარმოვადგენთ სამკუთხედებით და მუხტებისთვის გამოვიყენებთ პულს-ბაზისურ ფუნქციებს, ჩვენ მივიღებთ განტოლებებს N_{PEC} მარჯვენა მხარით:

$$[Z_{ij}][\sigma_j^{(k)}] = [\varphi_i^{(k)}] \quad k = 1, N_{PEC} \quad (3.5)$$

$$\varphi_i^{(k)} = \begin{cases} 1, & \text{თუ } j \text{ სამკუთხედი დევს } k \text{ ობიექტზე} \\ 0, & \text{სხვაგან} \end{cases}$$

(3.5) განტოლებაში i და j წარმოადგენს სამკუთხედის ინდექსს, ხოლო ინდექსი (k) წარმოადგენს აქტიურ გამტარ ობიექტს. შესაბამისად, განტოლების მარჯვენა მხარეში (k) ობიექტის შესაბამისი ყველა სამკუთხედი აღგნებულია $1V$ პოტენციალით, ხოლო ყველა სხვა დანარჩენი სამკუთხედზე დევს $0V$ პოტენციალი.

გამტარ სამკუთხედებს შორის მატრიცული ელემენტი გამოითვლება შემდეგნაირად:

$$Z_{ij} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0\epsilon_r} \int_s \frac{1}{|\mathbf{r}_j - \mathbf{r}_i|} dS_j \quad (3.6)$$

ხოლო მატრიცული ელემენტი დიელექტრიკულ სამკუთხედებს შორის გამოითვლება შემდეგნაირად:

$$Z_{ij} = 1 - \gamma_j \int_s \frac{(\mathbf{r}_i - \mathbf{r}_j) \cdot \hat{\mathbf{n}}_j}{|\mathbf{r}_i - \mathbf{r}_j|^3} dS_j \quad (3.7)$$

$$\gamma_j = \frac{1}{2\pi} \frac{\epsilon_j^+ - \epsilon_j^-}{\epsilon_j^+ + \epsilon_j^-}$$

მას შემდეგ, რაც ამ განტოლებებს ამოვხნით და მივიღებთ ზედაპირული მუხტის სიმკვრივეს $\sigma^{(k)}$ თითოეული k – მარჯვენა მხარისათვის, შეგვიძლია გამოვითვალოთ მუხტის მატრიცა შემდეგი ფორმულით:

$$Q_{mk} = \sum_{j \in m} \sigma_j^{(k)} \quad (3.8)$$

სადაც k და m წარმოადგენს გამტარი ობიექტის ინდექსს, ხოლო j არის სამკუთხედის ინდექსი.

თუ მოდელში აღწერილია დიელექტრიკები ელექტრული დანაკარგებით, მაშინ დიელექტრიკული შეღწევადობა (3.3) და (3.4) განტოლებებში ხდება კომპლექსური და შესაბამისად ტევადობის მატრიცაც C იქნება კომპლექსური, რომლის წარმოსახვით ნაწილი წარმოადგენს გამტარებლობის კოეფიციენტებს G/w [48][49].

3.4 ინდუქტივობის დათვლა

ამ მეთოდში, ინდუქტიური ელემენტების დათვლა ხდება 3D MoM კვაზი-სტატიკური მაგნიტური სოლვერით *LFMF*, რომელიც ასევე *EMCoS Studio*-ს პროდუქტია [50][51][61]. ეს სოლვერი ინდუქტივობების დასათვლელად გამტარზე არსებულ დენების $\mathbf{J}(\mathbf{r})$ მხოლოდ სოლენოიდურ კომპონენტებს განიხილავს, რომელებიც წარმოდგენილი არიან კომბინირებული რაო-ვილტონ-გლისონ *RWG* (*Rao-Wilton-Glisson*) მარყუჟა

(loop) ბაზისური ფუნქციებით. ამ შემთხვევისთვის ველის ტანგენციალური კომპონენტის სასაზღვრო პირობა გამტარის ზედაპირზე გამოიყურება შემდეგნაირად:

$$\langle f^{Lp}, i\omega\mu \int_S J(\mathbf{r}') \cdot G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') ds' \rangle = \langle f^{Lp}, \mathbf{E}^{inc}(\mathbf{r}) \rangle; \mathbf{r} \in S \quad (3.9)$$

სადაც f^L წარმოადგენს მარყუჟა ბაზისურ ფუნქციას და $G(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$ არის გრინის ფუნქცია თავისუფალ სივრცეში. როგორც უკვე ავლინებთ, ამ მეთოდში მის კვაზი-სტატიკურ მიახლოებას ვიყენებთ:

$$G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \frac{\exp(-ik|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|)}{4\pi|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} \approx \frac{1}{4\pi|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} \quad (3.10)$$

დისკრეტიზაციის (ტრიანგულაციის) შემდეგ ხდება N_{Lp} მარყუჟის აგება და $J(\mathbf{r})$ დენების გამოსახვა მათი საშუალებით:

$$J(\mathbf{r}) = \sum_{i=1}^{N_{Lp}} I_{Lp}(i) f^{Lp}(i) \quad (3.11)$$

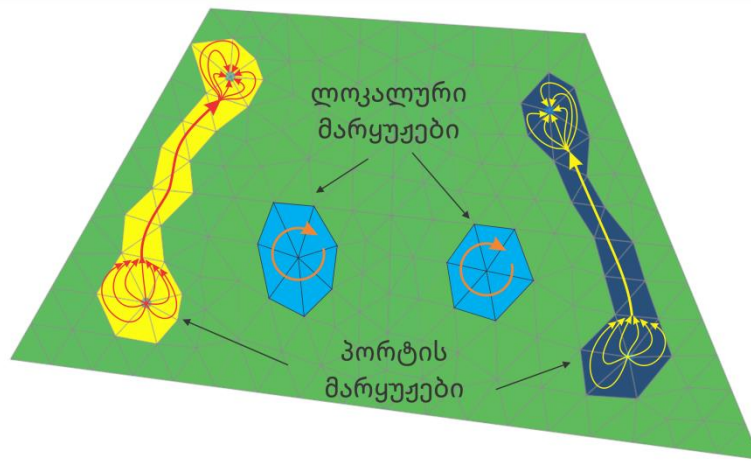
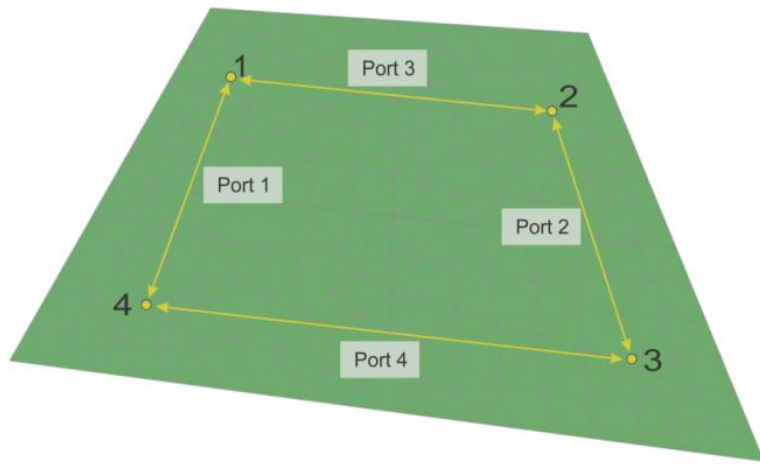
სადაც $I_{Lp}(i)$ არის i -ური მარყუჟის უცნობი კოეფიციენტი. საბოლოოდ ჩვენ ვიღებთ წრფივი დამოუკიდებელი განტოლებების სისტემას, რომელიც წარმოდგენილია მატრიცულ ფორმაში:

$$[M_{Lp}] \cdot [I_{Lp}] = [V_{Lp}] \quad (3.12)$$

აქ M_{Lp} წარმოადგენს MoM მატრიცას ზომით $N_{unkn} = N_{Lp}$, ხოლო მარჯვენა მხარეში გვაქვს V_{Loop} , რომელიც წარმოადგენს ცნობილ დაცემულ ველს.

იმისათვის, რომ დავითვალოთ RL მატრიცა, ჩვენ შემოგვაქვს სპეციალური ზედაპირული ორ-წერტილიანი პორტი, რომელიც დასმულია ინდუქტიური ელემენტის თავში და ბოლოში. ასეთი პორტის მოდელირებისთვის კი შემოტანილია დამატებითი „პორტის მარყუჟები“ (იხ. ფიგ. 18). დენები, რომლებიც ამ დამატებით მარყუჟებში გადიან, წარმოდგენილი არიან როგორც ახალი დამატებითი უცნობები, რომლებიც რათქმა უნდა ზღრიან მატრიცის ზომას [51]:

$$N_{unkn} = N_{Lp} + N_{ports} \quad (3.13)$$



ფიგ. 18. ორ წერტილიანი ზედაპირული პორტი და შესაბამისი დამატებითი მარყუქი

ყოველი აქტიური პორტისთვის, რომელიც წარმოადგენს $1V$ პოტენციალს ამ პორტზე და ნულოვან პოტენციალს ყველა სხვა დანარჩენ პორტზე ჩვენ ვწერთ განტოლებათა სისტემას და (3.12) ში მივიღებთ N_{Ports} მარჯვენა მხარეს:

$$[M_{Lp}] \cdot [I_{Lp}^{(k)}] = [V_{Lp}^{(k)}], k = 1, N_{Ports} \tag{3.14}$$

$$V_{Lp}^{(k)} = \begin{cases} 1, k - \text{ს შესაბამისი მარყუქისთვის} \\ 0, \text{სხვაგან} \end{cases}$$

ამ სისტემის ამოხსნის მერე, ჩვენ გვეცოდინება $I_{Lp}^{(k)}$ კოეფიციენტები როგორც ლოკალური, ასევე პორტის მარყუქებისთვის. თუ გამოვიყენებთ ისევ იმ პირობას, რომ აქტიურ პორტზე ზის $1V$ პოტენციალი და ნულოვანი პოტენციალი ყველა სხვა პორტზე, შეგვიძლია ამ პორტებს შორის დავითვალოთ წინაღობის (Impedance) მატრიცა Z_L , რომლის ზომა არის $N_{Ports} \times N_{Ports}$. თუ ვიცით Z_L , შემდეგ მარტივად შეგვიძლია გადავითვალოთ ინდუქტივობა L , რომელიც წარმოადგენს წინაღობის წარმოსახვით ნაწილს, ხოლო წინაღობის რეალური ნაწილი ეს არის წინაღობის მატრიცა R :

$$R = \text{real}(Z_L); \quad L = \text{imag}(Z_L)/\omega \quad (3.15)$$

იმისათვის, რომ გავითვალისწინოთ სკინ ეფექტი დანაკარგებნიან გამტარებში, ჩვენ ვიყენებთ ლეონტოვიჩის სასაზღვრო პირობას [57]. ამ შემთხვევაში, ინდუქტივობა დამოკიდებული იქნება სიხშირეზე და საჭირო გახდება ყოველ სიხშირეზე მისი გადათვლა.

3.5 ექვივალენტური წრედის სიმულაცია

წრედი, რომელსაც აგენერირებს აღნიშნული *PEEC* მოდელი, შეგვიძლია დავითვალოთ ნებისმიერ *SPICE* პროგრამაში, მაგალითად *Spice3*, *HSpice*, და *LTSpice*. მიუხედავად იმისა, რომ ეს წრედები სტრუქტურულად ძალიან მარტივია, რეალური *PCB* დაფები მოითხოვენ *PEEC* წრედში ათიათასობით წრედულ ელემენტს და ამ შემთხვევებში სირთულედ რჩება მისი დიდი ზომა, რომლის დამუშავება და დათვლა ასეთ პროგრამებს უჭირთ.

ამ პრობლემის გადასაჭრელად შემუშავებული იქნება სპეციალური წრედული სოლვერი [54] რომელიც ეფუძნება *MNA* მეთოდს [45]. ამ სოლვერს ქვია *TSReady* და ასევე წარმოადგენს *EMCoS Studio*-ს პროდუქტს. ეფექტური პარალელური ალგორითმების საშუალებით *TSReady* საგრძნობლად ამცირებს დათვლის დროს [54] და ძალიან ეფექტურს ხდის აღნიშნულ მიდგომას.

3.6 დენების და მუხტების რეკონსტრუქცია

მას შემდეგ რაც წრედი ამოიხსნება, ჩვენ ვიცით ძაბვები წრედის ყოველ ნოდზე $V_C^{(k)}(f)$, $k = 1, 2, 3 \dots N_C$. აქ N_C არის ტევადობის ელემენტების ნოდების რაოდენობა. მაშინ, ელექტრული მუხტის სიმკვრივის განაწილება $\sigma(f)$ სამკუთხედებზე გამოითვლება შემდეგნაირად:

$$\sigma(f) = \sum_{k=1}^{N_C} \frac{V_C^{(k)}(f)}{1V} \sigma^{(k)}(f) \quad (3.16)$$

სადაც $\sigma^{(k)}(f)$ არის მუხტის სიმკვრივის მატრიცა, რომელიც გამოითვლება (3.5) და (3.6) განტოლებიდან. გამყოფი სიდიდე $1V$ ნიშნავს იმას, რომ $\sigma^{(k)}(f)$ მატრიცის

გამოსათვლელად თავიდანვე $1V$ პოტენციალი იყო დადებული აქტიურ (k) გამტარზე (3.5) განტოლებაში.

იმისათვის, რომ დავითვალოთ დენის სიმკვრივის განაწილება $J(f)$, ჩვენ ვიყენებთ ანალოგიურ მიდგომას და ვახდენთ დენების მატრიცის აჯამვას N_L ინდუქტიურ ელემენტზე შემდეგი ფორმულით:

$$J(f) = \sum_{k=1}^{N_L} \frac{V_L^{(k)}(f)}{1V} J^{(k)}(f) \quad (3.17)$$

სადაც $V_L^{(k)}(f) = V_{c_2}^{(k)}(f) - V_{c_1}^{(k)}(f)$ წარმოდგენს ძაბვის ვარდნას (k)-ურ ინდუქტიურ ელემენტზე, ხოლო $J^{(k)}(f)$ არის დენების მატრიცა, რომელიც მივიღეთ (3.14) განტოლებიდან.

3.7 გაბნეული ველის დათვლა

მაშ შემდეგ, რაც გამოვითვლის დენებს და მუხტებს, შეგვიძლია დავითვალოთ გაბნეული ველი სივრცის ნებისმიერ წერტილში:

$$\mathbf{E} = -\frac{i\omega\mu_0}{4\pi} \int_S \frac{e^{-ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} \mathbf{J} dS - \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_S \nabla \frac{e^{-ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} \sigma_s(\mathbf{r}') dS \quad (3.18)$$

$$\mathbf{H} = \frac{1}{i\omega\mu_0} \nabla \times \int_S \frac{e^{-ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} \mathbf{J} dS \quad (3.19)$$

სამუშაოების ნაწილი, რომელიც დაკავშირებულია დენების, მუხტების და ველების გამოთვლას წარმოდგენილია შემდეგ პუბლიკაციაში [55].

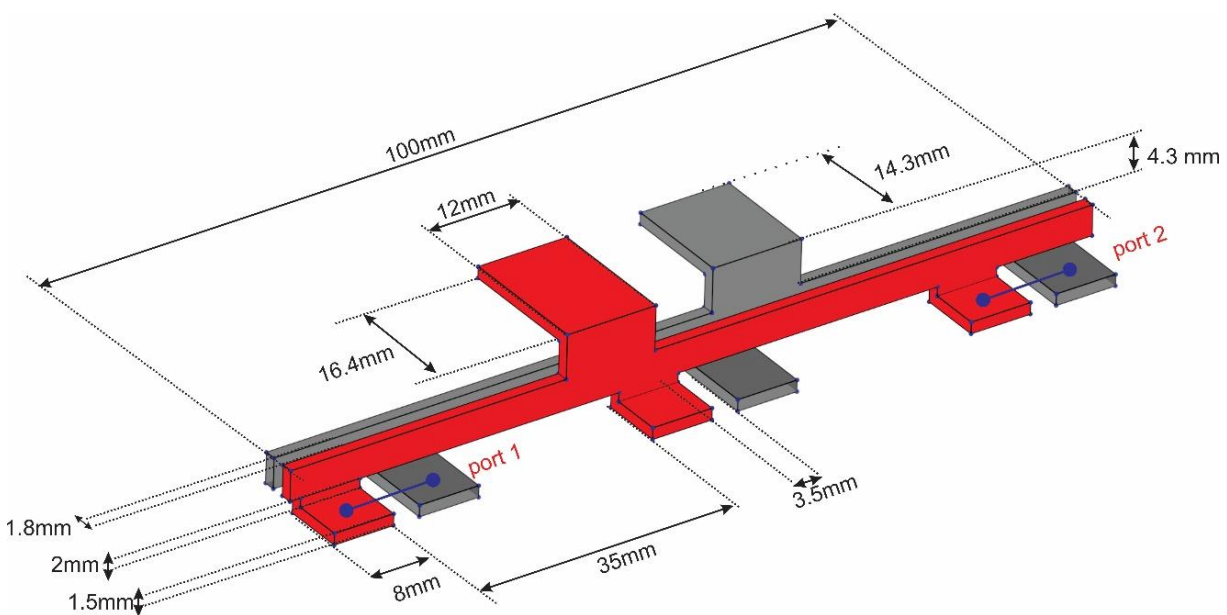
4 ტესტირება და რიცხვითი ექსპერიმენტები

ამ თავში წარმოდგენილია რიცხვითი ექსპერიმენტები და დისერტაციაში აღწერილი მეთოდის შედარება სხვა მეთოდებთან, როგორცაა სტანდარტული PEEC მეთოდი და მომენტების *MoM* მეთოდი. ასევე, რამოდენიმე ტესტში ჩატარებულია რეალური ლაბორატორიული გაზომვები. ამ ტესტირებებიდან ვხედავთ, რომ დისერტაციაში აღწერილი მეთოდით მიღებული შედეგები კარგად ემთხვევა როგორც სხვა მეთოდებს, ასევე გაზომვის შედეგებს და რაც მთავარია ეს შედეგები მიიღება სწრაფად.

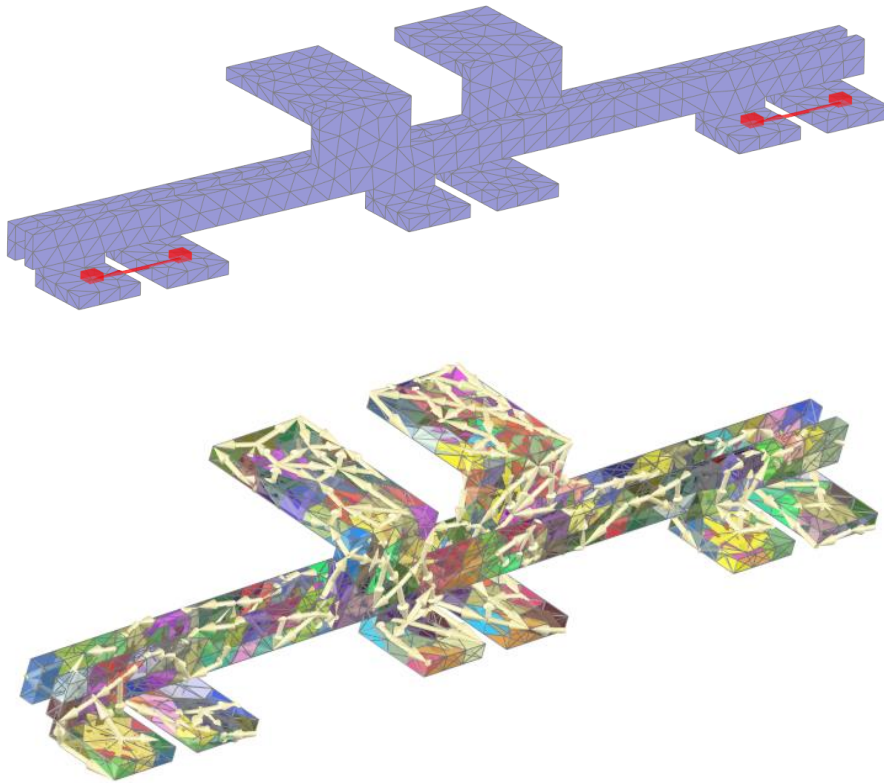
ბოლო ექსპერიმენტში ჩვენ დავითვალეთ ინდუქციურული ხმაურის და გამოსხივების ამოცანა ნამდვილი საავტომობილო სამუხრუჭე LED განათების მოდულიდან (თავი 4.3) და შევადარეთ გაზომვებს. შედეგები ძალიან ახლოსაა გაზომილ სიდიდეებთან.

4.1 სტანდარტულ PEEC მეთოდთან შედარება

ამ ამოცანაში აღწერილი PEEC მოდელი შედარებულია სტანდარტულ PEEC მეთოდთან. ექსპერიმენტში გამოყენებულია მძლავრი დენის მიმყვანი (BUS BAR), რომელსაც იყენებენ IGBT ტრანზისტორის მოდულებში (იხ ფიგ. 19).



ფიგ. 19. IGBT ტრანზისტორის გამტარის გეომეტრია



ფიგ. 20. *PEEC* მოდელი, რომელშიც გამოყენებულია 6მმ დაყოფა. ფერადი სამკუთხედის ლაქები წარმოადგენენ ტევადურ ელემენტებს, ხოლო მათ შორის შემართებული ისრები წარმოადგენენ ინდუქტივობებს

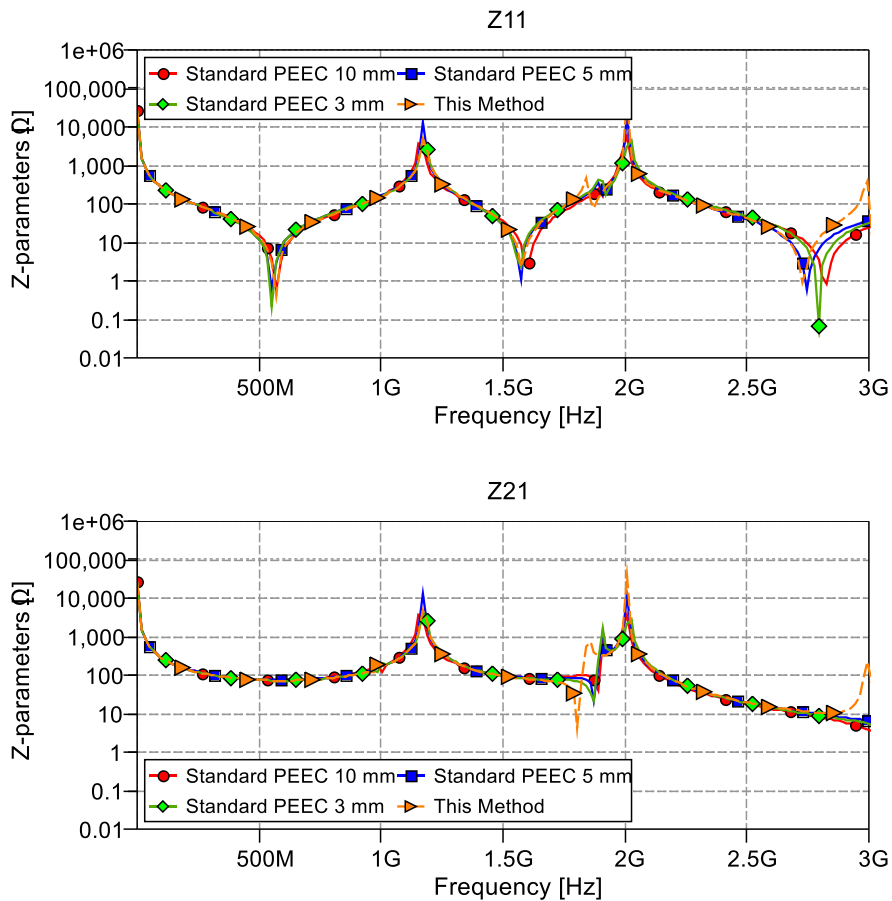
სტანდარტული *PEEC* მოდელის გეომეტრიის მოდელირებისთვის გამოყენებულია სხვადასხვა სამკუთხედის ზომა (10მმ, 5მმ და 3მმ). ხოლო დისკრეტაციაში აღწერილი *PEEC* მოდელისთვის გამოყენებულია 3მმ სამკუთხედები 6მმ იანი ლაქებით. შესაბამისი მოდელები შეგიძლიათ ნახოთ ფიგ. 20-ზე.

