

Vilniaus universitetas
Fizikos fakultetas
Taikomosios elektrodinamikos ir telekomunikacijų institutas

Lukas Dundulis

**CMOS terahercinių jutiklių su lopinėlio antenomis
charakterizavimas**

Magistro studijų baigiamasis darbas

Programa: Telekomunikacijų fizika ir elektronika

Studentas	Lukas Dundulis
Darbo vadovas	prof. A. Lisauskas
Konsultantas	doc. J. Vyšniauskas
Instituto direktorius	prof. J. Matukas

Vilnius 2018

Turinys

Įvadas	3
1. Teorinis įvadas	4
1.1. CMOS gamybos technologija	4
1.2. Lauko tranzistorius kaip terahercinės spinduliuotės detektorius	7
1.3. Tranzistoriaus veikos	10
1.4. Perdavimo linijos	12
1.5. Lopinėlio antena	14
1.6. ADS Momentum programinis paketas	16
1.7. Pagrindiniai antenos parametrai	19
1.8. CMOS terahercinės spinduliuotės detektorius	20
2. Matavimo ir duomenų apdorojimo metodika	23
2.1. Parametrų nustatymas iš žemadažnės varžos	23
2.2. Detektoriaus jautrio nustatymas	27
2.3. Optinės sistemos patikrinimas	31
3. Antenų modeliavimo rezultatai	33
4. Jutiklių matavimo rezultatai ir jų aptarimas	37
5. Teorinių ir eksperimentinių rezultatų palyginimas	48
Išvados	50
Literatūros sąrašas	51
Santrauka	54
Summary	55

Ivadas

Terahercine spinduliuote vadinamos elektromagnetinės bangos, esančios 0.3 THz – 10 THz dažnių diapazone. Vaizdinimas, realaus laiko spektroskopija, naudojant šių bangas diapazoną, susilaukė dėmesio dėl galimybės jas panaudoti apsaugos, pramonės ir medicinos sferose [1][2][3]. Tačiau terahercinės spinduliuotės detektavimas yra iššūkis mokslui. Problema atsiranda, nes elektriniai prietaisai yra tiesiog per lėti tokio dažnio detekcijai, o detekcija optinėmis priemonėmis negalima dėl mažos šio diapazono fotono energijos.

Kol kas, dauguma dabartinių terahercinės spinduliuotės detektorių yra masyvūs ir lėti, todėl nepatrauklūs plačiam naudojimui pramonėje ir buityje. Kaip galima išeiti – vienpoliai lauko tranzistorių jutikliai, kurie pasižymi aukštadažnio signalo detekcija, viršijančia klasikinį tranzistoriaus ribinį dažnį dėl plazminių bangų lyginimo netiesiniame tranzistoriaus kanale. Šie detektoriai gali būti gaminami naudojant gerai išvystytą silicio gamybos technologiją luste kartu įdiegiant detektorių matricas su nuskaitymo elektronika [4]. Kadangi lauko tranzistoriai turi tris terminalus, aukštadažnio signalo detekcija, gali būti įgyvendinta keliais skirtingais būdais bei inžineriniais sprendimais. Moksliniuose straipsniuose dažniausiai aptariami rezultatai, naudojant vieną iš galimų terahercinio signalo detektavimo būdų, bet nėra palyginama skirtingų kaupinimo būdų įtaka detektoriaus jautriui [5][6].

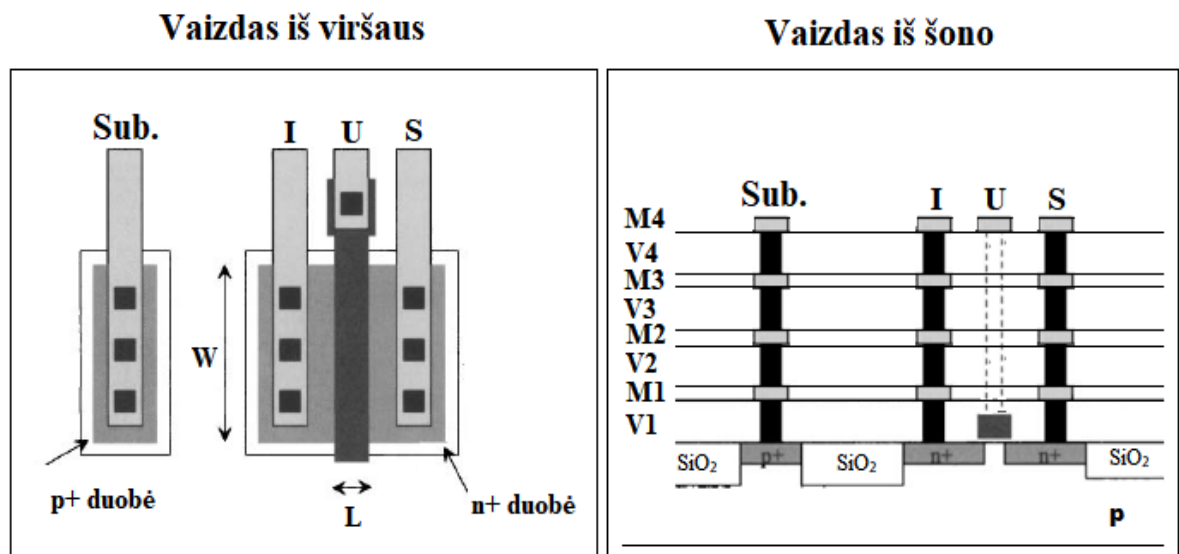
Mano magistrinio darbo tikslas buvo įvertinti laboratorijoje turimą optinę sistemą ir jos galimybes tikslaus detektorių jautrio nustatymui. Taip pat išmatuoti ir palyginti skirtingų papildomojo metalo oksido tranzistoriaus kaupinimo būdų ir inžinerinių sprendimų įtaką detektorių jautriui, atlikti teorinį jutiklių su lopinėlio antena modeliavimą, bei palyginti su eksperimento rezultatais.