TABLE II. გამოთვლის დრო ოთხ ბირთვიან i7 კომპიუტერზე

		Ntri	Nunkn	LC დათვლა	წრედის ანალიზი	სრული დრო
სტანდარტული <i>PEEC</i>	10 mm მეში	484	1214	0.9 წმ	61.4 წმ	0:01:09
	5 mm მეში	854	2139	1.4 წმ	215.5 წმ	0:03:56
	3 mm მეში	1888	4724	3.9 წმ	1359.9 წმ	0:24:17
ეს მეთოდი	3 mm მეში, 6mm ლაქები	1888	824	6.7 წმ	29.9 წმ	0:00:40

ფიგ. 21-ზე ნაჩვენებია სიხშირული წინაღობის მატრიცის შედარება სტანდარტულ და აღნიშულ მეთოდებს შორის. შედარებიდან ჩანს რომ, მოცემულ სიხშირულ დიაპაზონში ორივე მეთოდი ერთი და იგივე შედეგს იძლევა.

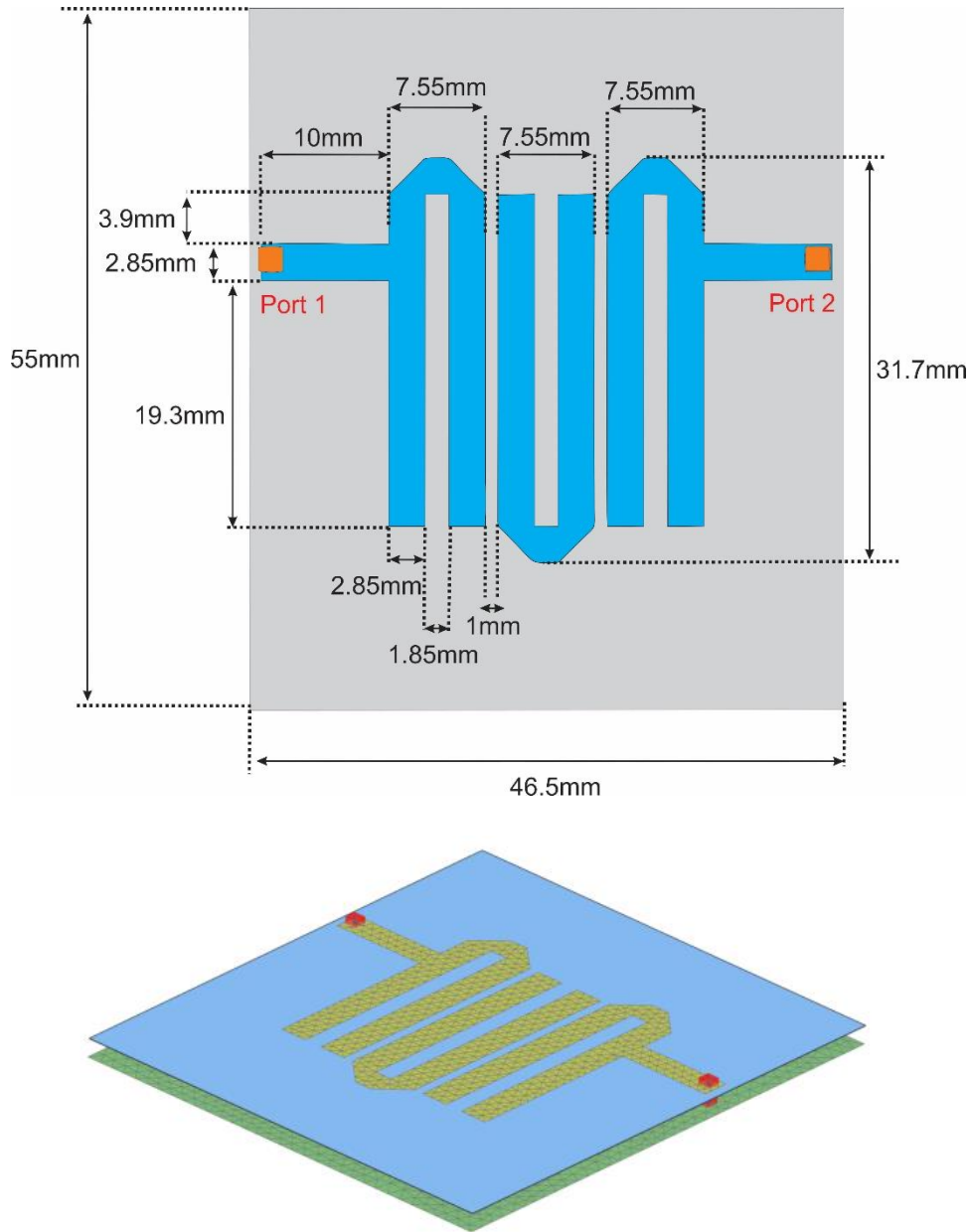
ასევე გავანალიზეთ გამოთვლის დროები, რომლებიც დასჭირდა 300 სიხშირის დათვლას. სტანდარტულ *PEEC* მეთოდში, როცა ვიყენებთ უფრო და უფრო პატარა სამკუთხედებს, ვხედავთ რომ უცნობების რაოდენობა წრედის ანალიზის სტადიაზე იზრდება და შესაბამისად იზრდება გამოთვლის დრო. მაგალითად, 3მმ სამკუთხედების მოდელი გვაძლევს 4724 უცნობს *MNA* მატრიცაში და ოთხ ბირთვიან *i7* კომპიუტერზე ჭირდება 25 წუთი დასათვლელად. მეორეს მხრივ, იგივე 3მმ სამკუთხედებიანი მოდელი რომ დავყოთ ნმმ ლაქებად გაუმჯობესებულ *PEEC* მეთოდში, მივიღებთ 264 უცნობს და სულ რაღაც 6 წამს მთელი სიხშირული დიაპაზონის გამოსათვლელად.



ფიგ. 21. *Z*-პარამეტრების შედარება სტანდარტულ *PEEC* მეთოდსა და აღნიშულ მეთოდს შორის

4.2 შედარება მომენტების (MoM) მეთოდთან და გაზომვებთან

სიზუსტის და ეფექტურობის გასაანალიზებლად, ამ ამოცანაში გამოვიყენეთ სამპოლუსიანი მიკროსტრიპ ფილტრი (იხ. ფიგ. 22).

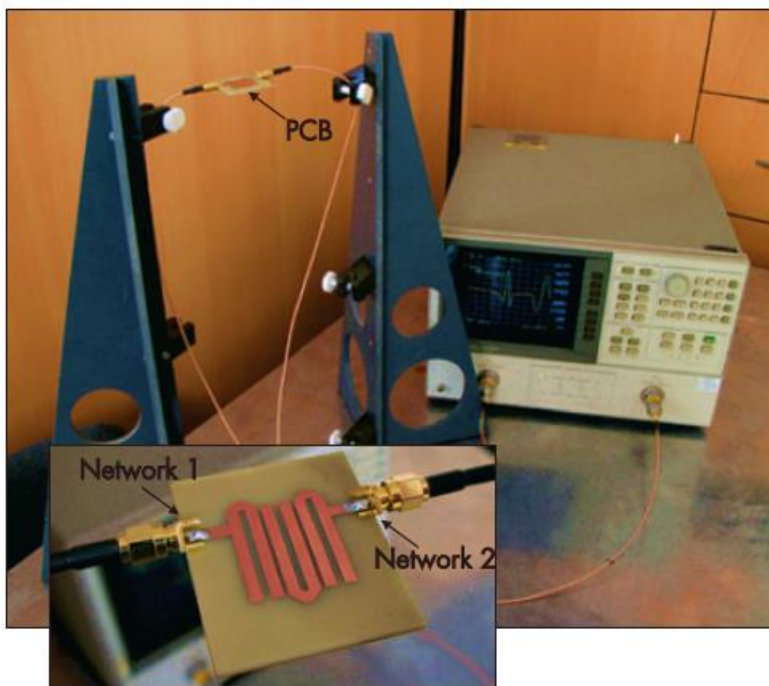


ფიგ. 22. სამპოლუსიანი მიკროსტრიპ ფილტრი, გეომეტრიული პარამეტრები და სამკუთხედებით წარმოდგენილი შესაბამისი მოდელი

TABLE III. ფილტრის პარამეტრები

დიელექტრიკის სისქე	2.0 მმ
დიელექტრიკის დანაკარგები	0.02
დიელექტრიკის შეღწევალობა	4.4
დიელექტრიკის სიგრძე	46.5 მმ
დიელექტრიკის სიგანე	55 მმ
სტრიპლაინის სიგანე	2.85 მმ

აღნიშნული მეთოდით დათვლილი შედეგები შედარებულია სამგანზომილებიან მომენტების მეთოდის *MoM* შედეგებთან [61] და ასევე გაზომვის შედეგებთან (იხ. ფიგ. 23). გაზომვები ჩატარებულია EMCoS - ის კვლევით ლაბორატორიაში.



ფიგ. 23. სამპოლუსიანი მიკროსტრიპ ფილტრი – გაზომვა

დასაკვირვებლად გამოყენებულია ფილტრის მახასიათებლები $1\text{Hz} - 1\text{GHz}$ სიხშირულ დიაპაზონში. ცხრილში TABLE IV. ნაჩვენებია C და L ელემენტების რაოდენობა და გამოთვლის სრული დრო ოთხ ბირთვიან *i7* კომპიუტერზე. როგორც უკვე ავღნიშნეთ, L და C ელემენტების რაოდენობა ჩვენს მოდელში დამოკიდებულია ლაქების რაოდენობაზე და არა სამკუთხედების რაოდენობაზე. ამ მოდელში გვაქვს 4302 სამკუთხედი, რომლის საშუალო ზომა 1.5მმ ია. ასეთი პატარა სამკუთხედები საჭიროა იმისთვის, რომ სტრიპლაინი კარგად იყოს გეომეტრიულად აღწერილი. დაბლა ცხრილში TABLE IV. მოყვანილია LC ელემენტების რიცხვი ამ გეომეტრიის სხავდასხვა ზომის ლაქებად აღწერისას.

TABLE IV. სამპოლუსიანი მიკროსტრიკ ფილტრის PEEC მოდელი

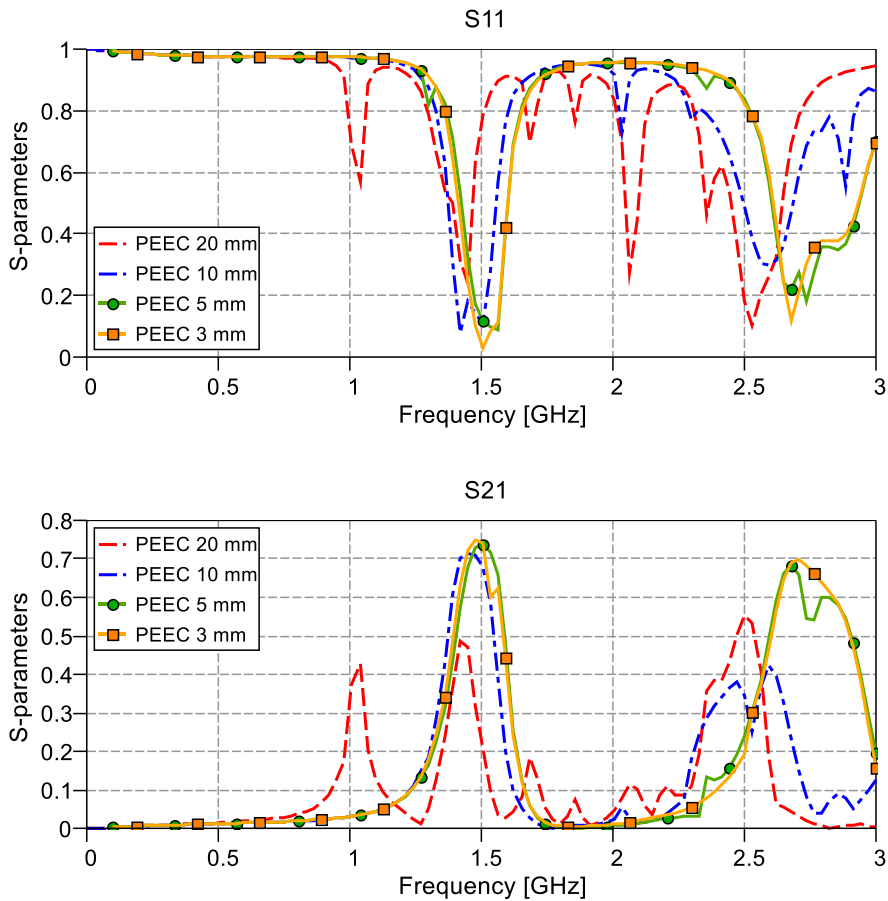
ლაქის ზომა	C ელემენტები	L ელემენტები	გამოთვლის დრო
20 მმ	22	29	0:00:21
10 მმ	46	77	0:00:23
5 მმ	130	261	0:00:28
3 მმ	288	630	0:01:04
2 მმ	629	1448	0:02:36
1 მმ	1787	3588	0:17:22

ჩვენს PEEC გამოთვლებში მეტალური ზედაპირები წარმოდგენილია იდეალური გამტარით (PEC). იმისათვის რომ მოდელში შემოვიტანოთ დიელექტრიკული ფენა, გამოყენებულია უსასრულო ან სასრული თხელი დიელექტრიკული ფენის მიახლოება [58]. PEEC მოდელი 3მმ ზომის ლაქებად დაყოფისას წარმოდგენილია ფიგ. 24-ზე.



ფიგ. 24. 3მმ ლაქებიანი PEEC მოდელი, ზედა და ქვედა შრე

ფიგ. 25 ზე წარმოდგენილია არეკვლის S11 და გასვლის S21 პარამეტრები, რომლებიც დათვლილია სხვადასხვა ლაქის ზომით. ჩანს რომ სიზუსტე დამოკიდებულია ამ ლაქის ზომაზე. თუ გვინდა კარგი შედეგები მაღალ სიხშირეზე, საჭიროა გამოვიყენოთ რაც შეიძლება პატარა ლაქა. როგორც შედეგებიდან ჩანს, ამ სიხშირულ დიაპაზონში ეს ზომა არის 3მმ.



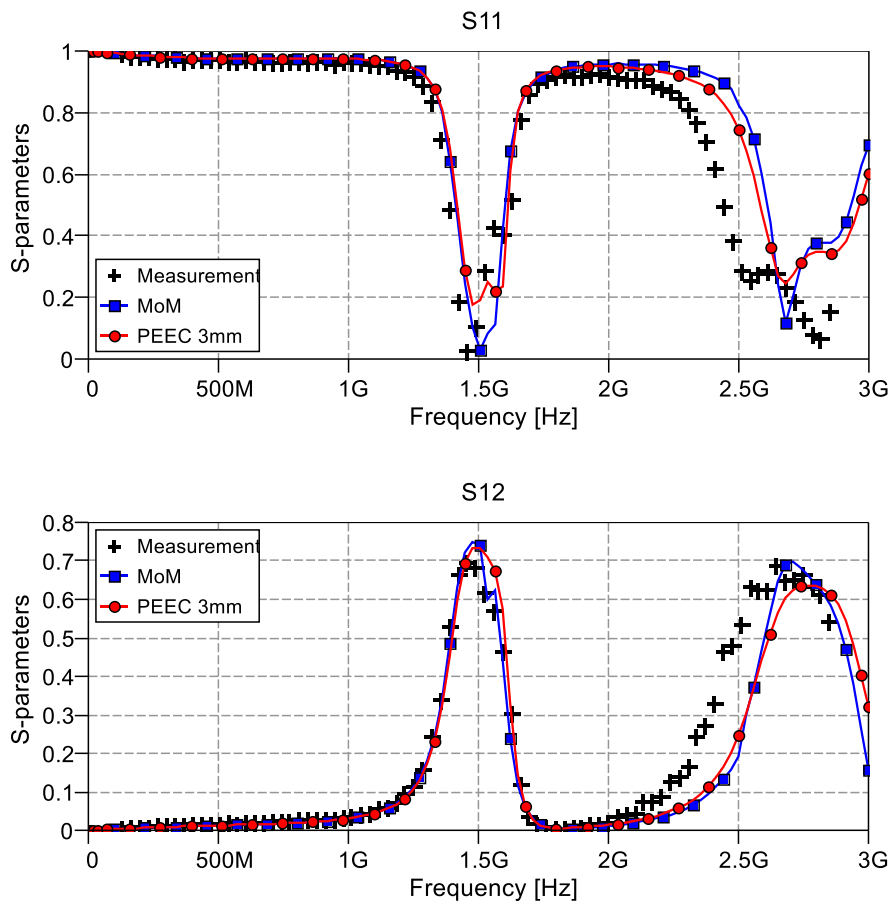
ფიგ. 25. ფილტრის მახასიათებლები: S_{11} და S_{12} . PEEC მოდელის კრებადობა ლაქის სხვადასხვა ზომის დროს, გამოყენებულია 20მმ, 10მმ, 5მმ და 3მმ ლაქები

ფიგ. 26 ზე 3-მმ PEEC მოდელის შედეგები შედარებულია MoM მეთოდის და გაზომვის შედეგებთან. ვხედავთ რომ PEEC ის შედეგები MoM თან ძალიან ახლოსაა, ხოლო გაზომვა ოდნავ შორსაა ორივე მეთოდისგან. ამის მიზეზი არის ის, რომ მოდელს აკლია კონექტორის ეფექტი, რომელიც არაა გათვალისწინებული არც PEEC და არც MoM მოდელში.

ამ ექსპერიმენტში ასევე დავითვალისწინებთ მუხტების და დენების განაწილება და გამოსხივებული ელექტრული და მაგნიტური ველი. ფიგ. 27-ზე წარმოდგენილია მათი რეზონანსული მნიშვნელობები 1.5GHz სიხშირეზე, ხოლო მათი განსხვავება MoM მეთოდთან წარმოდგენილია ფიგ. 28-ზე. ვხედავთ რომ დენების და მუხტების განაწილებაში, და ასევე გამოსხივებულ ველში PEEC მოდელი კარგად ემთხვევა MoM-ს.

მოდით გავაანალიზოთ გამოთვლის დროები 200 სიხშირული წერტილისთვის. გამოთვლები ჩატარებულია ოთხ ბირთვიან i7 კომპიუტერზე. 1მმ იანი PEEC მოდელისთვისაც კი, სადაც MNA მატრიცის ზომა თითქმის MoM მატრიცის ტოლი უნდა იყოს, PEEC გამოთვლა გაცილებით სწრაფია ვიდრე MoM. ამის მიზეზი კი ისაა, რომ MoM -

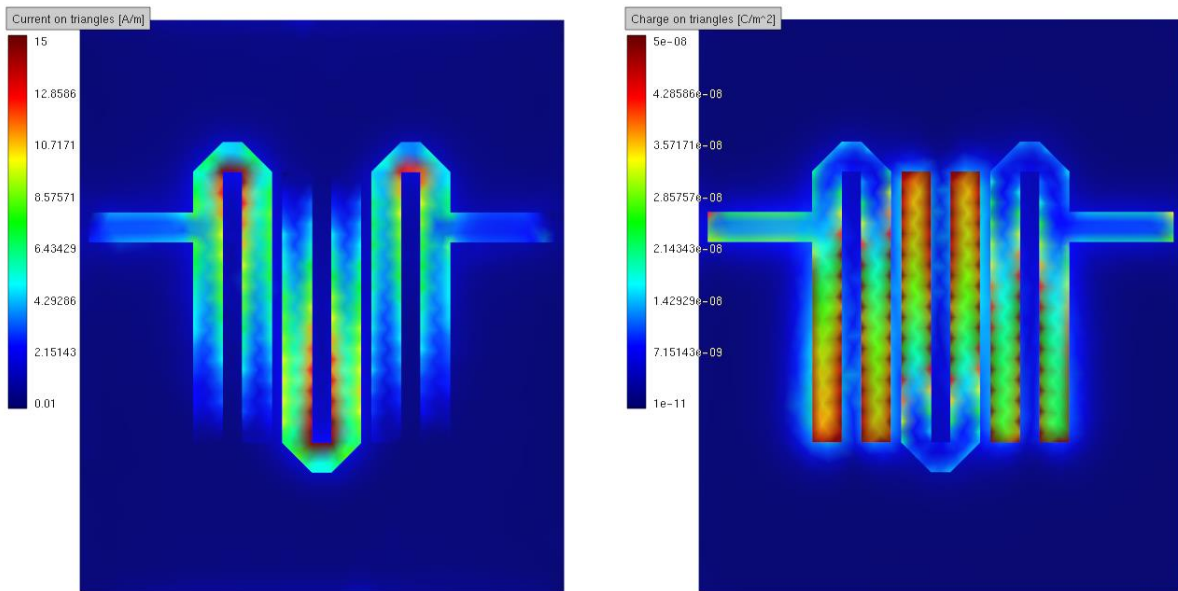
ს ჭირდება ყოველ სიხშირეზე მატრიცული ელემენტების თავიდან გამოთვლა, ხოლო PEEC ამ ელემენტებს ითვლის მარტო ერთხელ და შემდეგ ხდვება მხოლოდ ამ მატრიცის ამოხსნა სხვადასხვა სიხშირის დროს.



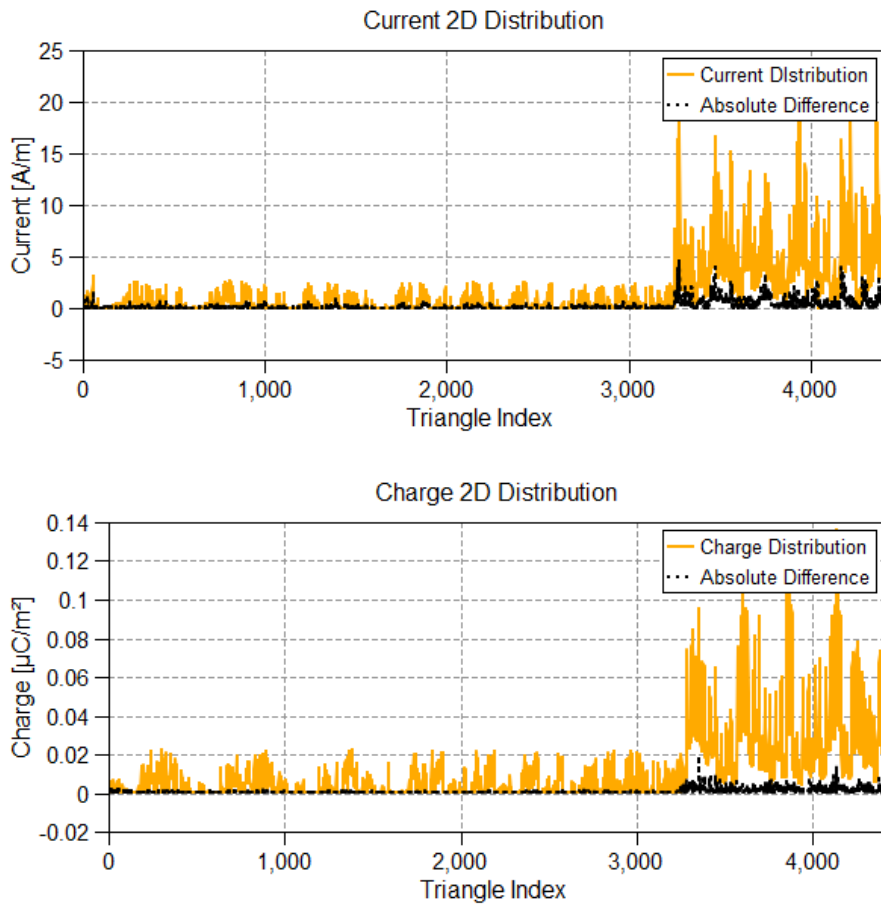
ფიგ. 26. ფილტრის მახასიათებლები S_{11} და S_{12} 100MHz დან 3GHz მდე; შედარება PEEC და MoM მოდელის და გაზომვების შედეგების

TABLE V. PEEC და MoM მოდელის გამოთვლის დრო 200 სიხშირეზე

	PEEC			MoM
	20mm	3mm	1mm	
ლაქის ზომა				
მატრიცის ზომა	55	922	5379	6373
ინდექტივობის დათვლა	0:00:05	0:00:17	0:02:51	-
ტევადობის დათვლა	0:00:10	0:00:14	0:00:15	-
წრედის გამოთვლა	0:00:01	0:00:33	0:14:16	-
სრული დრო	0:00:21	0:01:04	0:17:22	6:27:25



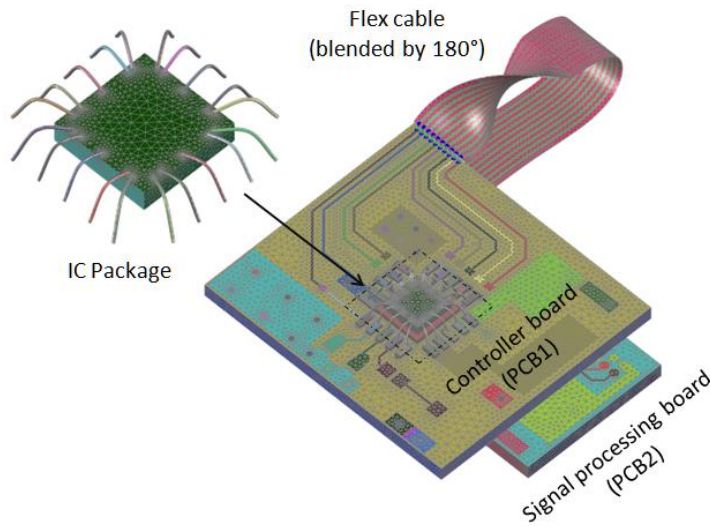
ფიგ . 27. დენების და მუხტების განაწილება



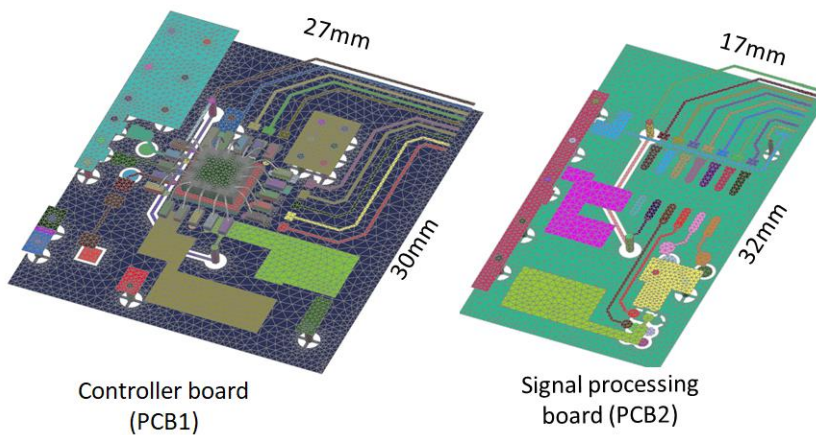
ფიგ . 28. დენების და მუხტების შედარება MoM თან

4.3 PCB/IC/Flex სისტემის სიმულაცია

აღწერილი მეთოდის გამოყენებითობის და სიზუსტის საჩვენებლად ჩავატარეთ კიდევ ერთი ექსპერიმენტი და დავითვალეთ მოდელი, სადაც კონტროლერი და პროცესორი ერთმანეთთან შეერთებულია დრეკადი *FLEX* კაბელის საშუალებით. მეტალები განხილულია როგორც იდეალურად გამტარი მეტალები (*PEC*). *FLEX* კაბელის სისქეა 0.1მმ და მასში გადის 0.25მმ სიგანის ბრტყელი გამტარები. გამტარებს შორის მანძილი 0.35მმ ია. *FLEX* კაბელის იზოლაციის ფარდობითი დიელექტრიკული შეღწევადობა არის 2.7. კონტროლერი და პროცესორი დაბეჭდილია 1.57მმ სისქის დიელექტრიკზე, რომლის დიელექტრიკული შეღწევადობაა 4.4. შესაბამისი მოდელი ნაჩვენებია ნახაზებზე ფიგ. 29 და ფიგ. 30.



ფიგ. 29. *PCB/IC/Flex* მოდელი

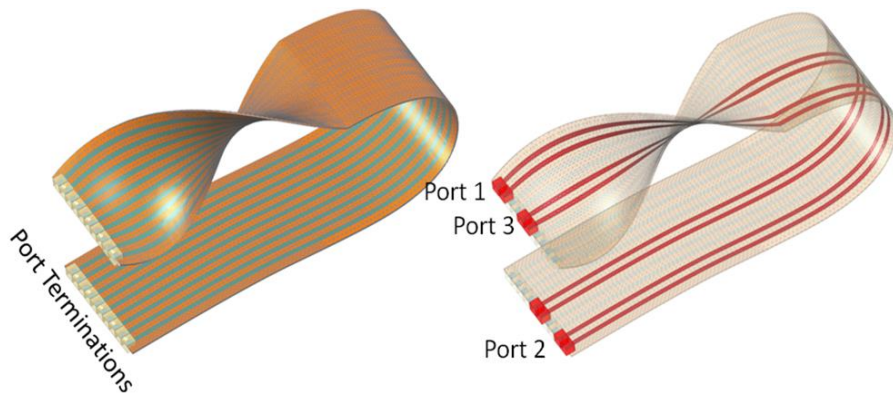


ფიგ. 30. კონტროლერი და პროცესორი

გამოთვლები ჩატარდა სამ ეტაპად: 1 - მარტო FLEX კაბელის სიმულაცია, 2 - მთელი სისტემის სიმულაცია დიელექტრიკის გარეშე და 3 - სრული სისტემის დათლა დიელექტრიკების გათვალისწინებით. შესადარებლად გამოყენებულია მომენტების მეთოდი (MOM) [61].

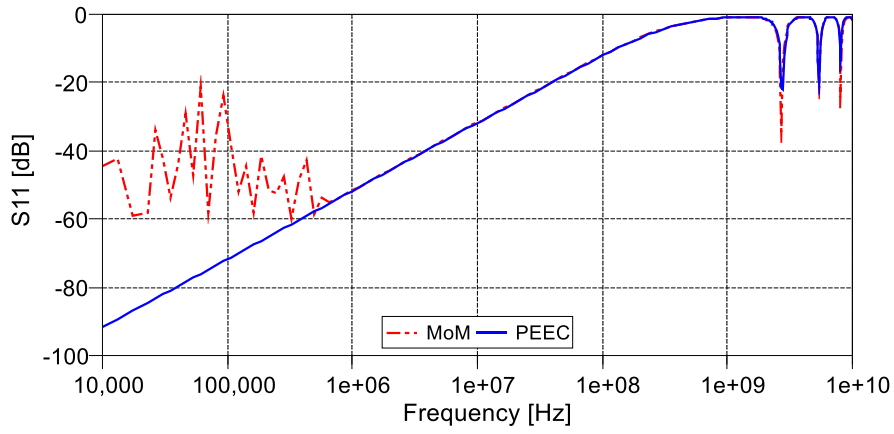
4.3.1 Flex კაბელის მოდელირება

ამ ექსპერიმენტში დათვლილია პორტების ამოცანა. 50 ომიანი პორტები დასმულია ყოველ გამტარს შორის და დათვლილია არეკვლის S მატრიცა. მოდელი ნაჩვენებია შემდეგ ფიგურაზე - ფიგ. 31.

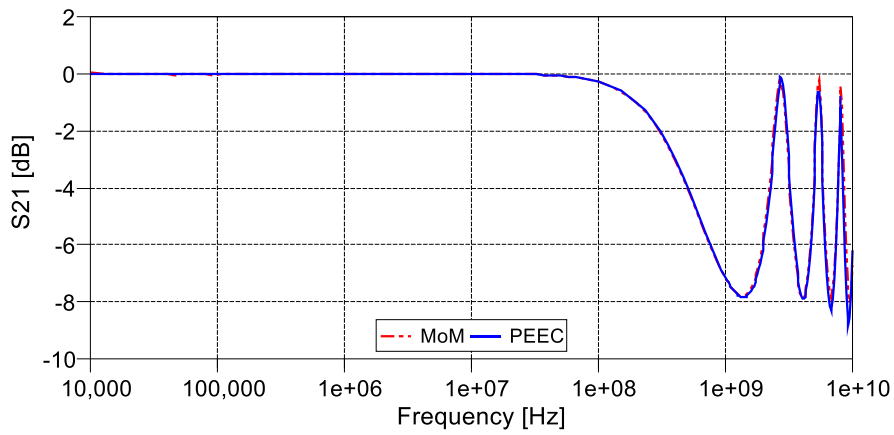


ფიგ. 31. Flex კაბელის მოდელი, რომელიც წარმოდგენილია 36400 სამკუთხედით. სამკუთხედის საშუალო ზომა არის 0.3მმ. ექვივალენტური PEEC მოდელი დაყოფილია 3მმ ლაქებად და მოიცავს 149 ინდუქტივობას და 159 ტევადობის ელემენტს

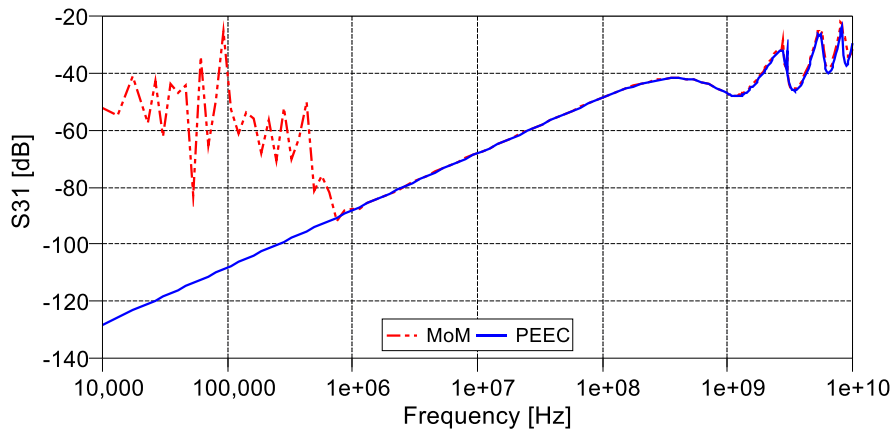
შედარების მიხედვით ჩანს, რომ PEEC ის შედეგები ძალიან ახლოს არის MoM-ის შედეგებთან 1MHz - 10GHz ფარგლებში. ხოლო 1MHz ის ქვევით MoM ში გვაქვს არასტაბილური შედეგები, რაც ცნობილია როგორც MoM მეთოდის დაბალსიხშირული პრობლემა. თუმცა ვხედავთ რომ დაბალ სიხშირეზე PEEC მეთოდს მსგავსი პრობლემები არა აქვს და შედეგები სიხშირესთან ერთად წრფივად მიდის ნულისკენ.



ფიგ. 32. Flex კაბელი, S_{11} პარამეტრი 10KHz - 10GHz სიხშირულ დიაპაზონში



ფიგ. 33. Flex კაბელი, S_{21} პარამეტრი 10KHz - 10GHz სიხშირულ დიაპაზონში

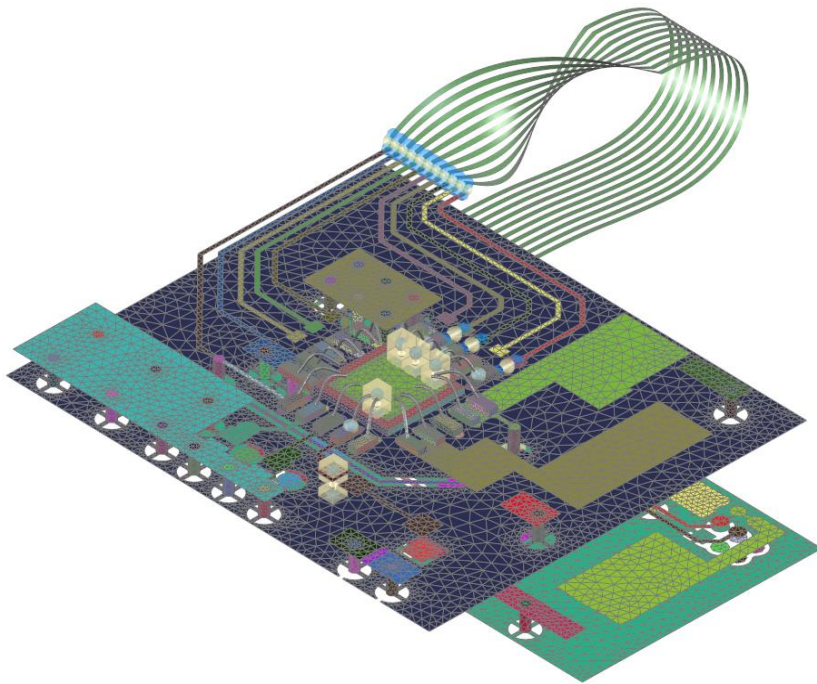


ფიგ. 34. Flex კაბელი, S_{31} პარამეტრი 10KHz - 10GHz სიხშირულ დიაპაზონში

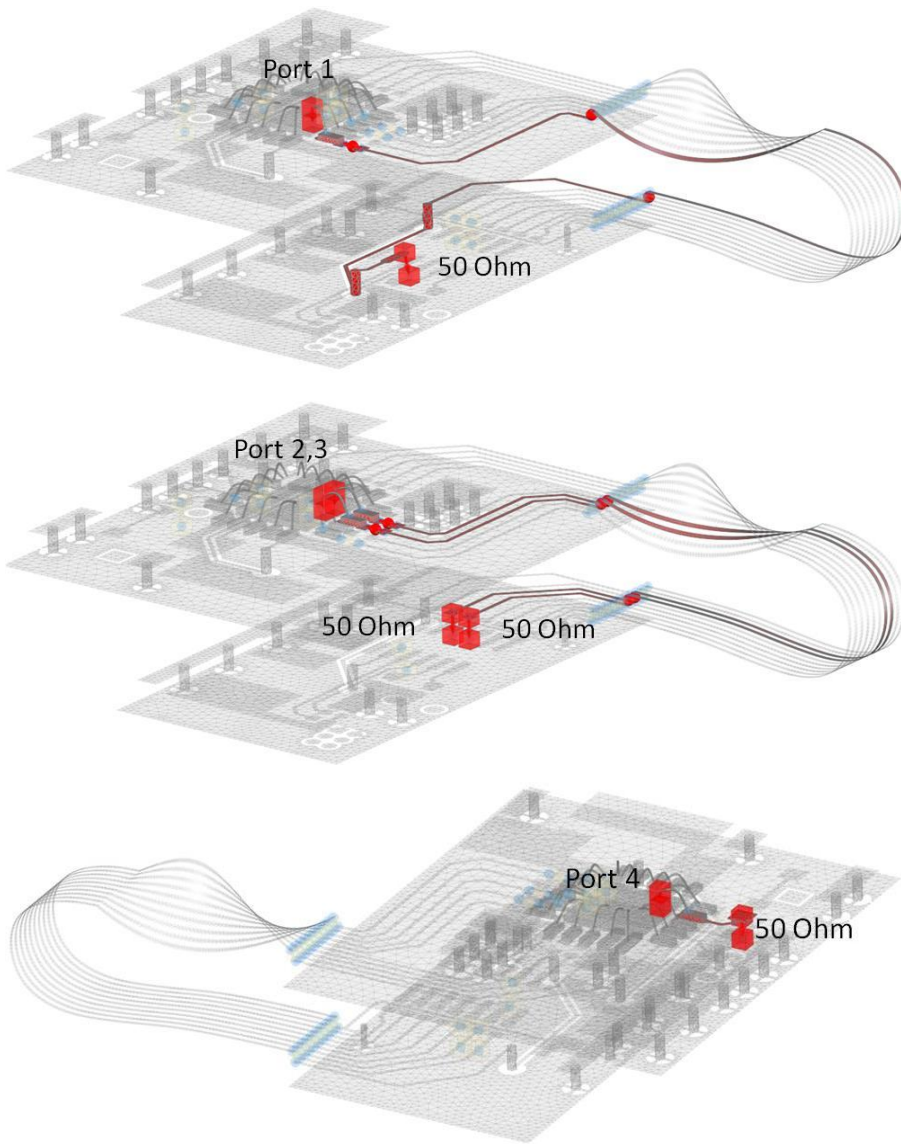
4.3.2 სრული სისტემის მოდელირება დიელექტრიკების გარეშე

ამ რიცხვით ექსპერიმენტში გამოყენებულია სრული სისტემა დიელექტრიკების გარეშე. მოდელი ნაჩვენებია ფიგ. 35 ზე. მიცროპროცესორის ფეხებზე გვაქვს დასმული 50 ომიანი პორტები, რომლებიც ბოლოვდებიან 50 ომიანი წინაღობით შესაბამისი გამტარი ბილიკების ბოლოს. პორტები და შესაბამისი გამტარი ბილიკები ნაჩვენებია ფიგ. 36 ზე. ყველაზე გრძელი ბილიკი აქვს პირველ პორტს, მე2 და მე3 პორტებში სიგნალები ერთი ზომის გზას გადიან, ხოლო მე4 პორტი არის ყველაზე მოკლე ბილიკით დაბოლოებული.

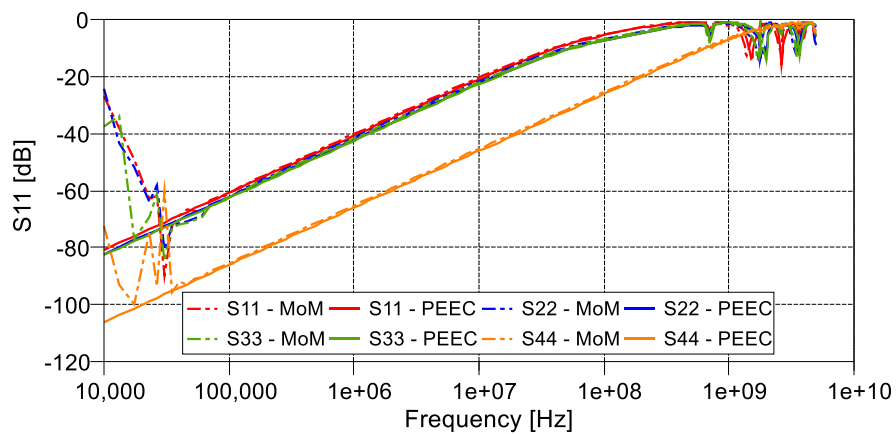
PEEC მოდელი წარმოდგენილია 5მმ ლაქით, რაც გულისხმობს 366 ინდუქტივობის და 372 ტევადობის ელემენტების გამოყენებას ექვივალენტურ წრედში. შედეგები წარმოდგენილია შემდეგ ფიგურებზე: ფიგ. 37. აჩვენებს, რომ 50KHz ის ზემოთ *PEEC* შედეგები ძალიანა ახლოსაა *MoM*-ის შედეგებთან, ხოლო 50KHz ის დაბლა *PEEC* მოდელს არა აქვს დაბალსიხშირული არასტაბილურობა.



ფიგ. 35. სიმულაციის მოდელი დიელექტრიკების გარეშე, რომელიც შედგება 35914 სამკუთედისგან. *PEEC* მოდელი წარმოდგენილია 5მმ ლაქით, რაც გულისხმობს 366 ინდუქტივობის და 372 ტევადობის ელემენტების გამოყენებას ექვივალენტურ წრედში.



ფიგ. 36. პორტები და შესაბამისი ბილიკები.



ფიგ. 37. შედეგების შედარება (წყვეტილი - MoM, სრული ხაზი - PEEC)

ასევე, როგორც მოველოდით S22 და S33 არის ერთნაირი, იმიტომ რომ მათი ბილიკების სიგრძეები ერთმანეთის ტოლია. S44 არის ძალიან დაბალი, იმიტომ რომ ეს მე4 პორტი თითქმის გამოსასვლელშივე მოკლდება და სიგრძე თითქმის არა აქვს. ხოლო ყველაზე გრძელ ბილიკს შესაბამისად S11 აქვს ყველაზე დიდი.

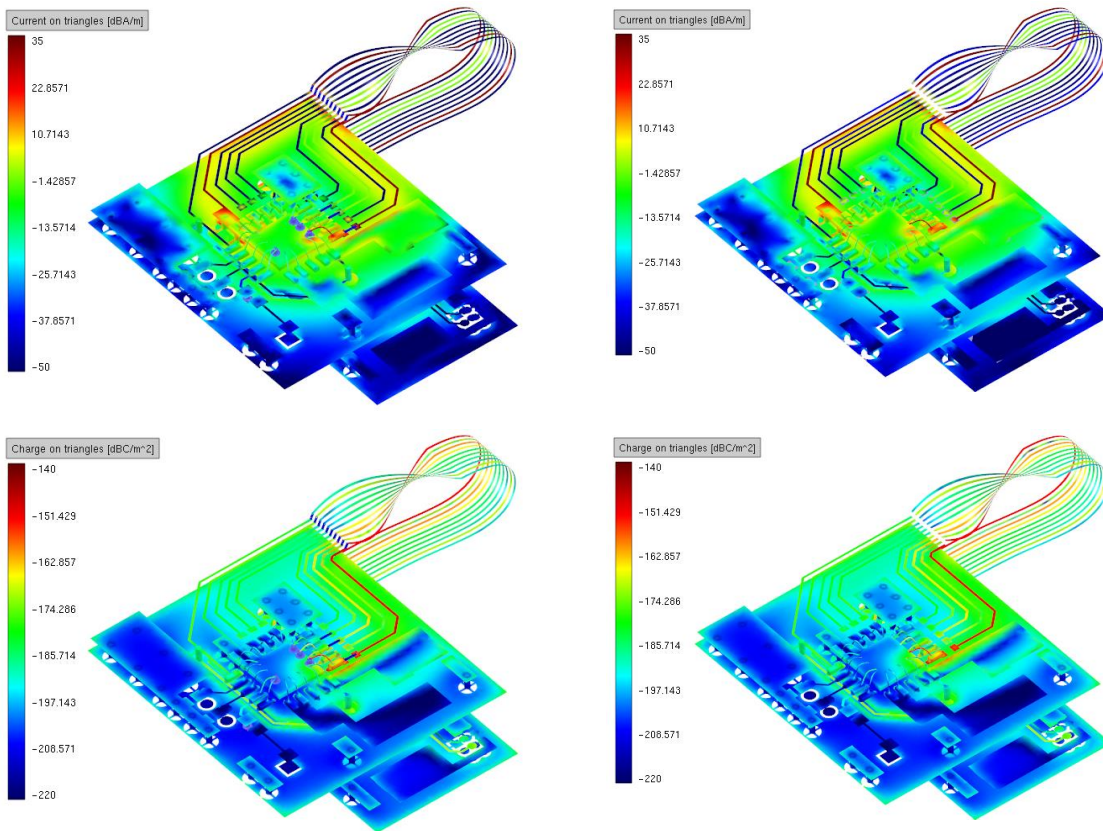
დენების და მუხტების განაწილება წარმოდგენილია ფიგ. 38 სურათზე. ასევე დათვლილი და შედარებული გვაქვს ელექტრული და მაგნიტური ველები მოდელის ირგვლივ ფიგ. 39. შედარებიდან ჩანს, რომ დენები, მუხტები და ველებიც ძალიან ახლოს არიან MoM ის შედეგებთან.

ქვემოთ წარმოდგენილ ცხრილში TABLE VI. ნაჩვენებია დათვლის დროები 60 ბირთვიან Intel(R) Xeon(R) 2.5GHz კომპიუტერზე.

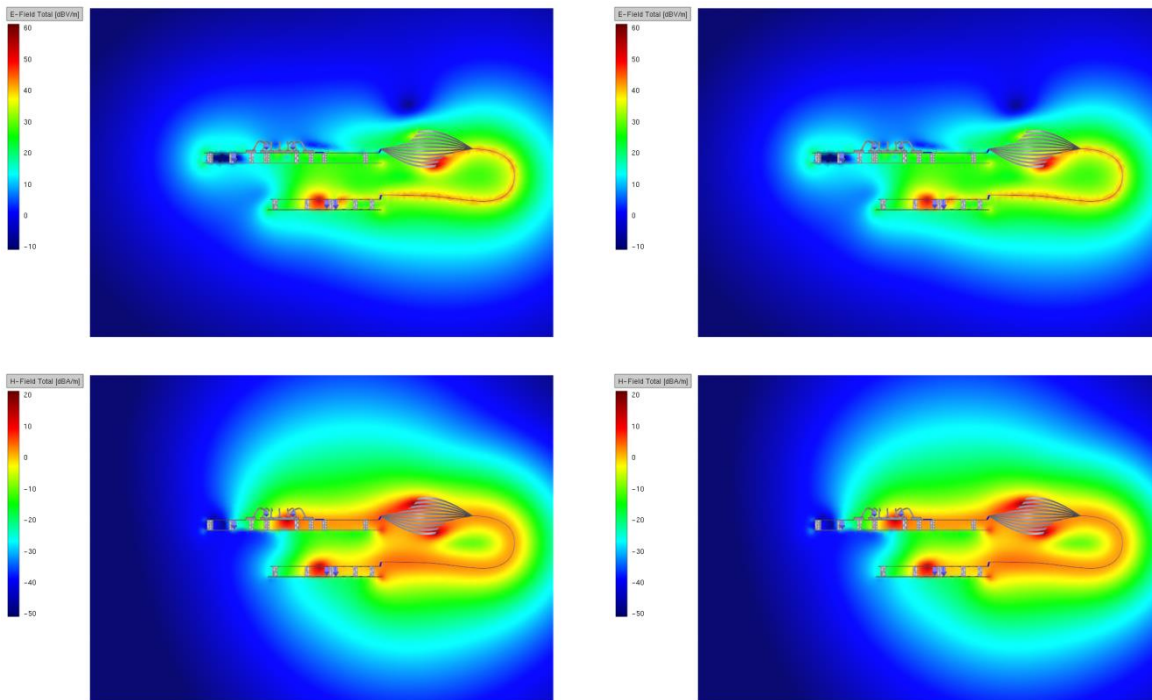
TABLE VI. PCB/IC/FLEX სისტემის PEEC ით დათვლის დრო (დეელექტრიკის გარეშე)

	უცნობები	მეხსიერება[MB]	დრო
ინდუქტივობის დათვლა	15,053	3,457.532	00:06:05
ტევადობის დათვლა	35,914	9,840.51	00:03:17
წრედის გამოთვლა	727	--	00:01:03
სრული დრო			0:10:57

PEEC მოდელის დათვლის სრული დრო არის 11 წუთზე ნაკლები, როცა MoM ს დაჭირდა 22 საათი 157 სიხშირის გამოსათვლელად. რაც ძალიან კარგი წარმადობაა ასეთი ტიპის ამოცანებისთვის.



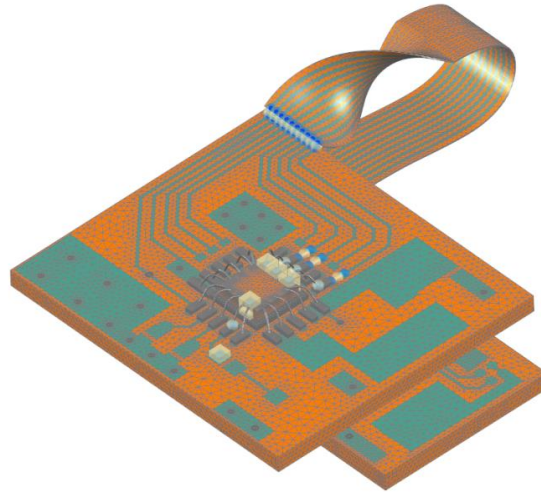
ფიგ. 38. დენების (ზევით) და მუხტების (ქვევით) განაწილება 5MHz სიხშირეზე, მარცხნივ - *MoM*, მარჯვნივ - *PEEC*



ფიგ. 39. ელექტრული (ზევით) და მაგნიტური (ქვევით) ველების განაწილება 5MHz სიხშირეზე, მარცხნივ - *MoM*, მარჯვნივ - *PEEC*

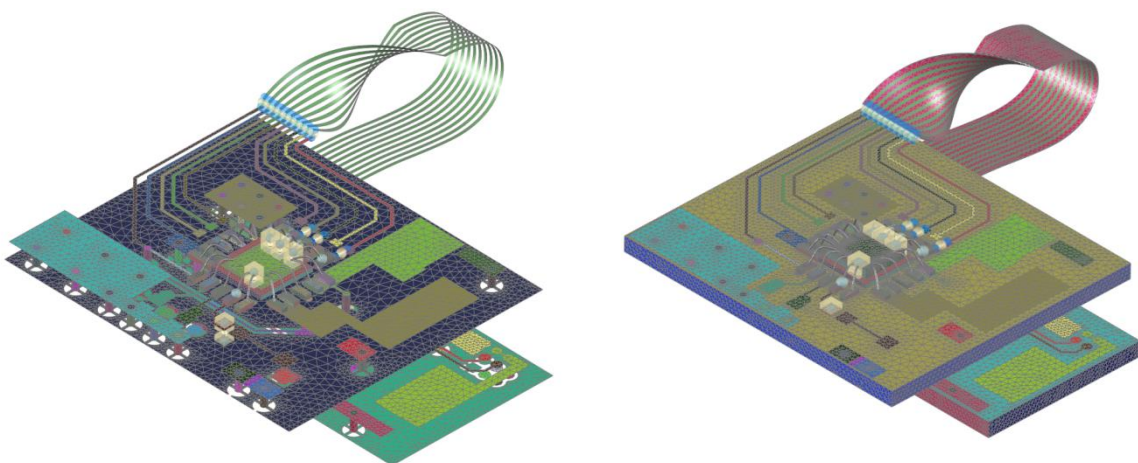
4.3.3 სრული სისტემის დათვლა დიელექტრიკების გათვალისწინებით

ბოლო ექსპერიმენტში დავითვალეთ სრული მოდელი დიელექტრიკების გათვალისწინებით.



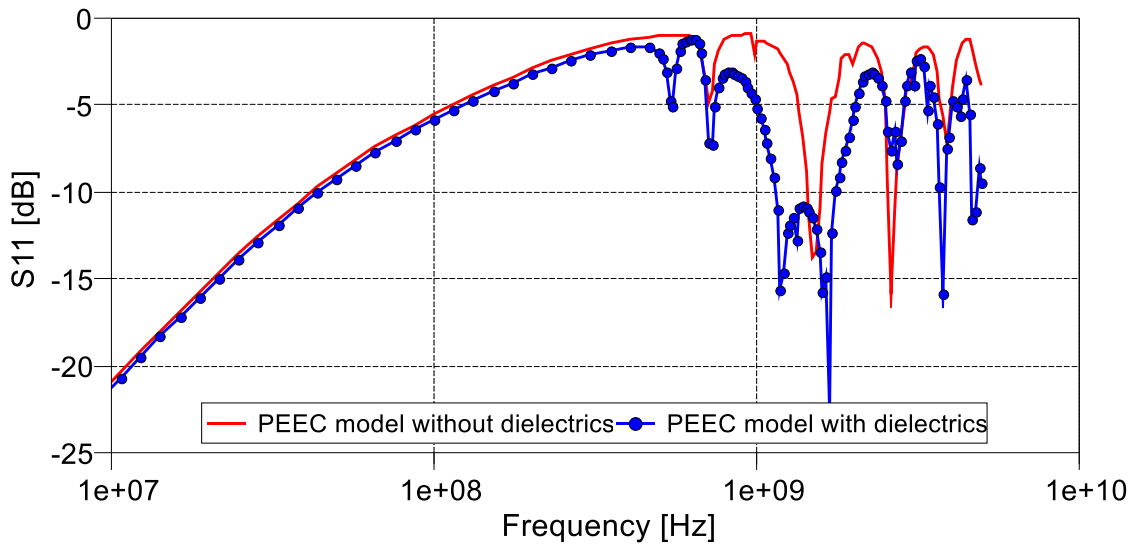
ფიგ. 40. სიმულაციის მოდელი, შედგება 62857 სამკუთხედისგან.

მოდელირება ჩატარდა ზუსტად იგივე პრინციპით, რაც აღწერილია წინა თავში. აქაც გვაქვს პორტები და ვითვლით არეკვლის S მატრიცას. დიელექტრიკის მოდელში შემოტანა მოქმედებს მხოლოდ ტევადობის C მატრიცის დათვლაზე და შესაბამისად შეგვიძლია ეს დიელექტრიკი ამოვიდოთ ინდუქტივობების დათვლის მოდელიდან, რაც აგვარიდებს ზედმეტი ინტეგრალების გამოთვლას და შესაბამისად დაასწრაფებს გამოთვლის დროს.



ფიგ. 41. ინდუქტივობის (მარცხენა) და ტევადობის (მარჯვნივ) დასათვლელი მოდელები

დიელექტრიკების გათვალისწინებით ეს მოდელი *MoM* ისთვის ძალიან მძიმე გამოვიდა და ჭირდებოდა დაახლოებით ~3 საათი ერთ სიხშირის დასათვლელად, შესაბამისად *MoM* გამოთვლები ამ მოდელისთვის არ ჩაგვიტარებია, თუმცა 175 სიხშირის დასათვლელად სავარაუდოდ მას 22 დღე და ღამე დაჭირდებოდა. გასაანალიზებლად *PEEC*-ით მიღებული შედეგები შევადარეთ წინა თავში მოყვანილ მოდელს, სადაც დიელექტრიკები არ გვქონდა გათვალისწინებული. შედეგების შედარება წარმოდგენილია ნახაზზე- ფიგ. 42.



ფიგ. 42. შედარება - *PEEC* მოდელის შედეგები დიელექტრიკით და დიელექტრიკის გარეშე

როგორც ველოდით, დიელექტრიკმა იმოქმედა მხოლოდ ტევადობის დათვლაზე, ხოლო დანარჩენი დროები დარჩა იგივე. დათვლის დროები შეგიძლიათ იხილოთ შემდეგ ცხრილში:

TABLE VII. PCB/IC/FLEX სისტემის *PEEC* ით დათვლის დრო (დიელექტრიკის გათვალისწინებით)

	უცნობები	მეხსიერება[MB]	დრო
ინდექტივობის დათვლა	15,053	3,457.532	00:06:07
ტევადობის დათვლა	87,080	57,853.137	00:38:24
წრედის გამოთვლა	727	--	00:01:25
სრული დრო			00:46:16

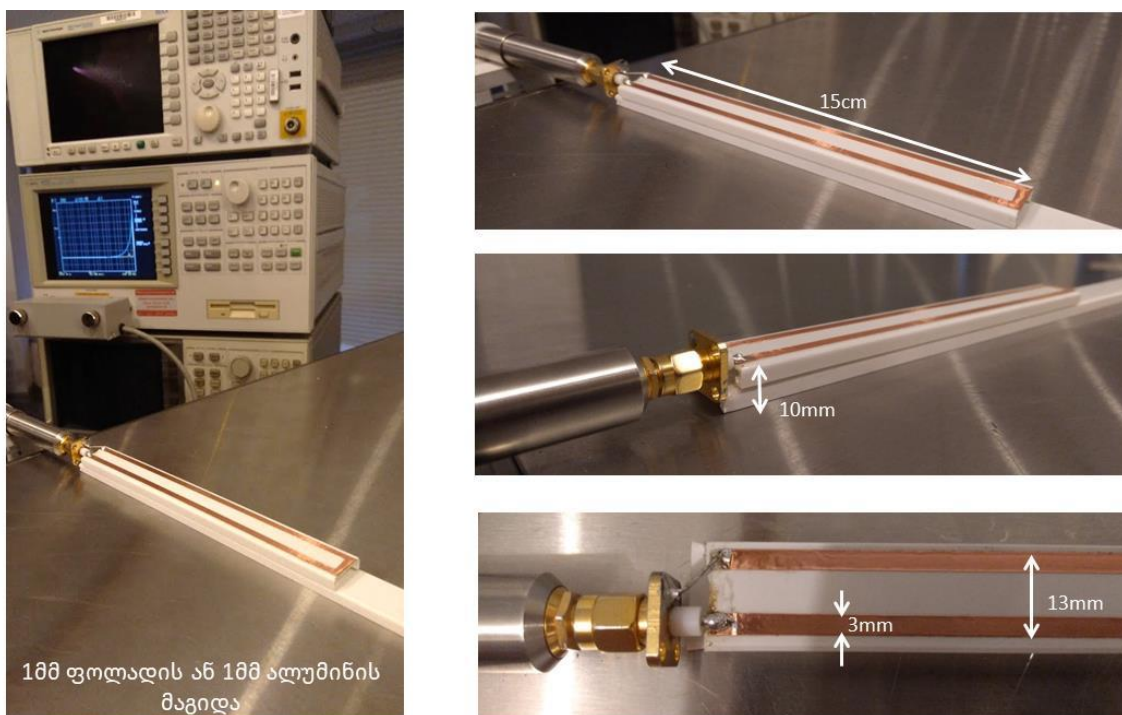
ეს გამოთვლებიც ამტკიცებს, რომ აღნიშნული მეთოდი ძალიან ეფექტურია დაბეჭდილი დაფების გამოსათვლელად, იძლევა კარგ შედეგებს და ამ შედეგების

დათვლას *MoM* თან შედარებით ანდომებს ძალიან ცოტა დროს (46 წუთი 22 დღეღამის წინააღმდეგ).

4.4 სიახლოვის და მასალის ეფექტები

ამ თავში გვინდა გავაანაზილოთ სხვადასხვა მასალის და სიახლოვის ეფექტები და დავაკვირდეთ რამდენად ზუსტად აღწერს ამ ეფექტებს წარმოდგენილი მეთოდი. როგორც წინა თავებში ავღნიშნეთ, დანაკარგებიან მასალებისთვის ჩვენ ვიყენებთ ლეონტოვიჩის სასაზღვრო პირობებს. ტესტირებისთვის და კვლევისთვის გამოთვლები და გაზომვები ჩავატარეთ სპილენძის მასალაზე და განვიხილეთ სხვადასხვა შემთხვევები.

პირველ შემთხვევაში სპილენძის გამტარის მარყუი მოთავსებულია 1სმ სისქის პლასტმასის მასალაზე, რომელიც თავის მხრივ დევს მეტალის მაგიდაზე. გაზომვა და სქპერიმენტის გეომეტრიული მონაცემები ნაჩვენებია შემდეგ ფოტოებზე.



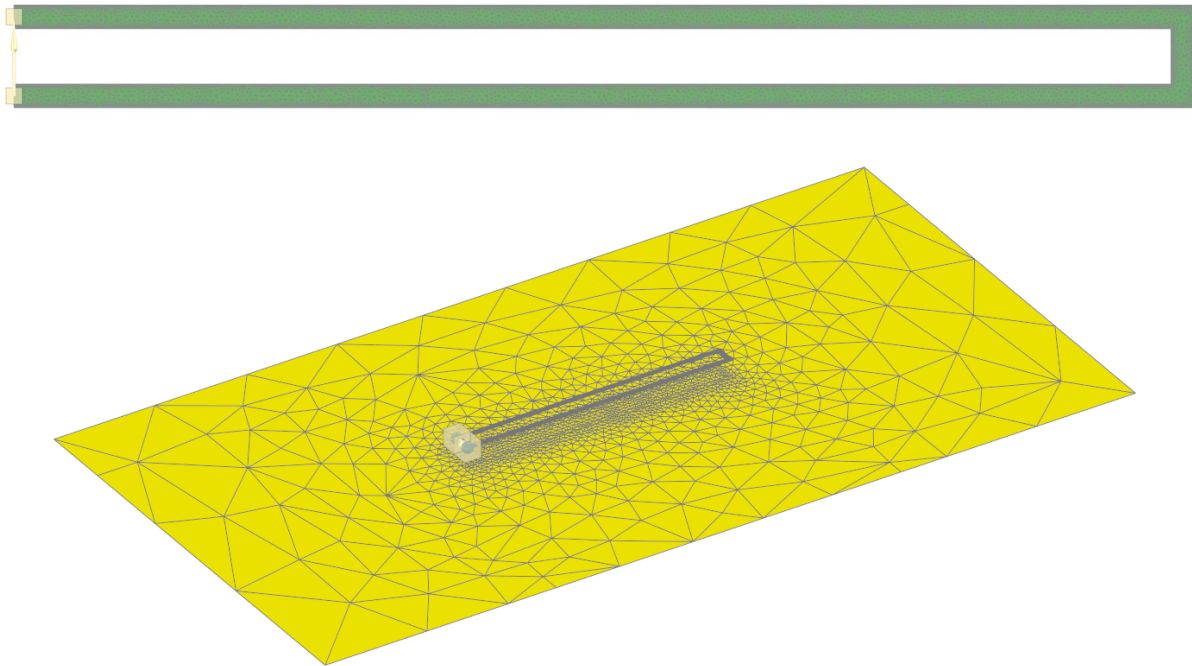
ფიგ . 43. სპილენძის მარყუყის წინააღმდეგ გაზომვა

გაზომვებში გამოყენებულია *Agilent Precision Impedance Analyzer 4294A* (40Hz – 110MHz), რომელიც გამტარზე შეერთებულია SMA კონექტორების საშუალებით. შესაბამისი PEEC მოდელი ნაჩვენებია შემდეგ ფიგურაზე ფიგ. 44.

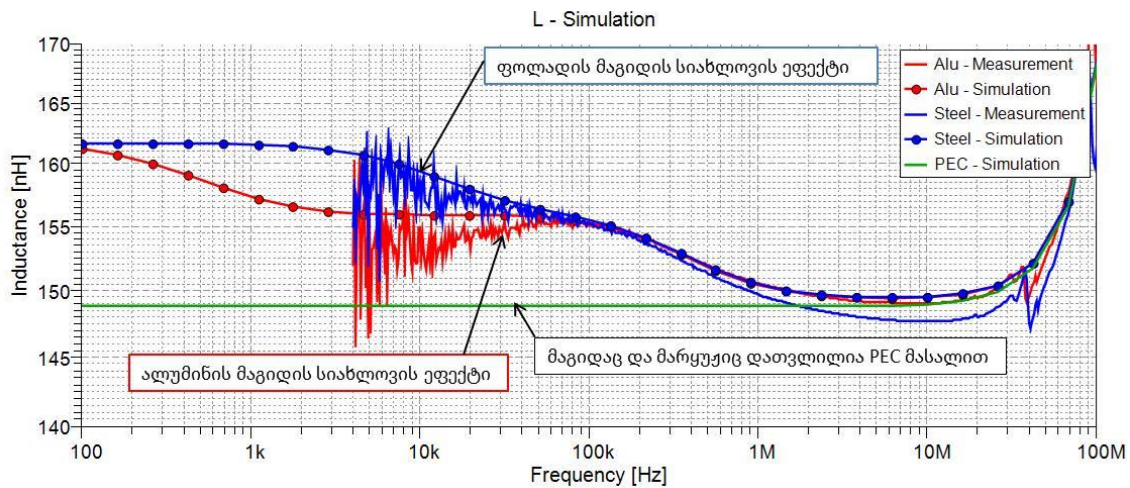
ტვითონ გამტარი წარმოადგენს 35 მიკრომეტრის სისქის სპილენძს, რომლის სიგანე 33მმ ია. მარყუყის სიგრძე 15სმ ია და გამტარებს შორის მანძილი 13მმ. მაგიდისთვის

გამოყენებულია ორი მოდელი: 1მმ ფოლადი $1.45 S/m$ გამტარებლობით და 1მმ ალუმინი $39.6 S/m$ გამტარებლობით.

პირველ რიგში, წინააღმდეგობის წარმოსახვითი ნაწილია გაანალიზებული. აქ ვთვლით რომ $10MHz$ ის ქვემოთ ეს წარმოსახვითი ნაწილი წარმოადგენს ინდუქტივობას, ხოლო $10MHz$ ის ზევით ჩვენ გვაქვს ტევადური ეფექტები.



ფიგ . 44. PEEC გამოთვლითი მოდელი



ფიგ . 45. წინააღმდეგობის წარმოსახვითი ნაწილი

ვხედავთ რომ მარყუმის გაზომილი ინდუქტივობა დაბალ სიხშირეებზე ძალიან განსხვავდება ერთმანეთისგან ალუმინის და ფოლადის მაგიდების შემთხვევაში. ამ

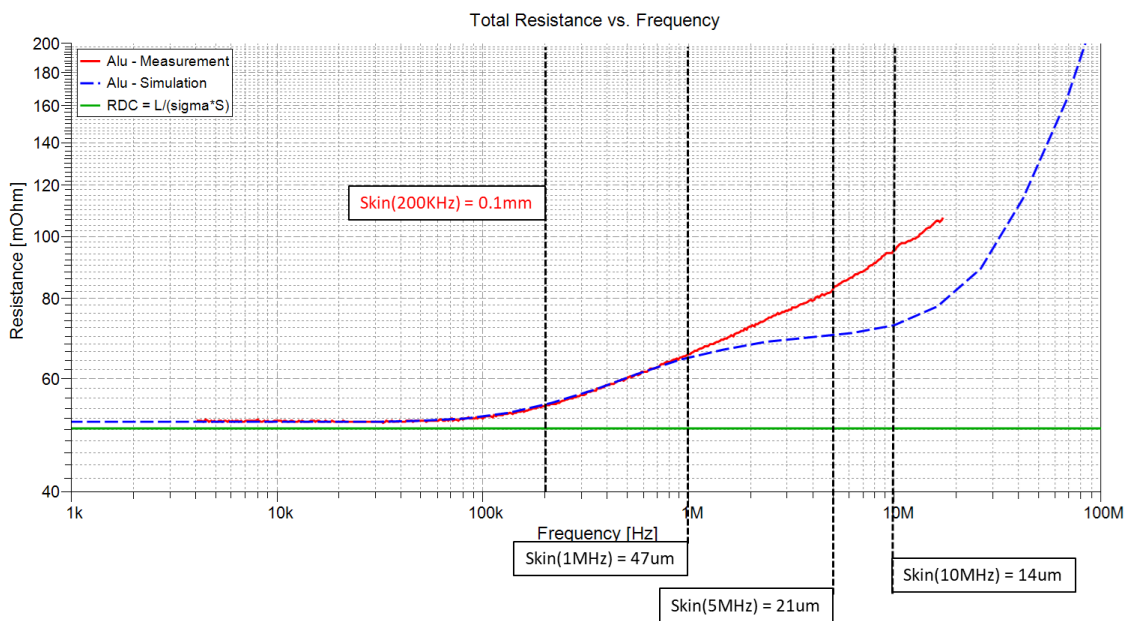
განსხვავების მიზეზი არის ის, რომ ფოლადი ელექტრომაგნიტური ველებისთვის უფრო გამჭვირვალეა დაბალ სიხშირეებზე, ვიდრე ალუმინი. იგივეს ვხედავთ მოდელირებაშიც, სადაც შედეგები ძალიან კარგად ემთხვევა გაზომვებს. ასევე ვხედავთ რომ 100Hz ის დაბლა ალუმინიც და ფოლადიც ორივე ხდება აბსოლუტურად გამჭვირავლე და მათი არსებობა საერთოდ აღარ მოქმედებს შედეგზე. ამის დასამტკიცებლად ჩვენ ჩავატარეთ დამატებითი მოდელირება, სადაც გამტარიც და მაგიდაც ორივე იდეალური გამტარით (PEC) იქნა აღწერილი. ამ შემთხვევაში, მაგიდა არსად არ არის გამჭვირვალე და შესაბამისად წინაღობის წარმოსახვითი ნაწილი მუდმივია 10MHz ის დაბლა მთელს დიაპაზონში.

შედეგები 10MHz ის ზევით ძალიან სწრაფად იზრება, რაც გამოწვეულია ტევადური ეფექტებით.

შემდეგ გრაფიკებში წამოდგებილია იგივე წინაღობის რეალური ნაწილი. აქ ვხედავთ რომ 100KHz ის დაბლა, გაზომილი და გამოთვლილი შედეგები ძალიან ახლოს არის DC წინაღობასთან $R=51$ ომი, რომელიც მარტივი ფორმულით არის გამოყვანილი:

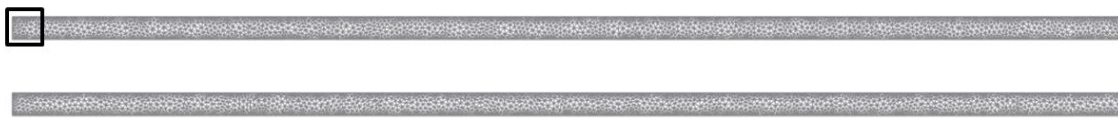
$$R_{DC} = \frac{L}{S\sigma} \quad (4.1)$$

ამ ფორმულაში L არის გამტარის სიგრძე, S გამტარის კვეთის ფართი და σ სპილენძის გამტარებლობა

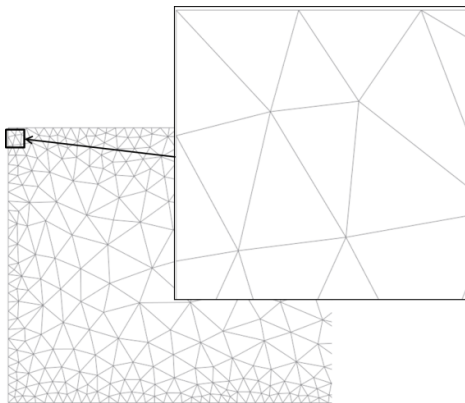


ფიგ . 46. წინაღობის რეალური ნაწილი

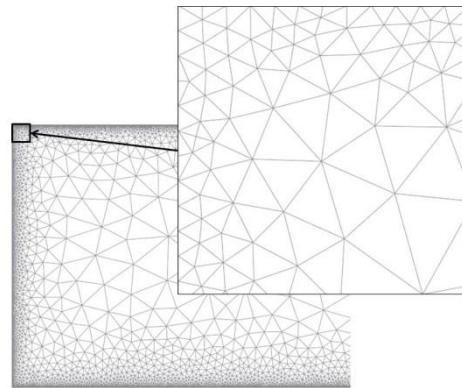
მაღალ სიხშირეზე ჩვენ საკმაოდ დიდ განსხვავებას ვხვდებით გამოთვლებსა და გაზომვებს შორის. ამის მიზეზი სკინ ეფექტია (Skin Effect), რომელიც აკურატულად არ არის აღწერილი გამოთვლებში. ჩვენ ვხვდებით საკმარისად კარგ დამთხვევას 200KHz მდე, სადაც სკინის შრე (Skin Depth) დაახლოებით 0.1მმ ია და ამ სიხშირემდე კარგად აღიწერება ამ მოდელით. თუმცა 200KHz ის ზევით, სკინის შრე ძალიან სრაფად მცირდება და 10MHz ზე ის დაახლოებით 14 მიკრონის ტოლია. ამ დროს დენები პრაქტიკულად მხოლოდ გამტარის კიდეზე გადიან. იმის გამო რომ ამ მოდელში სამკუთხედების ზომა 0.3მმ ია გამტარის კიდეების გაწვრივ, ეს დაყოფა სამწუხაროდ ვერ უზრუნველყოს ასეთი დენების ზუსტ აღწერას. ამისათვის საჭიროა სამკუთხედების მინიმუმ 5 მიკრონამდე შემცირება, თუმცა ასეთ შემთხვევაში ადაპტიური ტრიანგულაციის შემთხვევაშიც კი მივიღებთ ძალიან დიდი რაოდენობის სამკუთხედებს, და შესაბამისად გამოთვლები ძალიან შენელებია.



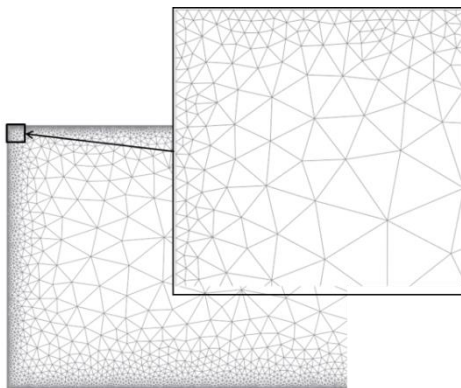
გამტარი. ქვედა ფიგურებზე ნაჩვენებია სამკუთხედები შავი ოთკუთხედის არეში.



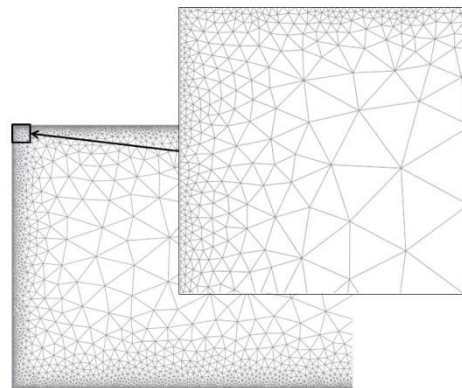
ზომა = 100um, სულ 44,932 სამკუთხედი



ზომა = 20um, სულ 293,422 სამკუთხედი



ზომა = 10um, სულ 494,123 სამკუთხედი



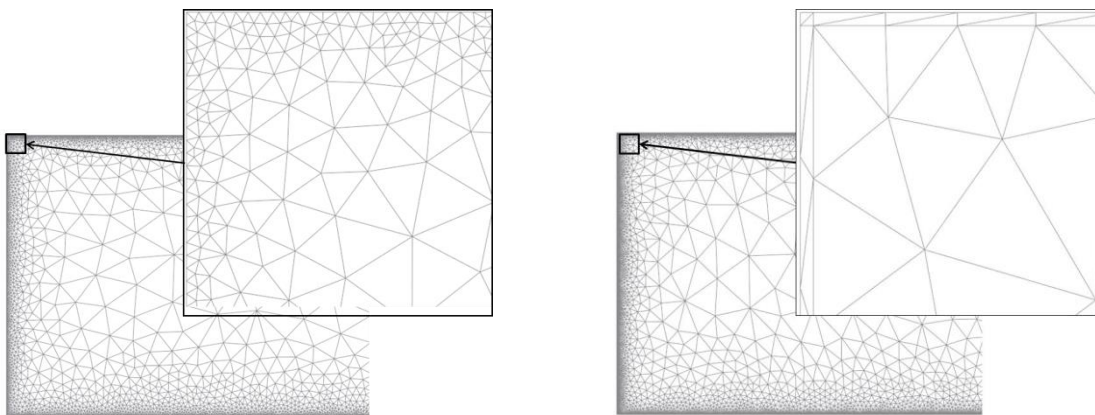
ზომა = 5um, სულ 839, სამკუთხედი

ფიგ. 47. სხვადასხვა ზომის ტრიანგულაცია და შესაბამისი სამკუთხედების

რაოდენობა

ფიგ. 47 ზე წარმოდგენილია გეომეტრია და და შესაბამისი სამკუთხედი 10um, 20um, 10um და 5um ტრიანგულაციის დროს. როგორც ვხედავთ, 5 მიკრონი ტრიანგულაციის დროს, რომელიც ნამდვილად მოგვცემს დენების ზუსტ განაწილებას 30MHz-ზე საჭიროა 840 ათასი სამკუთხედი, რაც ასეთი მარტივი მოდელისთვის ძალიან ბევრია. ამ პრობლემის გადასაჭრელად ჩვენ დავაგენერირეთ 10 მიკრონი სიგანის და 100 მიკრონი სიგრძის გრძელი სამკუთხედი გეომეტრიის კიდეებზე. რათქმუნდა ასეთი „გრძელი და ცუდი“ სამკუთხედი შეიძლება პრობლემური იყოს ინტეგრირებისთვის, თუმცა ამ შემთხვევაში საკმაოდ კარგად აღწერენ კიდის გასწვრივ გამავალ დენებს.

დაბლა ფიგ. 48 ზე ნაჩვენებია 10 მიკრონიანი სამკუთხედით შექმნილი ტრიანგულაცია გამტარის კიდეზე. ერთ შემთხვევაში გამოყენებულია ადაპტიური ტრიანგულაცია, ხოლო მეორეში გრძელი სამკუთხედი. კიდიდან დაშორებით სამკუთხედის ზომა 3მმ ია. ჩვენ ვხედავთ რომ ამ გრძელი სამკუთხედის შემთხვევაში სამკუთხედების რაოდენობა დაახლოებით 8ჯერ ნაკლებია, ვიდრე ადაპტიური ტრიანგულაციის დროს.

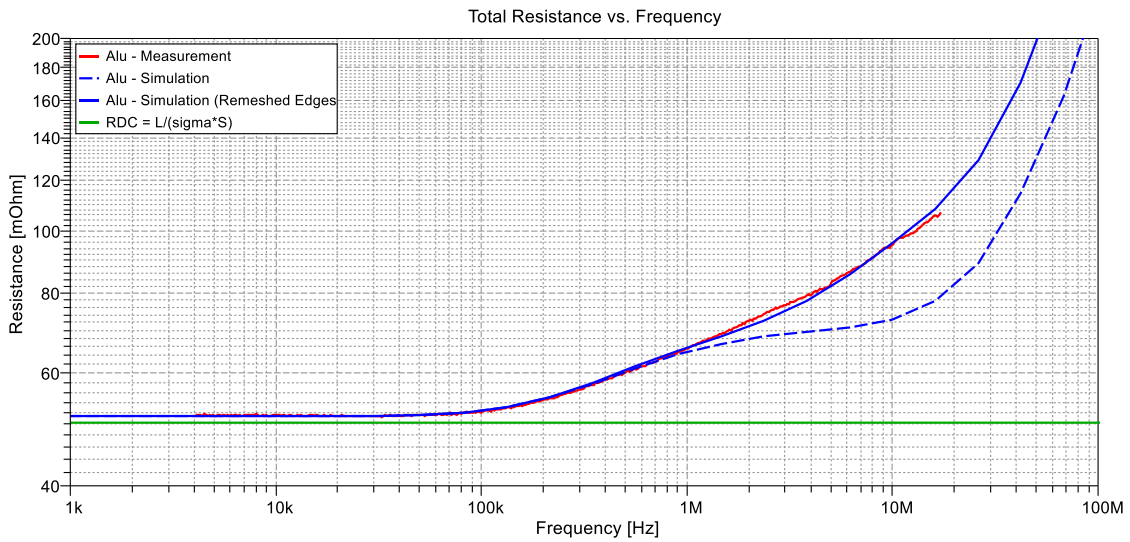


ზომა = 10um, სულ 494,123 სამკუთხედი

ზომა = 10um, სულ 50,800 სამკუთხედი

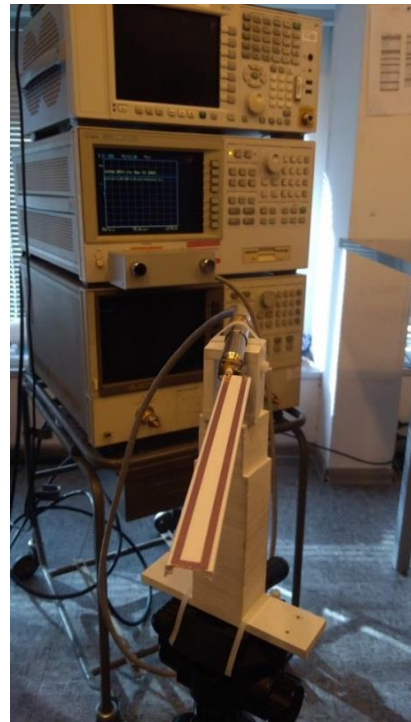
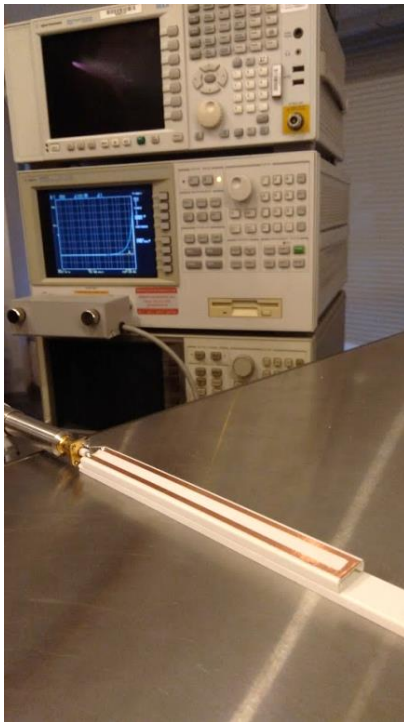
ფიგ. 48. სხვადასხვა ტრიანგულაციის მეთოდი კიდის გასწვრივ.

ფიგ. 49 ში ნაჩვენებია დათვლის შედეგები ზემოთ აღწერილი ტრიანგულაციით. როგორც ვხედავთ ამ შემთხვევაში დათვლის შედეგები უკვე ძალიან კარგად ემთხვევა გაზომვებს.

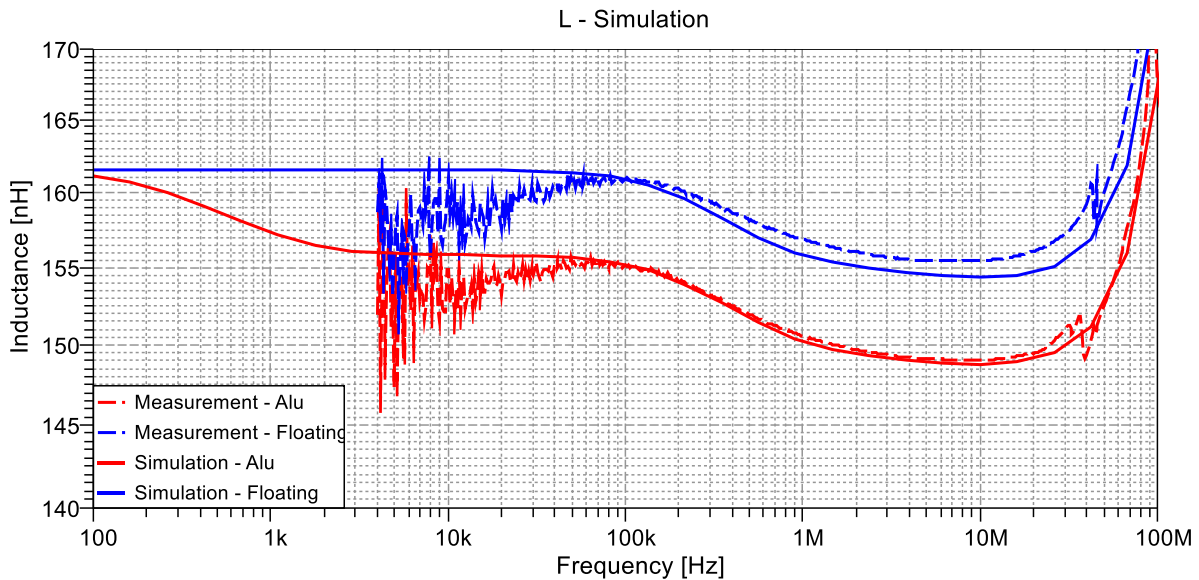


ფიგ. 49. გამტარის წინაღობა ტრიანგულაციის გაუმჯობესების შემდეგ

შემდეგ ექსპერიმენტებში შესწავლილია მაგიდის გამჭვირვალობა 100KHz ის ქვევით. ამისათვის ჩავატარებთ სხვა გაზომვები, სადაც მარყუჟი ავწიეთ მაგიდიდან შედარებით დიდ სიმაღლეზე. ამ გაზომვას დავარქვით „მაგიდიდან მოშორებული“ და შეგიძლიათ მისი ფოტო ნახოთ შემდეგ ფიგურაში ფიგ. 50.



ფიგ. 50. მარყუჟი მაგიდიდან 1სმ სიმაღლეზე (მარცხენა); მარყუჟი მაგიდიდან მოშორებული (მარჯვენა)

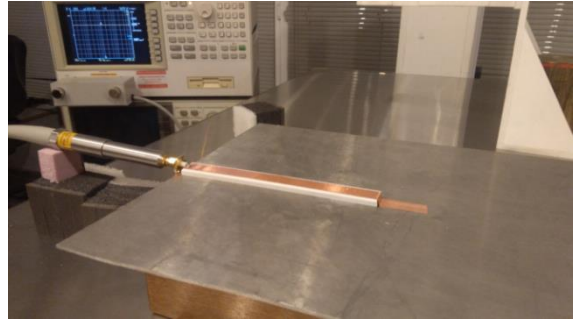
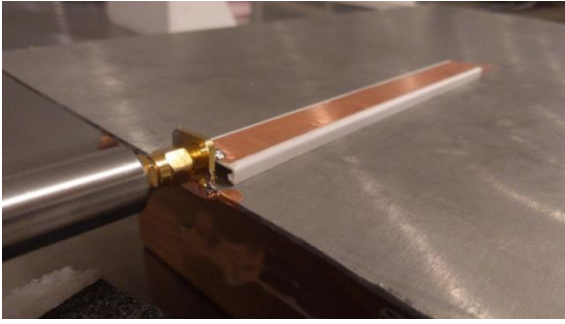


ფიგ. 51. წინაღობის წარმოსახვითი ნაწილი, შედარება მაგიდაზე 1სმ დაშორებულ გამტარსა და მაგიდიდან საერთოდ გაწეულ გამტარს შორის

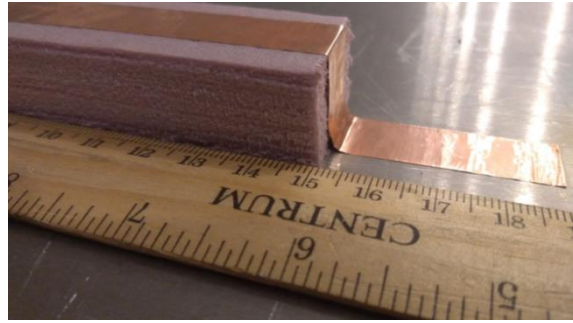
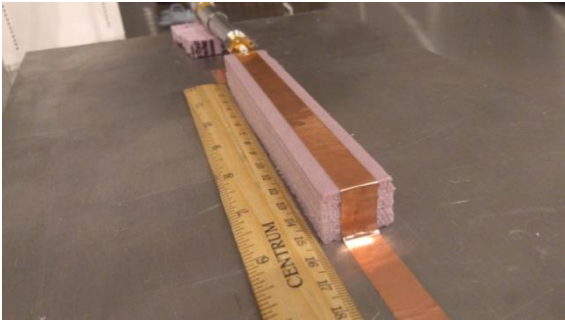
აქ ჩანს რომ ორივე შემთხვევაში გაზომვების და დათვლის შედეგები კარგად ემთხვევიან ერთმანეთს. ასევე ვხედავთ რომ 100Hz ზე ეს შედეგები ერთნაირია მაგიდაზე დადებულ გამტარსა და მისგან მოშორებულ შემთხვევაში. ეს იმის ბრალია, რომ რომ ამ სიხშირეზე მაგიდა აბსოლუტურად გამჭვირვალეა და მისი იქ არსებობა შედეგზე არ მოქმედებს. 10KHz ის მაღლა ვხედავთ რომ მაგიდის არსებობა დაახლოებით 10nH ით ცვლის გამტარის ინდუქტივობას. ამ ეფექტსაც ძალიან კარგად აღწერს გამოთვლითი მოდელი და ემთხვევა გაზომვას.

შემდეგ ექსპერიმენტში გამტარი მაგიდაზეა დამიწებული და ამ შემთხვევაში პორტი დასმულია გამტარის დასაწყისსა და მაგიდას შორის. შესაბამისად დენი უკან ბრუნდება მაგიდის გავლით. გამტარის სიგანე 13მმ ია და სიგრძე 150მმ. გამტარის სიმაღლისთვის სხვადასხვა მნიშვნელობებია შერჩეული: 5მმ, 18მმ და 36 მმ. გაზომვები ნაჩვენებია შემდეგ ფოტოებზე.

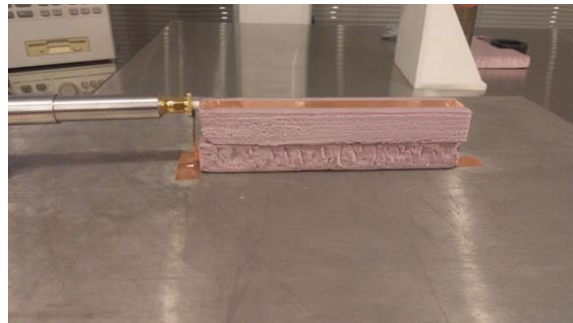
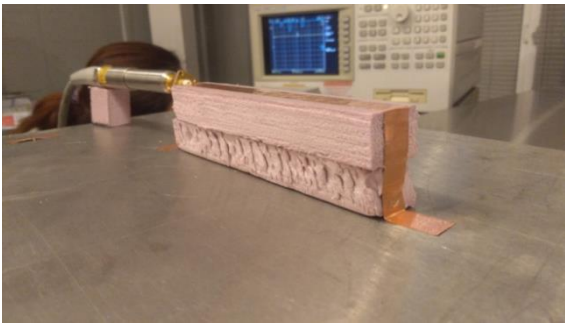
გამოთვლის და გაზომვის შედეგების შედარება ნაჩვენებია 53 და ვხედავთ რომ ისინი აქაც ძალიან კარგად ემთხვევა ერთმანეთს.



სიმაღლე მაგიდასა და გამტარს შორის = 5mm

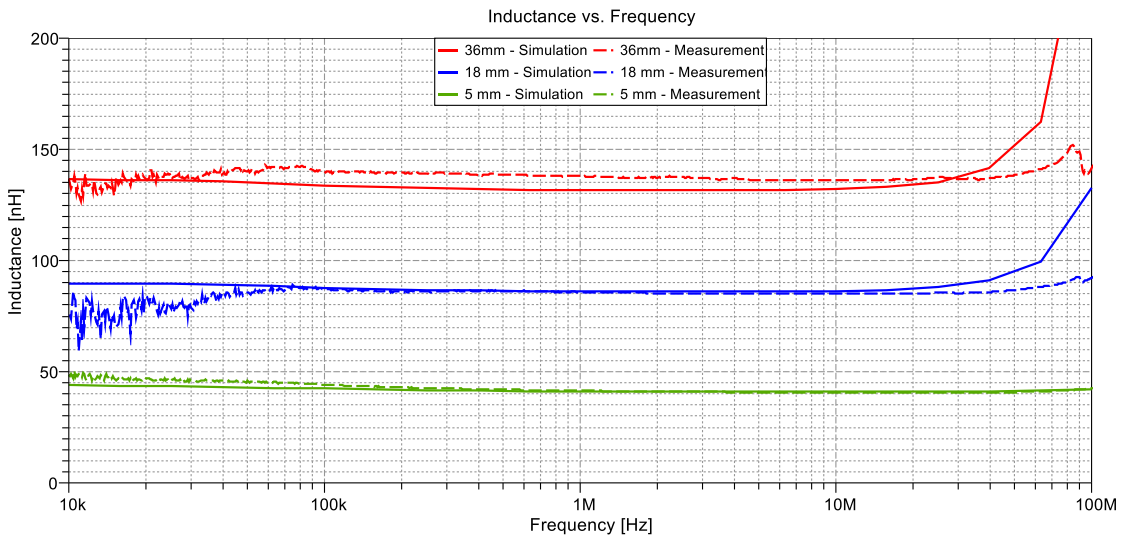


სიმაღლე მაგიდასა და გამტარს შორის = 18mm



სიმაღლე მაგიდასა და გამტარს შორის = 36mm

ფიგ . 52. სხვადასხვა სიმაღლის სპილენძის მარყუჟი მაგიდაზე - გაზომვები



ფიგ . 53. სხვადასხვა სიმაღლის სპილენძის მარყუჟი მაგიდაზე - შედეგები

ამ ექსპერიმენტში ჩვენ ვამტკიცებთ, რომ მასალები ძალიან კარგად აღიწერება წარმოდგენილი მეთოდით. ეს ძალიან მნიშვნელოვანია PCB ამოცანებისთვის, სადაც როგორც წესი გამოყენებულია სპილენძის მასალები და ხშირ შემთხვევებში ასეთი ფაქიზი ეფექტების გათვალისწინება აუცილებელია.

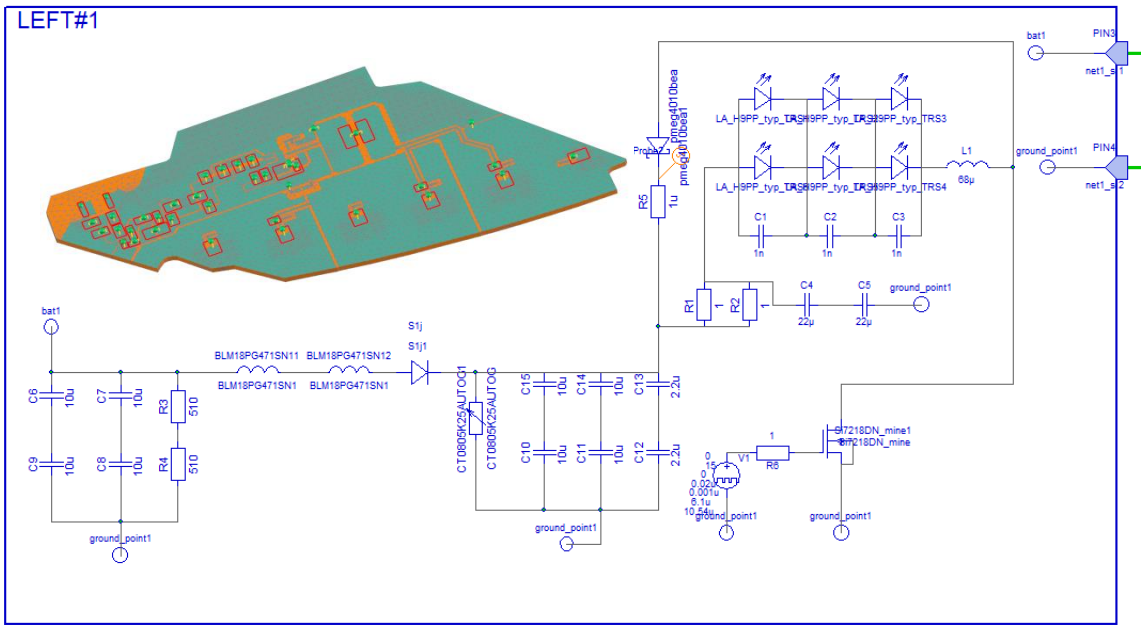
5 აღწერილი მეთოდის გამოყენება რეალურ ინდუსტრიულ პროექტში

5.1 ინდუქციური ხმაურის ტესტი და გამოსხივებული მაგნიტური ველის ანალიზი ავტომობილის სამუხრუჭე LED განათების მოდულში

ამ თავში წარმოგიდგენთ დისრეტაციაში აღწერილი მეთოდის გამოყენებას საავტომობილო სამუხრუჭე LED განათების მოდულისთვის ინდუქციური ხმაურის ტესტის და გამოსხივებული მაგნიტური ველის ანალიზში. სიზუსტის შესამოწმებლად, გამოთვლილი შედეგები შედარებულია გაზომვებთან, რომლებიც ჩატარდა EMCoS-ის კვლევით ლაბორატორიაში.

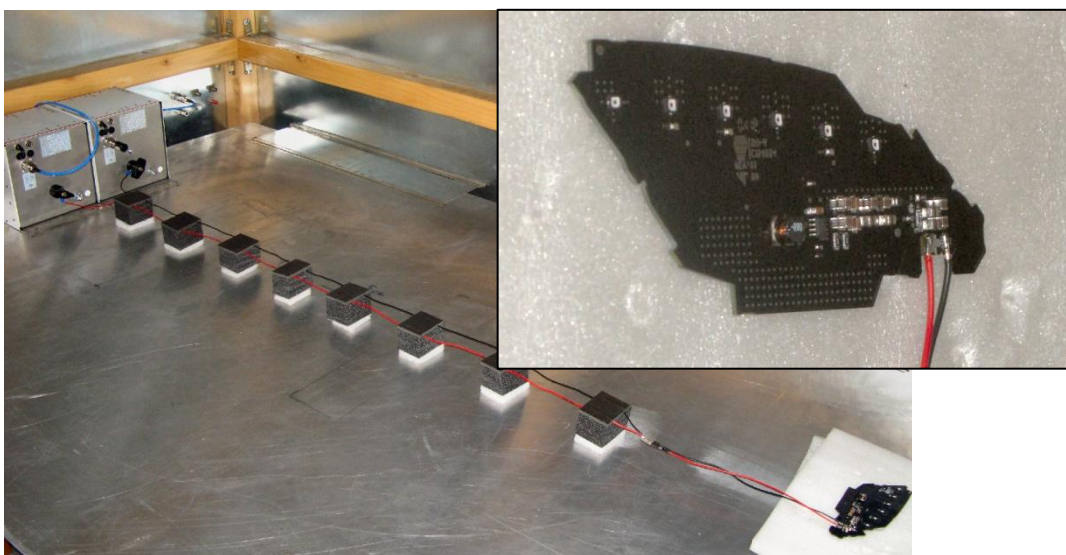
5.1.1 ინდუქციური ხმაურის ტესტი

ფიგ. 54 ში ნაჩვენებია ავტომობილის სამუხრუჭე LED განათების მოდული. LED მოდული შედგება 6 ცალი LED ნათურისგან, მართკუთხა პულსის ფორმის სიგნალის გენერატორისგან, კვების ბლოკისგან და გამაძლიერებლისგან. ეს ყვალაფერი დამონტაჟებულია ორ ფენიან PCB დაფაზე, რომლის ზომებია დაახლოებით 15სმ. დაფის დიელექტრიკული ფენის ფარდობითი შეღწევადობაა 4.6. დეტალები შეგიძლიათ ნახოთ შემდეგ მასალაში [59].



ფიგ. 54. სამუხრუჭე LED განათების მოდულის 3D CAD მოდელი და ფუნქციონალური სქემა

ინდუქცირებული ხმაურის ტესტი [59][55] მოიცავს გადამცემი ხაზის წინაღობის სტაბილიზატორს (*line impedance stabilization network - LISNs*) და გასატესტ მოწყობილობას (*device under test – DUT*), რომლებიც ერთმანეთთან შეერთებულია 1.6მ კვების კაბელებით. ანალიზისთვის აკვირდებიან ძაბვებს სტაბილიზატორის (*LISN*) ის შესასვლელელებზე. გაზომვის ფოტო მოცემულია შემდეგ ნახაზზე ფიგ. 55.

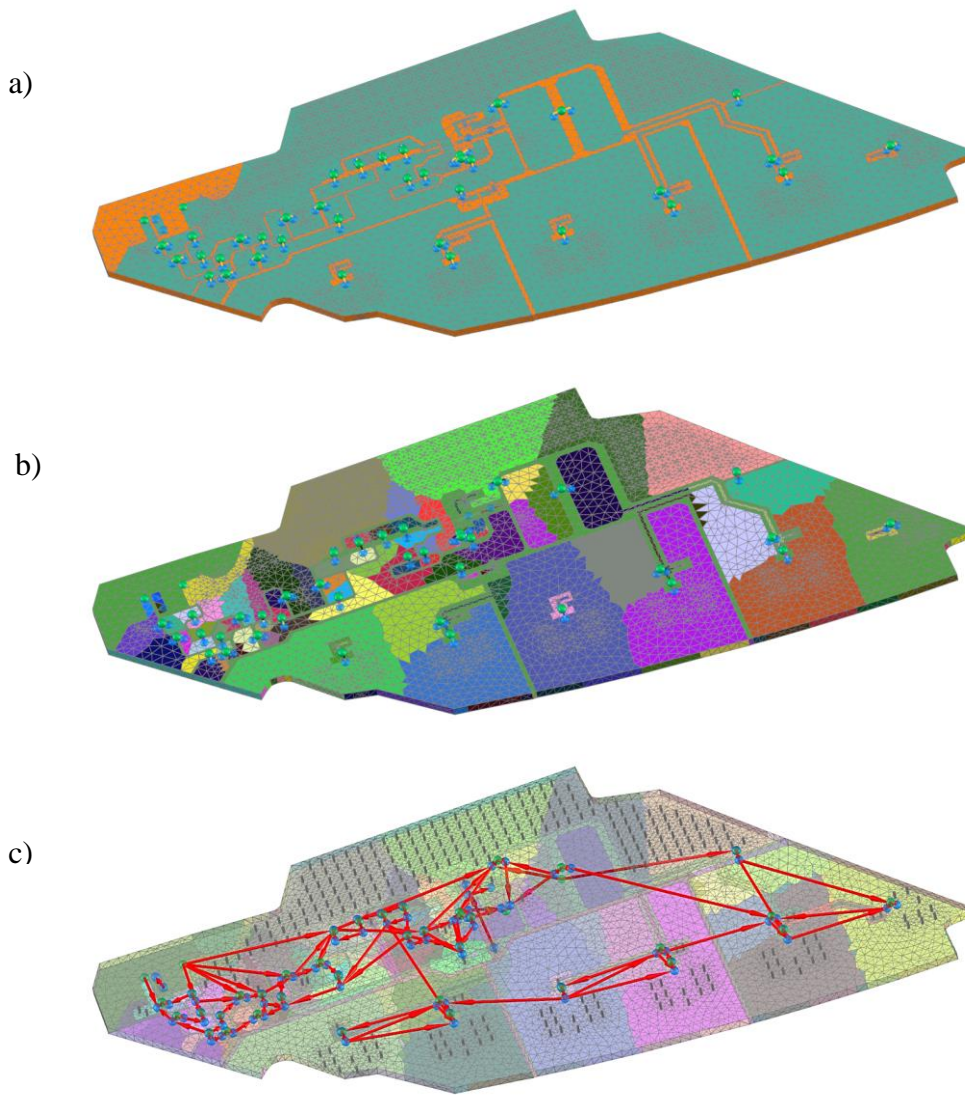


ფიგ. 55. გამტარებლური გამოსხივების ტესტი, რომელიც შეესაბამება CISPR 25 სტანდარტს

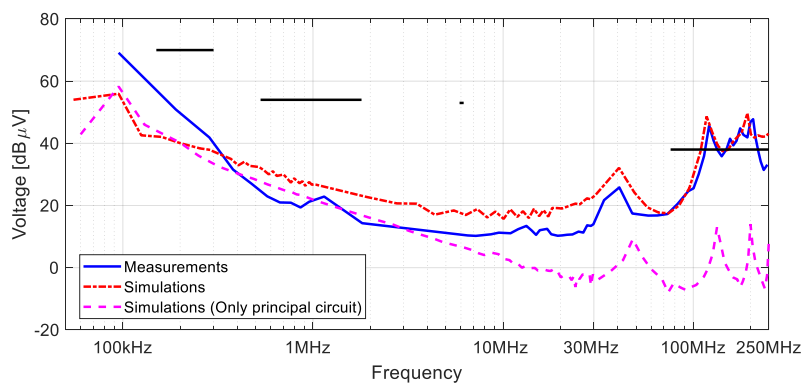
კვების კაბელების მოდელირებისთვის გამოთვლებში გამოყენებულია გადამცემი ხაზების (*multi transmission line – MTL*) მეთოდი, ხოლო *PCB* მოდულის ასაღწერად გამოვიყენეთ დისერტაციაში წარმოდგენილი *PEEC* მოდელი. *PCB* მოდულის გეომეტრია წარმოდგენილია 30,706 სამკუთხედით, რომელთა საშუალო ზომა არის 1მმ. 15მმ ლაქებად დაყოფის შედეგად *PEEC* მოდელმა დააგენერირა 122 ტევადობის და 157 ინდუქტივობის ელემენტით. დეტალები იხილეთ ფიგ. 56 ზე.

გაზომილი და გამოთვლილი ინდუქციური ხმაური შედარებულია ფიგ. 57 ზე. შავი სრული გრაფიკი აჩვენებს გაზომილ სპექტრს. წითელი წყვეტილი გრაფიკი აჩვენებს გამოთვლილ შედეგებს, სადაც სრულადაა წარმოდგენილი *PCB* მოდულის ეფექტები, ხოლო იასამნისფერი წყვეტილი გრაფიკი წარმოადგენს იდეალური სქემის შედეგებს, სადაც *PCB* მოდულის პარაზიტული ელემენტები უგულვებელყოფილია. ამ გრაფიკების შედარებით შეგვიძლია ვთქვათ, რომ *PCB* მოდულის ჩართვა გამოთვლებში უზრუნველყოფს და კარგად აღწერს იმ ხმაურის დონეს, რომელიც დამზერილია 100MHz – 250MHz სიხშირულ არეში. თუ *PCB* მოდულის პარაზიტულ ელემენტებს არ ჩავრთავდით (იასამნისფერი გრაფიკი) მაშინ ამ ხმაურის დონეს ვერანაირად ვერ ავღწერდით გამოთვლებში.

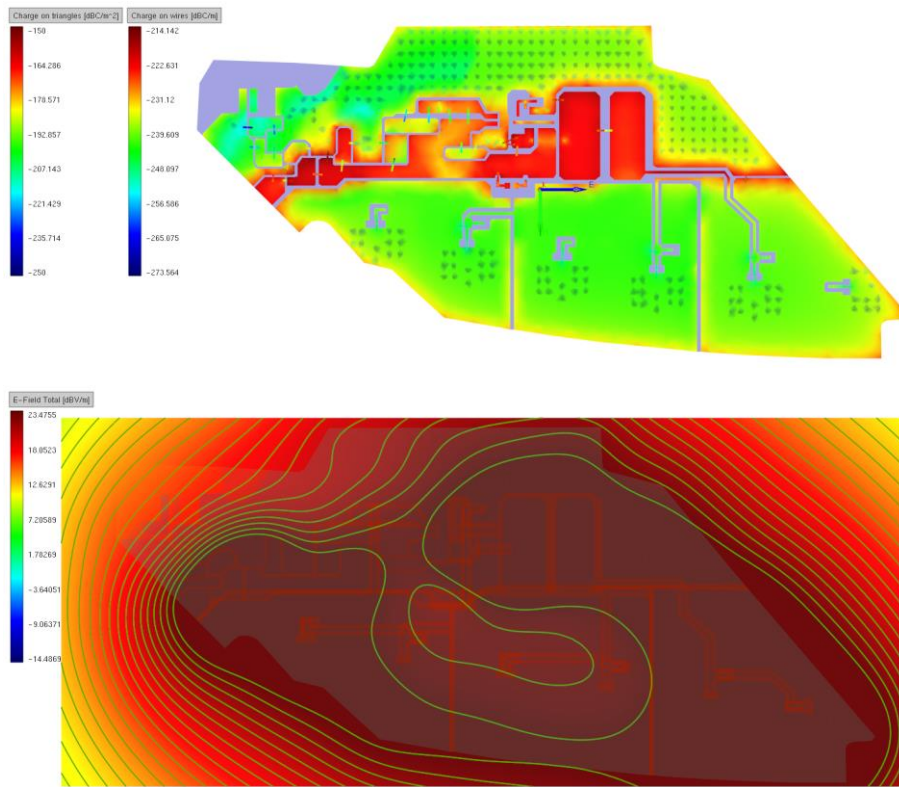
პროექტის მიზანი სწორედ ამ ხმაურის შემცირებაა. ამისათვის დავაკვირდით და გავანალიზეთ მუხტის განაწილება *PCB* ის გეომეტრიაზე და ასევე გამოსხივებული ელექტრული ველი, რომლებიც ნაჩვენებია ფიგ. 58 -ზე.



ფიგ . 56. a) PEEC საწყისი მოდელი b) ტევადობები და c) ინდუქტივობები

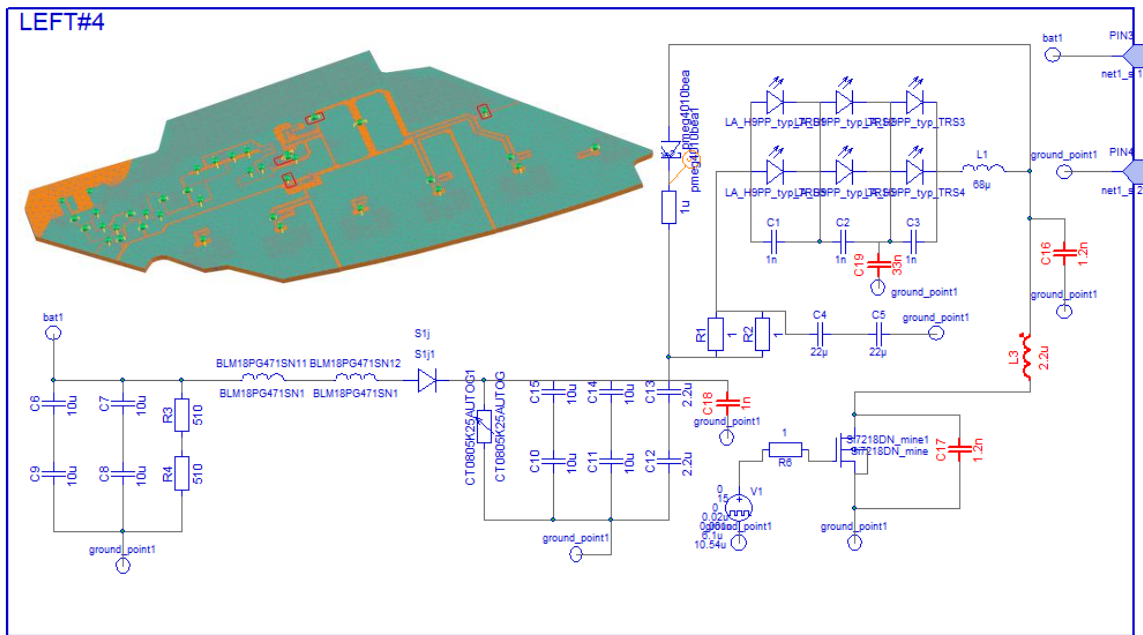


ფიგ . 57. გაზომილი და გამოთვლილი ხმაურის დონე



ფიგ . 58. გამოთვლილი მუხტის და ელექტრული ველის განაწილება 110MHz სიხშირეზე

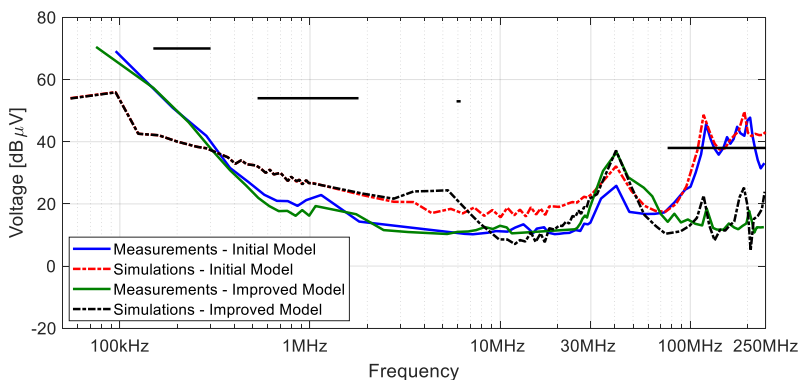
ამ შედეგების ანალიზის შედეგად მოვახდინეთ მოდელის განახლება და გეომეტრიის ცვლილების გარეშე, სქემაში ჩავამატეთ რამდენიმე ტევადობა და ინდუქტივობა, რამაც უზრუნველყო პრობლემური ხმაურის შემცირება. ეს ტევადობები და ინდუქტივობები ნაჩვენებია ფიგ. 59ზე.



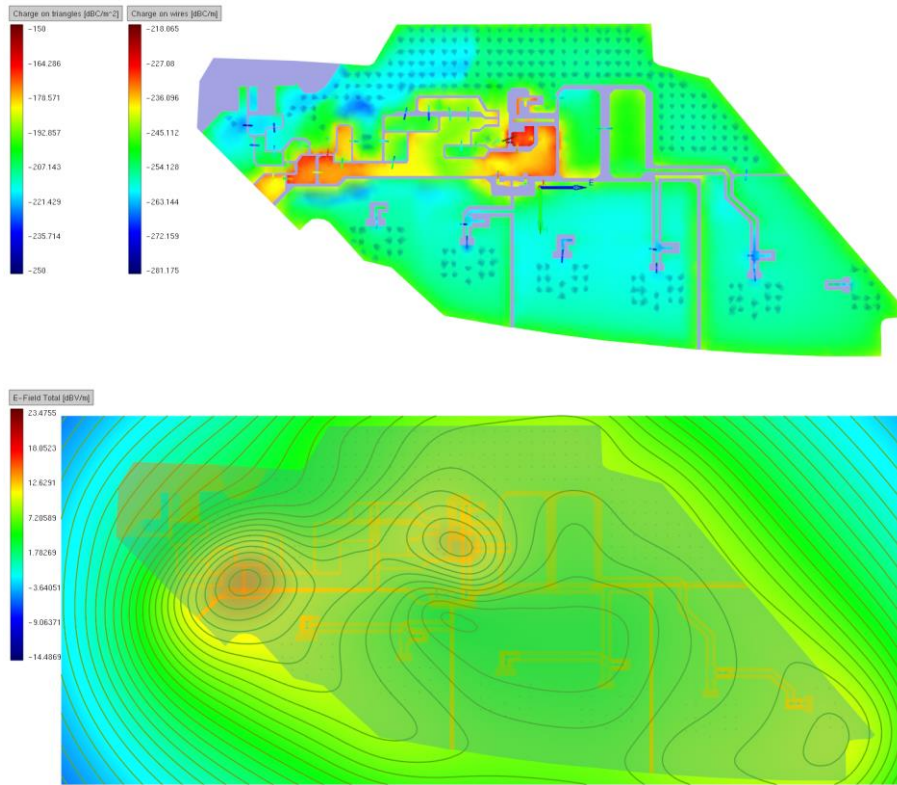
ფიგ. 59. ფუნციონალური სქემა მოდიფიკაციის შემდეგ

მოდიფიცირებული მოდულის გაზომილი და გამოთვლილი შედეგები ნაჩვენებია ფიგ. 60 ზე. ამ გრაფიკებზე ასევე წარმოდგენილია საწყისი მოდულის გაზომვები და გამოთვლები. აქ ჩანს რომ მოდიფიკაციამ რადიკალურად გააუმჯობესა სიტუაცია და ჩაახშო არასასურველი ხმაური 100MHz – 250MHz სიხშირულ არეში. ასევე ჩანს ის, რომ გამოთვლების შედეგები კარგად ემთხვევა გაზომილ შედეგებს როგორც საწყის, ისე მოდიფიცირებულ მოდელში.

აღსანიშნავია ისიც, რომ მოდიფიკაციის შემდეგ რადიკალურად შეიცვალა მუხტის განაწილება და ელექტრული ველი მოდულის მახლობლად. ეს შედეგები ნაჩვენებია ფიგ. 60 ზე.



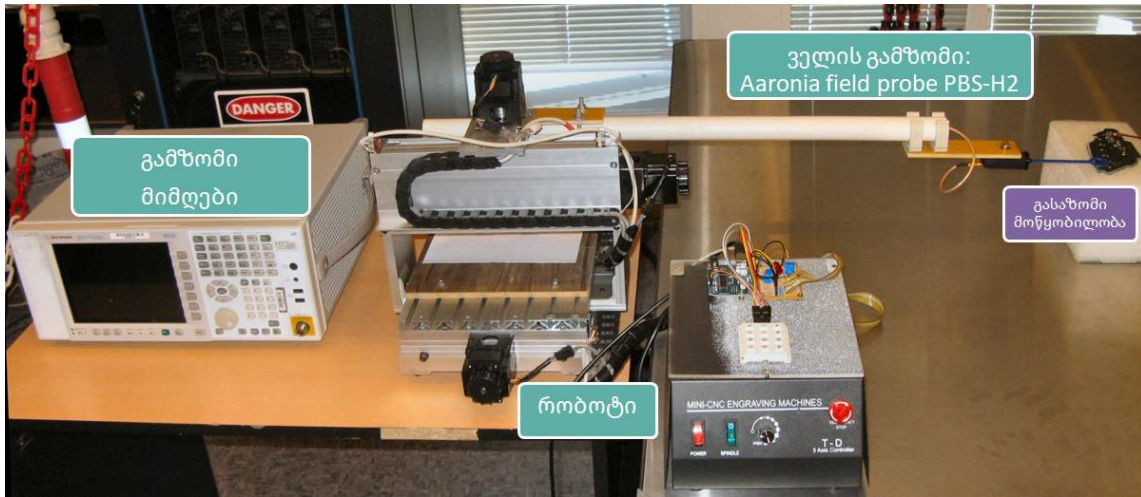
ფიგ. 60. ხმაურის შედარება საწყის და განახლებულ მოდულებს შორის. გრაფიკზე წარმოდგენილია გაზომილი და გამოთვლილი შედეგები.



ფიგ . 61. გამოთვლილი მუხტის და ელექტრული ველის განაწილება 110MHz სიხშირეზე - განახლებული მოდელი

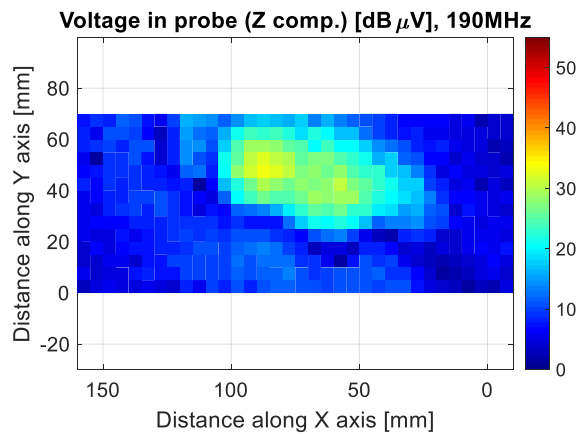
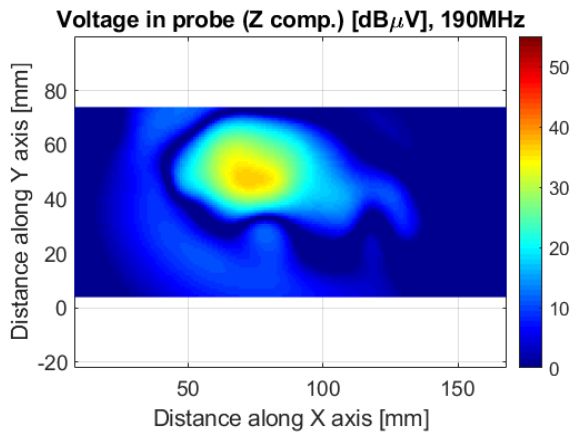
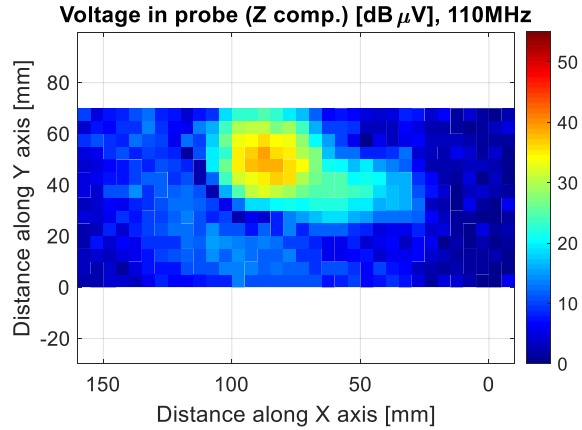
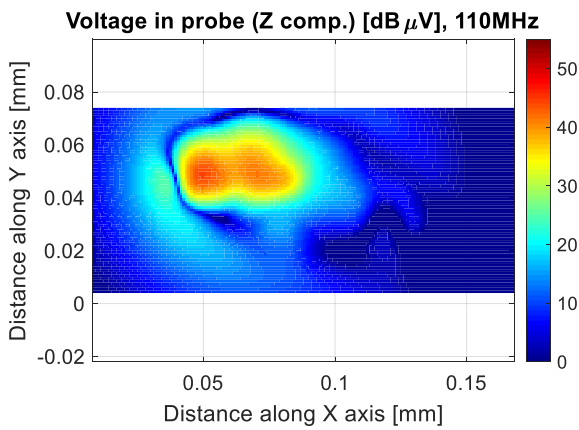
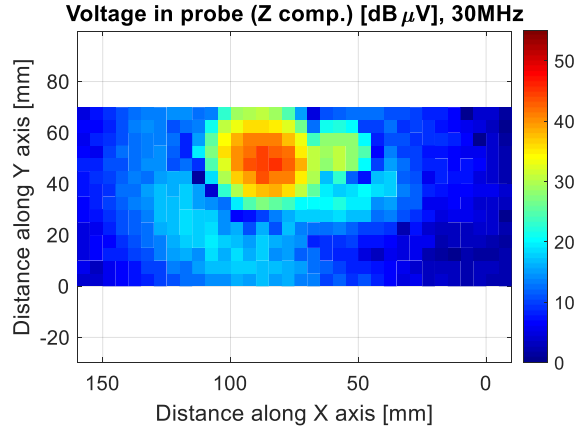
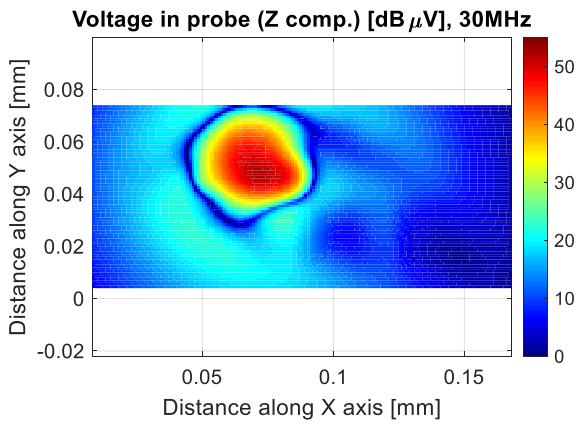
5.1.2 მაგნიტური ველების შედარება გაზომვებთან

დამატებით ჩავატარეთ ტესტები მაგნიტური ველის დასათვლელად. შესადარებლად ჩავატარეთ ექსპერიმენტი და მაგნიტური ველი დავასკანერეთ 5მმ სიზუსტით. ველის გაზომვა მოხდა PCB მოდულიდან 1სმ დაშორებით ჰორიზონტალურ სიბრტყეში. ქვემოთ ნახაზზე ნაჩვენებია ამ გაზომვების ფოტოები.

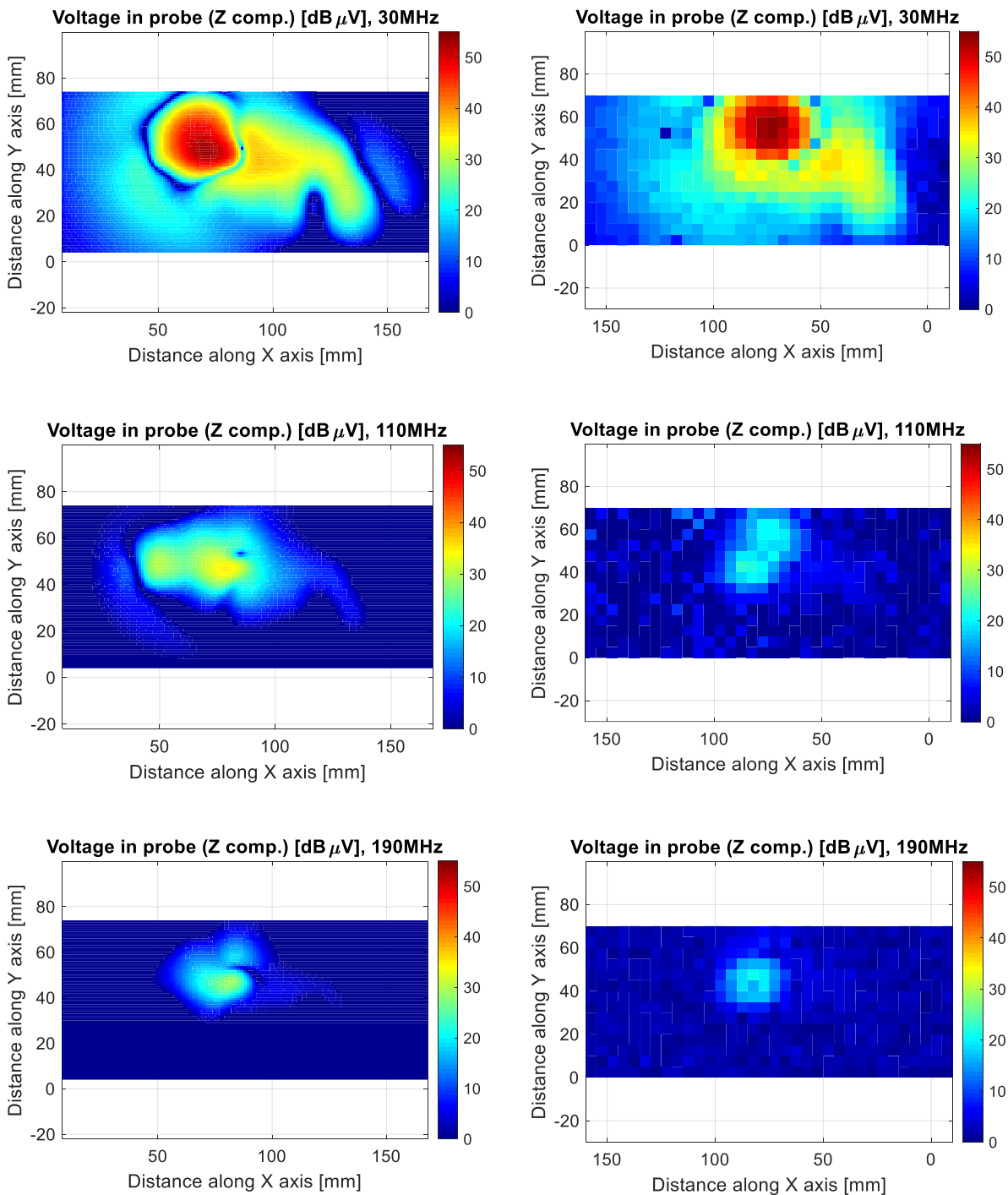


ფიგ. 62. მაგნიტური ველის გაზომვა

მაგნიტური ველის სკანერი მაგნიტური ველის მნიშვნელობებს იწერს როგორც დაბევებს გამზომი ზონდის ბოლოებში, შესაბამისად გამოთვლილი ველის სიდიდეებიც გადავიყვანეთ შესაბამის დაბევებში. ფიგ. 63 და ფიგ. 64 ზე ნაჩვენებია გაზომილი და გამოთვლილი დაბევების შედარება $30MHz$, $110MHz$, და $190MHz$ სიხშირეებზე.



ფიგ. 63. გამოთვლილი (მარცხნივ) და გაზომილი (მარჯვნივ) დაბვები მაგნიტური ველის გამზომ ზონდებში - საწყისი მოდელი



ფიგ. 64. გამოთვლილი (მარცხნივ) და გაზომილი (მარჯვნივ) დაბვები მაგნიტური ველის გამზომ ზონდებში - განახლებული მოდელი.

რატემუნდა ამ შედარებაში ჩანს გარკვეული უზუსტობები გამოთვლილ და გაზომილ შედეგებს შორის, თუმცა ეს შეიძლება გამოწვეული იყოს მოდელის შეუსაბამობასთან გაზომვებთან. თუმცა ზოგადად, მაგნიტური ველის განაწილების დონეს და განაწილების ხასიათს გამოთვლები საკმარისი სიზუსტით აღწერს.

5.1.3 გამოთვლის დროები

TABLE VIII. ცხრილი აჩვენებს გამოთვლის დროებს. გამოთვლები ჩატარებულია 60 ბირთვიან კომპიუტერზე. სრული დათვლებისთვის საკმარისი აღმოჩნდა 27 წუთი, რაც მსგავსი ტიპის ამოცანებისთვის ძალიან სწრაფია სხვა მეთოდებთან შედარებით.

TABLE VIII. PEEC მოდელის გამოთვლის დროები

RLCG მატრიცის დათვლის დრო და ექვივალენტური წრედის შექმნა	
RL მატრიცის დათვლა	0:11:15
CG მატრიცის დათვლა	0:11:44
ელექტრული ხმაურის ტესტის დათვლა LTSpice ის მეშვეობით (227,386 დროითი წერტილი 10μs დან 50μs მდე) და ფურიეს გარდაქმნა - DFT	
საწყისი მოდელი	0:00:15
გაუმჯობესებული მოდელი	0:00:14
მაგნიტური ვეის დათვლა 6 სიხშირეზე 11,431 წერტილში	
საწყისი მოდელი	0:02:13
გაუმჯობესებული მოდელი	0:02:19
სრული დრო	0:26:09

6 დასკვნა

ამ დისრეტაციაში აღწერილია *PEEC* მოდელის გაუმჯობესება, რომელიც ეყრდნობა სამკუთხედებით წარმოდგენილი ზედაპირების ავტომატურ დანაწევრებას ვორონოის ალგორითმით. გაუმჯობესების მთავარი არსი არის *PEEC* ელემენტების რაოდენობის შემცირება ისე რომ, გეომეტრიაში დარჩეს დიდი რაოდენობის პატარა სამკუთხედები.

ამისათვის, ნაცვლად იმისა რომ დავითვალოთ ტევადობები და ინდუქტივობები ყოველ სამკუთხედს შორის, ჩვენ ვყოფთ გეომეტრიას ვორონოის ლაქებად და თითოეულ ლაქას წარმოვადგენთ ტევადურ ელემენტად, ხოლო ინდუქტიურ ელემენტს ვსვამთ ყოველ მეზობელ ტევადურ ელემენტს შორის. ამრიგად, ექვივალენტულ წრედულ მოდელში ელემენტების რაოდენობა დამოკიდებულია ლაქების რაოდენობაზე და აღარაა დამოკიდებული სამკუთხედების რაოდენობაზე. ეს მიდგომა საშუალებას გვაძლევს რთული ფორმის *PBC* ობიექტების გეომეტრია ზუსტად ავღწეროთ დიდი რაოდენობის პატარა სამკუთხედებით, და ამავდროულად არ გავზარდოთ ექვივალენტური *PEEC* წრედის ზომა.

აღნიშნული მოდელის შემდეგი გაუმჯობესება სტანდარტულ მეთოდთან შედარებით არის ინდუქტიური და ტევადური ელემენტების დათვლა, რომელიც კეთდება სპეციალური დაბალსიხშირული ელექტრული და მაგნიტური *MOM* სოლვერების საშუალებით.

აღნიშნულ დისრეტაციაში ასევე აღწერილია როგორ უნდა აღვადგინოთ დენების და მუხტების განაწილება გამოთვლის შემდეგ. შესაბამისად, მას შემდეგ რაც ეს დენები და მუხტები გახდება ცნობილი, შესაძლებელი ხდება ელექტრომაგნიტური ველების დათვლა სივრცის ნებისმიერ წერტილში.

აღნიშნული მეთოდის ეფექტურობის და სიზუსტის დემონსტრირება წარმოდგენილია რამდენიმე რიცხვით ექსპერიმენტში. გარდა მაგისა შესადარებლად ჩატარებულია გაზომვები და რეალური ექსპერიმენტები. ამ ექსპერიმენტებში კარგად ჩანს, რომ დისრეტაციაში წარმოდგენილი მეთოდოლოგია საგრძნობლად აუმჯობესებს დათვლის სიჩქარეს ისე, რომ ამონახსნის სიზუსტე რჩება დამაკმაყოფილებელი.

აღნიშნული მოდელი წარმატებით იქნა გამოყენებული რეალურ ინდუსტრიულ პროექტში, რომლის დამკვეთია *Renault Group*. ამ პროექტში აღნიშნული მიდგომით

დავამოდელირეთ ავტომობილის სამუხრუჭე *LED* განათების *PCB* მოდული, გავაანალიზეთ პრობლემური მოდულის მონაკვეთები და ანალიზის შედეგად მოვახერხეთ ამ *PCB*-ს გაუმჯობესება ინდუქციურებული ხმაურის თვალსაზრისით.

როგორც ავღნიშნეთ, ეს გაუმჯობესება საშუალებას იძლევა დავითვალოთ რეალური *PCB* და სხვადასხვა *EMC* მოდელები მცირე დროში. ასევე, გამოიკვეთა რომ ამ მიმართულებით კიდევ არის უზარმაზარი რესურსი, სადაც შეიძლება ამ მიდგომის კიდევ უფრო გაუმჯობესება.

აღნიშნული მეთოდი რეალიზებულია *EMCoS LLC*. კომერციულ პაკეტში. მოდულის სახელია *PEEC 3D*. ამ მოდულის დახმარებით გასულ წლებში გადაწყდა რიგი ინდუსტრიული პროექტებისა, რომელთა ნაწილი, პარტნიონრებთან შეთანხმებით, წარმოდგენილია სხვადასხვა პუბლიკაციებში.

მადლობა

მინდა მადლობა გადავუხადო ჩემს ხელმძღვანელს რომან ჯობავას მისი შეუფასებელი მხარდაჭერისთვის ამ დისერტაციაზე მუშაობის პერიოდში. მისი დამოკიდებულება და აღნიშნულ თემასთან დაკავშირებული დებატები ყოველთვის მაძლევდა ძალას და მოტივაციას მეპოვნა ახალი და საინტერესო იდეები და წარმოქმნილი პრობლემის გადაჭრის გზები. ასევე, მინდა ავღნიშნო მისი წვლილი და მონღომება ელექტრული ინჟინერიისადმი ჩემი ინტერესის გაღვივებაში და ჩემი პროფესიული უნარ-ჩვევების ჩამოყალიბებაში.

ჩემი პროფესიული ცხოვრების უდიდესი ნაწილი გავატარე კომპანია *EMCoS* ში. შესაბამისად, მინდა მადლობა გადავუხადო მთელს *EMCoS* გუნდს, რომელიც ამ ხნის განმავლობაში გვერდში მედგა და არ იზარებდა პრაქტიკულ გამოცდილების და ცოდნის გაზიარებას. მინდა დიდი პატივისცემა გამოვხატო *EMCoS Research Lab* ის და კონსულტაციური გუნდის წევრების, ანნა გეონჯიანის, ირინა ოგანეზოვას და დიანა ერემიანის მიმართ, რომლებიც უწყვეტ რეჟიმში მაწვდიდნენ სოლვერის მიმართ უახლესს მოთხოვნებს, რაც დამატებითი სტიმული და მოტივი იყო შემექმნა ისეთი პროგრამა, რომლის გამოყენება შეაძლებელი იყო მიმდინარე რეალურ პროექტებში. ცალკე აღნიშვნის ღირსია ის მხარდაჭერა, რომელიც მოდიოდა ალექსანდრე დემუროვის, ზურა სუხიაშვილის, გურანდა სარჩიმელია-ვორობიოვას, თამარ გვიჩიანის და კონსტანტინე პარშუტკინის მხრიდან. სწორედ მათი მეშვეობით აღნიშნულ პროგრამას აქვს ისეთი გრაფიკული ინტერფეისი (GUI) და შედეგების ვიზუალიზაცია, რომ ინჟინრებს ადვილად შეუძლიათ სხვადასხვა სირთულის ამოცანის მოდელის შექმნა, დათვლა და შედეგების ვიზუალური ანალიზი. დიდი მადლობა მინდა გადავუხადო *EMCoS Research Lab* ის გაზომვების გუნდს, დათო იმნაძეს, ზვიად კუჭაძეს და ბადრი ხვიტიას, რომლებიც მუშაობდნენ გაზომვებში და სოლვერის პრინციპულ ტესტირებაში. დიდი პატივისცემით, მინდა მადლობა გადავუხადო ნანა ბჟალავას, რომელიც წლების განმავლობაში აწარმოებდა პროგრამის ტესტირებას, რათა დროულად გამოგვერიცხა პროგრამული შეცდომები და მუდმივად გვეკონტროლებინა სოლვერის ხარისხი.

დიდი მადლობა და პატივისცემა მინდა გამოვხატო ჩემი კოლეგების და მეგობრების, გიორგი ჩიქოვანის და ისკანდერ ბაძაღუას მიმართ. მადლობა რომ დასაწყისიდან მხარში მედევით თქვენი ცოდნის გაზიარებით და შედეგზე ორიენტირებული დებატებით.

დისერტაციაზე მუშაობის პერიოდში მქონდა საშუალება აღნიშნულ თემაზე მესაუბრა ბევრ უცხოელ მეცნიერთან და ინჟინერთან *EMC* დარგში. მინდა მხარდაჭრისთვის განსაკუთრებული მადლობა გადავუხადო ალბერტ რუელის (*Albert E. Ruehli*), ჯეიმს დრევნიაკს (*James L. Drewniak*), დევიდ პომერენკეს (*David Pommerenke*), ჯონას ეკმანს (*Jonas Ekman*), ჯიულიო ანტონინის (*Giulio Antonini*) და სერგეი კოჩეტოვს (*Sergey V. Kochetov*).

მინდა მადლობით ვუპასუხო ნიკოლას ბაუერს (*Nikolas Bauer*) *BMW* ჯგუფიდან, რომელმაც განსაკუთრებული ბიძგი და მოტივაცია მომცა ჩაგვეტარებინა დამატებითი ტესტირებები დანაკარგებიან გამტარებში.

განსაკუთრებული მადლობა ალბერტ რუელის (*Albert E. Ruehli*) და ფრიდონ შუბითიძეს (*Fridon Shubitidze*), რომ გამოთქვეს თანხმობა ამ დისერტაციის რეცენზირაბეზე და შეიტანეს თავიანთი წვლილი დისერტაციის ხარისხში.

მადლობა ჩემს მშობლებს, რომელთაც შემაყვარეს ფიზიკა ადრეული ასაკიდან, და განსაკუთრებით მადლობა მამაჩემს, რომელმაც მომცა პირველი გაკვეთილები და გამიღვივა ფუნდამენტური ინტერესი ამ დარგის მიმართ.

და ბოლოს, რათქმუნდა დიდი მადლობა ჩემს მეუღლეს თათიას და ჩემს ვაჟს სანდროს, რომლებიც ყოველდღიურად გვერდში მიდგანან როგორც პირად, ასევე პროფესიონალური ცხოვრებაში.

7 დამხმარე პუბლიკაციები

- [1] Clayton R. Paul: 'Introduction to Electromagnetic Compatibility', Second edition
- [2] Dr. Todd H. Hubing, University of Missouri-Rolla: 'Survey of Numerical Electromagnetic Modeling Techniques'
- [3] A.E.Ruehli and P. A. Brennan, "Efficient capacitance calculations for three-dimensional multiconductor systems", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 21(2):76-82, February 1973.
- [4] A.E.Ruehli, "Equivalent circuit models for three-dimensional multiconductor systems", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 22(3):216-221, March 1974.
- [5] V.D.Kupradze: On the approximate solution of problems of mathematical physics. Usp.mat. nauk. Vol. 22. No 2 (134). 1967, pp. 59-107.
- [6] R.S.Popovidi-Zaridze, Z.S.Tsverikmazashvili: Numerical study of a diffraction problem by a modified method of non-orthogonal series. Zh.vichisl. Mat. mat. Fiz. Vol.17. No. 2. 1977, pp. 384-393
- [7] D. R. Lynch and K. D. Paulsen, "Origin of Vector Parasites in Numerical Maxwell Solutions," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-39, March 1991, pp. 383-394.
- [8] K. D. Paulsen and D. R. Lynch, "Elimination of Vector Parasites in Finite Element Maxwell Solutions," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-39, March 1991, pp. 395-404.
- [9] R. F. Harrington, Field Computation by Moment Methods. New York, NY: Macmillan, 1968.
- [10] EM Wavetracer™, Finite-Difference-Time-Domain software and hardware available from Wavetracer, Inc., 289 Great Road, Acton, MA 01720
- [11] A. E. Ruehli, An Integral Equation Equivalent Circuit Solution to a large class of interconnect systems. Ph.D. Dissertation, The University of Vermont, USA, 1972.
- [12] Nagel, L. W, and Pederson, D. O., SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), Memorandum No. ERL-M382, University of California, Berkeley, Apr. 1973
- [13] Nagel, Laurence W., SPICE2: A Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits, Memorandum No. ERL-M520, University of California, Berkeley, May 1975

- [14] G. Antonini, A. Ruehli, and J. Esch, "Nonorthogonal PEEC Formulation for Time and Frequency Domain Modeling", in: Proc. of the Int. Symposium on EMC, pages 728{733, Minneapolis, MN, USA, August 2002.
- [15] Vikram Jandhyala, Yong Wang, Dipanjan Gope, and Richard Shi, "Coupled Electromagnetic-Circuit Simulation of Arbitrarily-Shaped Conducting Structures using Triangular Meshes", University of Washington, 2001
- [16] Chuanyi Yang and V. Jandhyala, "A time-domain surface integral technique for mixed electromagnetic and circuit simulation," in IEEE Transactions on Advanced Packaging, vol. 28, no. 4, pp. 745-753, Nov. 2005.
- [17] Wang, Y., Gope, D., Jandhyala, V., & Shi, C. R. (2004). Generalized KVL-KCL formulation for coupled electromagnetic-circuit simulation with surface integral equations. IEEE Transactions on Microwave Theory Tech, 52(7), 1673-1682.
- [18] Gope, D., Ruehli, A., & Jandhyala, V. (2007). Solving low-frequency EM-CKT problems using the PEEC method. IEEE Transactions on Advanced Packaging, 30(2), 313-320.
- [19] Freschi, Fabio, and Alberto Scotta. "Implementation of a multithreaded PEEC code for the study of RF coils in MRI scanners." (2018).
- [20] IBM T. J. Watson Research Center. [Online]. Available: <http://www.watson.ibm.com>
- [21] E. B. Rosa, "The Self and Mutual Inductance of Linear Conductors", Bulletin of the National Bureau of Standards, 4(2):301{344, 1908.
- [22] F. Grover, Inductance Calculations: Working Formulas and Tables. Van Nostrand 1946.
- [23] C. Hoer and C. Love, "Exact Inductance Equations for Rectangular Conductors With Applications to More Complicated Geometries", Journal of Research of the National Bureau of Standards { C. Engineering and Instrumentation, 69C(2):127{137, 1965.
- [24] University of L'Aquila EMC Laboratory. [Online].
- [25] Available: <http://www.diel.univaq.it/labs/emc>
- [26] Luleå University of Technology, Embedded Internet System Laboratory. [Online]. Available: <http://www.ltu.se/csee/research/eislab>
- [27] A. E. Ruehli, "Circuit Models for Three-Dimensional Geometries Including Dielectrics", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 40(7):1507{1516, July 1992.

- [28] H. Heeb and A. E. Ruehli, "Approximate Time-Domain Models of Three-Dimensional Interconnects", in: Proc. of the IEEE Int. Conference on Computer-Aided Design, pages 201-205, Santa Clara, CA, USA, 1990.
- [29] H. Heeb and A. E. Ruehli, "Three-dimensional interconnect analysis using partial element equivalent circuits", IEEE Transactions on Circuits and Systems, 39:974-982, November 1992.
- [30] H. Heeb, S. Ponnappalli, and A. E. Ruehli, "Frequency Domain Microwave Modeling Using Retarded Partial Element Equivalent Circuits", in: Proc. of the IEEE Int. Design Automation Conference, pages 702-706, Dallas, TX, USA, 1993.
- [31] A. E. Ruehli, J. Garrett, and C. R. Paul, "Circuit Models for 3D Structures with Incident Fields", in: Proc. of the IEEE Int. Symposium on EMC, pages 28-31, Dallas, Tx, USA, August 1993.
- [32] A. E. Ruehli, G. Antonini, and A. Orlandi, "Extension of the Partial Element Equivalent Circuit Method to Non Rectangular Geometries", in: Proc. of the Int. Symposium on EMC, pages 728-733, Seattle, Washington, USA, August 1999.
- [33] Albert Ruehli, Giulio Antonini, Lijun Jiang, "Circuit Oriented Electromagnetic Modeling Using the PEEC Techniques", Wiley, Jan 2017, ISBN: 978-1-118-43664-6
- [34] J. A. Stratton "Electromagnetic Theory," McGraw-Hill, New York, 1941
- [35] <http://bwrcs.eecs.berkeley.edu/Classes/IcBook/SPICE/>
- [36] <https://www.orcad.com/products/orcad-pspice-designer/overview#>
- [37] <https://www.synopsys.com/verification/ams-verification/hspice.html>
- [38] <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html#>
- [39] <http://ngspice.sourceforge.net/>
- [40] <https://www.simetrix.co.uk/>
- [41] A.E.Ruehli, "Inductance calculations in a complex integrated circuit environment", IBM Journal of Research and Development, 16(5):470-481, September 1972.
- [42] Albert E. Ruehli, Giulio Antonini, Joris Esch, Jonas Ekman, Anita Mayo, and Antonio Orlandi, "Nonorthogonal PEEC Formulation for Time- and Frequency-Domain EM and Circuit Modeling", IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, VOL. 45, NO. 2, MAY 2003

- [43] Jonas Ekman, "Electromagnetic Modeling Using the Partial Element Equivalent Circuit Method", Ph.D. Dissertation, University of Technology Lulea, Sweden 2003
- [44] Sergey V. Kochetov, "Time- and frequency-domain modeling of passive interconnection structures in field and circuit analysis", Magdeburg 2008
- [45] C. W. Ho, A. E. Ruehli, and P. A. Brennan, "The modified nodal approach to network analysis", IEEE Trans. Circuit Syst., vol. CAS-222, no. 6, pp. 504-508, June 1975.
- [46] Aurenhammer Franz, "Voronoi Diagrams – A Survey of a Fundamental Geometric Data Structure". ACM Computing Surveys. 23 (3): 345–405. doi:10.1145/116873.116880.
- [47] Okabe Atsuyuki, Boots Barry, Sugihara Kokichi, Chiu Sung Nok, "Spatial Tessellations – Concepts and Applications of Voronoi Diagrams" (2nd ed.). John Wiley. 2000
- [48] S. Frei, R. G. Jobava, D.Karkashadze, A.Gheonjian, E.Yavolovskaya, "Calculation of Low Frequency EMC Problems in Large Systems with a Quasi-Static Approach", Conference: Electromagnetic Compatibility, 2004. EMC 2004. 2004 International Symposium on, Volume: 3
- [49] D. Karkashadze; E. Yavolovskaya; G. Gabriadze; A. Gheonjian; R. Jobava; M. Ficon; A. Elbert, "Fast simulation of automotive capacitive sensor with quasi-electrostatic approach", Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2013 International Symposium on, 2-6 Sept. 2013
- [50] R. Jobava, A. Gheonjian, J. Hippeli, G. Chiqovani, D. Karkashadze, F. Bogdanov, B. Khvitia, and A. Bzhalava, "Simulation of Low-Frequency Magnetic Fields in Automotive EMC Problems", IEEE Trans. on EMC, Vol.56, n° 6, pp 1420 - 1430, Dec. 2014
- [51] G. Chiqovani; I. Badzagua; D. Karkashadze; G. Gabriadze; R. Jobava, "Hybrid MoM-MTL solution for LF susceptiblity and radiation problems", Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, 2017 International Symposium on
- [52] P. A. Kurbatov and S. A. Arinchin, "Numerical Computation of Electromagnetic Fields" [in Russian], Energoatomizdat, Moscow (1984).
- [53] N.N.Miroliubov, M.V.Kostenko, M.L.Levinshtein, N.N.Tikhodeev, The methods of calculation of electrostatic fields, Moscow, Vysshaia shkola, 1963, 415 p.
- [54] G. Gabriadze, et al., "Enhanced PEEC Model Based on Automatic Voronoi Decomposition of Triangular Meshes", TEMC-287-2019.R2, Transactions on Electromagnetic Compatibility, Accepted for Publication (25-Nov-2019)

- [55] G. Gabriadze, G. Chiqovani, A. Demurov, Z. Kuchadze, A. Gheonjian, D. Karkashadze, R. Jobava, "Fast Simulation of PCB/IC/Flex Circuit Assembly Using Partial Element Equivalent Circuit Method", 2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE 2018, Amsterdam, The Netherlands, pp. 467- 472.
- [56] A. Demurov et al., "Investigation of the impact of parasitic parameters on PCB performance by hybridization of 3D quasistatic field solvers and MNA," 2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, Angers, 2017, pp. 1-5.
- [57] M. A. Leontovich, "Approximate boundary conditions for electromagnetic field on the surface of conducting bodies," (in Russian) Collection Book Investigation of Radio Waves Propagation, Moscow, Russia: Academy of Sciences, 1948, p. 512
- [58] F. Bogdanov, D. Karkashadze, R. Jobava, A. Gheonjian, E. Yavolovskaya, NN. Bondarenko, C. Ullrich, "Validation of Hybrid MoM Scheme With Included Equivalent Glass Antenna Model for Handling Automotive EMC Problems", IEEE Transactions on electromagnetic compatibility, vol. 52, no. 1, February 2010
- [59] A. Demurov, G. Gabriadze, I. Oganezova, Z. Kutchadze, A. Gheonjian, F. Ajebbar, I. Danelyan, R. Jobava, "Impact of PCB Parasitic Parameters on Conducted Emission Test Results in Automotive LED Tail-light Application", 19ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2018)
- [60] CISPR25, Radio disturbance characteristics for the protection of receivers used on board vehicles, boats and on devices - limits and methods of measurement. International Electrotechnical Commission (CISPR), March 2008
- [61] "EMCoS", [Online]. Available: www.emcos.com
- [62] <http://www.aaronia.com>

8 ავტორის პუბლიკაციები

8.1 დისერტაციასთან დაკავშირებული პუბლიკაციები

1. **G. Gabriadze**, G. Chiqovani, A. Gheonjian, I. Oganezova, A. Demurov, Z. Kut Chadze, X. Bunlon, F. Ajebbar, R. Jobava, "Enhanced PEEC Model Based on Automatic Voronoi Decomposition of Triangular Meshes", TEMC-287-2019.R2, Transactions on Electromagnetic Compatibility, Accepted for Publication (25-Nov-2019)
<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9040516>
2. I. Oganezova, R. Kado, Z. Kut Chadze, **G. Gabriadze**, R. Jobava "Circuit Field Coupling Model of ESD Setup for Automotive Testing", EMC+SIPI 2018 Symposium, 2018 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal and Power Integrity, July 30–August 3, 2018, Long Beach, CA
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8495219>
3. A. Demurov, **G. Gabriadze**, I. Oganezova, Z. Kut Chadze, A. Gheonjian, F. Ajebbar, I. Danelyan, R. Jobava, "Impact of PCB Parasitic Parameters on Conducted Emission Test Results in Automotive LED Tail-light Application", 19ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2018), July 9-10, 2018, Le Cnam, paris
4. **G. Gabriadze**, G. Chiqovani, A. Demurov, Z. Kut Chadze, D.Karkashadze, R. Jobava, "Fast Simulation of PCB/IC/Flex Circuit Assembly Using Partial Element Equivalent Circuit Method", EMC Europe 2018, International Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, August 27-30, 2018, Amsterdam, the Netherlands
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8485030>
5. Demurov Alexander; **Gabriadze Giga**; Khvitia Badri; Kut Chadze Zviad; Gheonjian Anna; Jobava Roman; Danelyan Ilona, "Investigation of the Impact of Parasitic Parameters on PCB Performance by Hybridization of 3D Quasistatic Field Solvers and MNA", EMC Europe 2017, International Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, September 4-8, 2017, Angers, France
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8094816>

8.2 სხვა პუბლიკაციები

6. George Chiqovani, Irina Oganezova, **Giga Gabriadze**, Michael Kuehn, Marcel Messer, R. Jobava " Radiation of Low frequency Magnetic Field From High Voltage Power Train System of Electrical Vehicle", EMC Europe 2019, International Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, September 2-6, 2019, Barcelona, Spain
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8872132>
7. **Gabriadze Giga**; Chiqovani Giorgi; Yavolovskaya Ekaterina; Svanidze Lili; Karkashadze David; Jobava Roman , " Novel VIE Solution for Low Frequency EM Fields Induced Inside Human Body Voxel Models", EMC Europe 2017, International Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, September 4-8, 2017, Angers, France
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8094685>
8. Yavolovskaya Ekaterina; Willmann Benjamin; **Gabriadze Giga**; Chiqovani Giorgi; Sukhiashvili Zurab; Iosava Sophia; Svanidze Lily; Jobava Roman, "Low Frequency Human Exposure Analysis for Automotive Applications", EMC Europe 2017, International Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, September 4-8, 2017, Angers, France
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8094700>
9. Chiqovani Giorgi; Badzagua Iskander; Karkashadze David; **Gabriadze Giga**; Jobava Roman, "Hybrid MoM-MTL Solution for LF Susceptibility and Radiation Problems", EMC Europe 2017, International Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, September 4-8, 2017, Angers, France
<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8094690>
10. E. Yavolovskaya, **G. Gabriadze**, G. Chiqovani, R. Jobava, "Human Exposure Analysis for Several Different Human Voxel Models", XXIIInd International Seminar/Workshop DIPED-2017, September 25-28, 2017,Dnipro, Ukraine
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8100594>
11. **G. Gabriadze**, G. Chiqovani, R. Jobava, " Fast Fields Calculation using Adaptive Cross Approximation", Conference: 2016 XXIth IEEE International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED), September 2016, Tbilisi, Georgia

- <https://ieeexplore.ieee.org/document/7772205>
12. **G. Gabriadze**, R. Jobava, F. Bogdanov, "A Hybrid NFS Approach for Modeling of Complicated Antenna Problems", Conference: 2016 XXIth IEEE International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED), September 2016, Tbilisi, Georgia
<https://ieeexplore.ieee.org/document/7772226>
 13. Ekaterina Yavolovskaya, Giorgi Chiqovani, **Giga Gabriadze**, Sophia Iosava, Lily Svanidze, Benjamin Willmann, Roman Jobava, " Simulation of Human Exposure to Electromagnetic Fields of Inductive Wireless Power Transfer Systems in the Frequency Range from 1 Hz to 30 MHz", EMC Europe 2016 Wroclaw, International Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, September 5-9, 2016, Wroclaw, Poland
<http://ieeexplore.ieee.org/document/7739265/>
 14. D. Karkashadze, F. Bogdanov, R. Jobava, **G.Gabriadze**. "Edge Currnts Modelling In Problems Related To Optimization Of High Frequency Antenna Systems", Conference: 2014 XIXth IEEE International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED), September 2014, Tbilisi, Georgia
 15. **Giga Gabriadze**, Faik Bodganov, Paata Tsereteli, Roman Jobava, Vazha Tskhovrebashvili, "Fast Iterative Calculation of Large Body Mounted Antenna Radiation using Adaptive Cross Approximation", Conference: 2014 XIXth IEEE International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED), September 2014, Tbilisi, Georgia
<https://ieeexplore.ieee.org/document/6958342?anchor=keywords>
 16. **G.Gabriadze**, V.Tskhovrebashvili, F.Bogdanov, P.Tsereteli, R.Jobava, " Application Of Aca Algorithm And Bicgstab Solver For Acceleration Of Mom Computations Of Large Scale Em Problems ", Conference: 2ndInternational Conference "Advanced Lightweight Structures and Reflector Antennas", 1 –3 October 2014, Tbilisi, Georgia, At Tbilisi – <https://ieeexplore.ieee.org/document/6958342?section=abstract>
 17. Karkashadze, D. Yavolovskaya, E. **Gabriadze, G.** Gheonjian, A. Jobava, R. Ficon, M. Elbert, A. "Fast simulation of automotive capacitive sensor with quasi-electrostatic

approach” -Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2013 International Symposium, Brugge, 2-6 Sept. 2013.pp981-986

<https://ieeexplore.ieee.org/document/6653444/>

- 18. Gabriadze, G.** Bogdanov, F. Tsereteli, P. Jobava, R. Yavolovskaya, E. "ACA method and SPAI preconditioner for acceleration BICGSTAB solver in MoM based solver TriD" - Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED), 2011 XVth International Seminar/Workshop, Lviv, 26-29 Sept. 2011, pp151-155

<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6081767>

9 ფიგურათა ჩამონათვალი

ფიგ. 1.	დაბეჭდილი დაფები (PCB) და მათზე აწყობილი მიკროპროცესორები(IC).....	2
ფიგ. 2.	PEEC 3D სოლვერი EMCoS Studio პაკეტი და მისი გამოყენების შესაძლებლობები	5
ფიგ. 3.	ველის ზემოქმედება გამტარზე.....	8
ფიგ. 4.	ორთოგონალური მოცულობითი ელემენტებით წარმოდგენილი PEEC მოდელი 11	
ფიგ. 5.	არაორთოგონალური მოცულობითი ელემენტებით წარმოდგენილი PEEC მოდელი	12
ფიგ. 6.	ორთოგონალური, არაორთოგონალური და სამკუთხა დისკრეტიზაცია და შესაბამისი PEEC წრედი	12
ფიგ. 7.	რთული კონსტრუქციის PCB დაფა, რომელიც მოითხოვს 0.1მმ გეომეტრიულ დაყოფას ზუსტი გეომეტრიული მოდელირებისთვის. შედეგად მოდელში გვაქვს მილიონობით სამკუთხედი	14
ფიგ. 8.	სამკუთხედებით წარმოდგენილი ზედაპირის ლაქებზე დაფუძნებული PEEC მოდელი. სიმარტივისთვის ურთიერთ ინდუქტიური და ტევადური ელემენტები ნახაზზე არ არის წარმოდგენილი.....	15
ფიგ. 9.	ვორონოის ზედაპირული ლაქები - ტევადური ელემენტები (მარცხნივ) და ინდუქტიური ელემენტები (მარჯვნივ).....	15
ფიგ. 10.	ტევადური ელემენტები დაფუძნებულია ვორონოის ჯგუფებზე (მარცხნივ), ხოლო ინდუქტიური ელემენტი ზის ყოველ მეზობელ ტევადურ ელემენტს შორის (მარჯვნივ). სიმარტივისთვის ურთერთქმედების C_{ij} და K_{ij} ელემენტები ამოღებულია ნახაზიდან.	17
ფიგ. 11.	გეომეტრიის დაყოფა სფერული ზედაპირების საშუალებით.....	18
ფიგ. 12.	ახალი ნოდების შექმნა.....	18
ფიგ. 13.	ტევადური ელემენტები.....	19
ფიგ. 14.	ინდუქტიურ ელემენტები	19

ფიგ. 15.	მძლავრი დენის მიმყვანი (BUS BAR), რომელიც შედგება 6,332 სამკუთხედით, ხოლო ექვივალენტური PEEC მოდელი შეიცავს მხოლოდ 50 ინდუქტიურ და 38 ტევადურ ელემენტს	19
ფიგ. 16.	სიგნალის გამყოფი, რომელიც შედგება 1,592 სამკუთხედით, ხოლო ექვივალენტური PEEC მოდელი შეიცავს მხოლოდ 26 ინდუქტიურ და 26 ტევადურ ელემენტს	19
ფიგ. 17.	ავტომობილის LED განათების მოდულის PCB დაფა, შედგება 30,706 სამკუთხედით, ხოლო ექვივალენტური PEEC მოდელი შეიცავს მხოლოდ 157 ინდუქტიურ და 122 ტევადურ ელემენტს	20
ფიგ. 18.	ორ წერტილიანი ზედაპირული პორტი და შესაბამისი დამატებითი მარყუჟი	24
ფიგ. 19.	IGBT ტრანზისტორის გამტარის გეომეტრია	27
ფიგ. 20.	PEEC მოდელი, რომელშიც გამოყენებულია ნმმ დაყოფა. ფერადი სამკუთხედის ლაქები წარმოადგენენ ტევადურ ელემენტებს, ხოლო მათ შორის შემართებელი ისრები წარმოადგენენ ინდუქტივობებს	28
ფიგ. 21.	Z-პარამეტრების შედარება სტანდარტულ PEEC მეთოდსა და აღნიშნულ მეთოდს შორის	29
ფიგ. 22.	სამპოლუსიანი მიკროსტრიპ ფილტრი, გეომეტრიული პარამეტრები და სამკუთხედებით წარმოდგენილი შესაბამისი მოდელი	30
ფიგ. 23.	სამპოლუსიანი მიკროსტრიპ ფილტრი – გაზომვა	31
ფიგ. 24.	3მმ ლაქებიანი PEEC მოდელი, ზედა და ქვედა შრე	32
ფიგ. 25.	ფილტრის მახასიათებლები: S11 და S12. PEEC მოდელის კრებადობა ლაქის სხვადასხვა ზომის დროს, გამოყენებულია 20მმ, 10მმ, 5მმ და 3მმ ლაქები.	33
ფიგ. 26.	ფილტრის მახასიათებლები S11 და S12 100MHz დან 3GHz მდე; შედარება PEEC და MoM მოდელის და გაზომვების შედეგების	34
ფიგ. 27.	დენების და მუხტების განაწილება	35
ფიგ. 28.	დენების და მუხტების შედარება MoM თან	35
ფიგ. 29.	PCB/IC/Flex მოდელი	36
ფიგ. 30.	კონტროლერი და პროცესორი	36
ფიგ. 31.	Flex კაბელის მოდელი, რომელიც წარმოდგენილია 36400 სამკუთხედით. სამკუთხედის საშუალო ზომა არის 0.3მმ. ექვივალენტური PEEC	

	მოდელი დაყოფილია 3მმ ლაქებად და მოიცავს 149 ინდუქტივობას და 159 ტევადობის ელემენტს	37
ფიგ. 32.	<i>Flex</i> კაბელი, <i>S11</i> პარამეტრი 10KHz - 10GHz სიხშირულ დიაპაზონში..	38
ფიგ. 33.	<i>Flex</i> კაბელი, <i>S21</i> პარამეტრი 10KHz - 10GHz სიხშირულ დიაპაზონში..	38
ფიგ. 34.	<i>Flex</i> კაბელი, <i>S31</i> პარამეტრი 10KHz - 10GHz სიხშირულ დიაპაზონში..	38
ფიგ. 35.	სიმულაციის მოდელი დიელექტრიკების გარეშე, რომელიც შედგება 35914 სამკუთედისგან. <i>PEEC</i> მოდელი წარმოდგენილია 5მმ ლაქით, რაც გულისხმობს 366 ინდუქტივობის და 372 ტევადობის ელემენტების გამოყენებას ექვივალენტურ წრედში.	39
ფიგ. 36.	პორტები და შესაბამისი ბილიკები.	40
ფიგ. 37.	შედეგების შედარება (წყვეტილი - <i>MoM</i> , სრული ხაზი - <i>PEEC</i>)	40
ფიგ. 38.	დენების (ზევით) და მუხტების (ქვევით) განაწილება 5MHz სიხშირეზე, მარცხნივ - <i>MoM</i> , მარჯვნივ - <i>PEEC</i>	42
ფიგ. 39.	ელექტრული (ზევით) და მაგნიტური (ქვევით) ველების განაწილება 5MHz სიხშირეზე, მარცხნივ - <i>MoM</i> , მარჯვნივ - <i>PEEC</i>	42
ფიგ. 40.	სიმულაციის მოდელი, შედეგა 62857 სამკუთხედისგან.	43
ფიგ. 41.	ინდუქტივობის (მარცხენა) და ტევადობის (მარჯვნივ) დასათვლელი მოდელები	43
ფიგ. 42.	შედარება - <i>PEEC</i> მოდელის შედეგები დიელექტრიკით და დიელექტრიკის გარეშე	44
ფიგ. 43.	სპილენძის მარყუჟის წინალობის გაზომვა	45
ფიგ. 44.	<i>PEEC</i> გამოთვლითი მოდელი	46
ფიგ. 45.	წინალობის წარმოსახვითი ნაწილი	46
ფიგ. 46.	წინალობის რეალური ნაწილი	47
ფიგ. 47.	სხვადასხვა ზომის ტრიანგულაცია და შესაბამისი სამკუთხედების რაოდენობა	48
ფიგ. 48.	სხვადასხვა ტრიანგულაციის მეთოდი კიდის გასწვრივ	49
ფიგ. 49.	გამტარის წინალობა ტრიანგულაციის გაუმჯობესების შემდეგ	50
ფიგ. 50.	მარყუჟი მაგიდიდან 1სმ სიმაღლეზე (მარცხენა); მარყუჟი მაგიდიდან მოშორებული (მარჯვენა)	50

ფიგ. 51.	წინააღმდეგობის წარმოსახვითი ნაწილი, შედარება მაგიდაზე 1სმ დაშორებულ გამტარსა და მაგიდიდან საერთოდ გაწეულ გამტარს შორის	51
ფიგ. 52.	სხვადასხვა სიმაღლის სპილენძის მარყუჟი მაგიდაზე - გაზომვები	52
ფიგ. 53.	სხვადასხვა სიმაღლის სპილენძის მარყუჟი მაგიდაზე - შედეგები.....	53
ფიგ. 54.	სამუხრუჭე <i>LED</i> განათების მოდულის <i>3D CAD</i> მოდელი და ფუნქციონალური სქემა.....	55
ფიგ. 55.	გამტარებლური გამოსხივების ტესტი, რომელიც შეესაბამება CISPR 25 სტანდარტს	55
ფიგ. 56.	a) <i>PEEC</i> საწყისი მოდელი b) ტევადობები და c) ინდუქტივობები.....	57
ფიგ. 57.	გაზომილი და გამოთვლილი ხმაურის დონე.....	57
ფიგ. 58.	გამოთვლილი მუხტის და ელექტრული ველის განაწილება <i>110MHz</i> სიხშირეზე	58
ფიგ. 59.	ფუნქციონალური სქემა მოდიფიკაციის შემდეგ	59
ფიგ. 60.	ხმაურის შედარება საწყის და განახლებულ მოდელებს შორის. გრაფიკზე წარმოდგენილია გაზომილი და გამოთვლილი შედეგები.....	59
ფიგ. 61.	გამოთვლილი მუხტის და ელექტრული ველის განაწილება <i>110MHz</i> სიხშირეზე - განახლებული მოდელი	60
ფიგ. 62.	მაგნიტური ველის გაზომვა	61
ფიგ. 63.	გამოთვლილი (მარცხნივ) და გაზომილი (მარჯვნივ) ძაბვები მაგნიტური ველის გამზომ ზონდებში - საწყისი მოდელი	62
ფიგ. 64.	გამოთვლილი (მარცხნივ) და გაზომილი (მარჯვნივ) ძაბვები მაგნიტური ველის გამზომ ზონდებში - განახლებული მოდელი.....	63

10 ცხრილების ჩამონათვალი

TABLE I.	დაყოფის რეკომენდებული ზომა სხვადასხვა სიხშირისთვის	13
TABLE II.	გამოთვლის დრო ოთხ ბირთვიან i7 კომპიუტერზე.....	28
TABLE III.	ფილტრის პარამეტრები.....	31
TABLE IV.	სამპოლუსიანი მიკროსტრიპ ფილტრის PEEC მოდელი.....	32
TABLE V.	PEEC და MoM მოდელის გამოთვლის დრო 200 სიხშირეზე.....	34
TABLE VI.	PCB/IC/Flex სისტემის PEEC ით დათვლის დრო (დიელექტრიკის გარეშე) 41	
TABLE VII.	PCB/IC/Flex სისტემის PEEC ით დათვლის დრო (დიელექტრიკის გათვალისწინებით	44
TABLE VIII.	PEEC მოდელის გამოთვლის დროები	64