1. Teorinis įvadas

1.1.CMOS gamybos technologija

Pirmą kartą integrinių grandynų, susidedančių iš diskrečių lauko efekto tranzistorių, idėja kilo dar 1963 metais Frankui Wanlasui kaip alternatyva tuo metu naudojamoms vakuuminėms lempoms ir dvipoliams tranzistoriams loginių operacijų atlikimui. Pačioje pradžioje dėl technologinių kliūčių vienpoliai tranzistoriai buvo lėtesni nei dvipoliai, tačiau dėl mažesnio galios suvartojimo buvo patrauklesni ekonominiu požiūriu. Tai įtakojo mokslininkų ir technologų investicijas į šią sritį ir tai lėmė 1980 metais pirmųjų kompiuterių ir interneto atsiradimą. Dabar daugiau nei 95% pasaulio integrinių grandynų yra gaminama naudojant būtent CMOS technologiją.

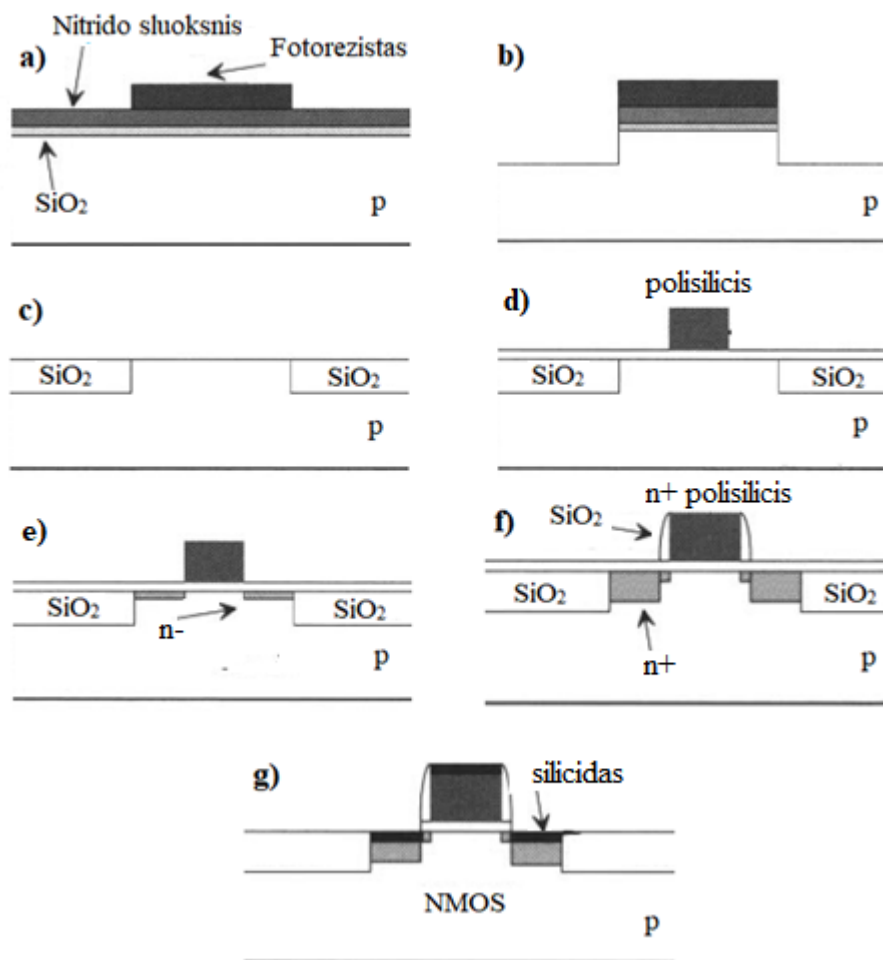
Naudojant šį metodą, lauko tranzistoriai kartu su grandinėmis dažniausiai formuojami ant p- tipo silicio pagrindo, kuris yra padalintas į tūkstančius vienodų matmenų lustų, sluoksnis po sluoksnio (1 pav.). Lustų dizainai gali skirtis taip sumažindami vienkartinės gamybos kaštus smulkiems užsakovams.



1 pav. N-tipo lauko tranzistoriaus, vijų (V) ir metalo (M) sluoksnių vaizdas iš viršaus ir šono. Čia Sub. – substrato-žemės potencialo kontaktas, I – ištaka, U – užtūra, S – santaka, W – tranzistoriaus plotis, L – tranzistoriaus užtūros ilgis. Gamyba prasideda nuo silicio padėklo apdorojimo.

Gamybos pradžioje ant viso silicio padėklo suformuojami silicio oksido, nitrido ir fotorezisto sluoksniai. Silicio oksidas naudojamas kaip terpė tolygiam nitrido sluoksnio suformavimui dėl prastų silicio drėkinimo savybių (2 pav. a). Kitame etape, po fotorezisto apšvietimo per kaukę ir nuplovimo

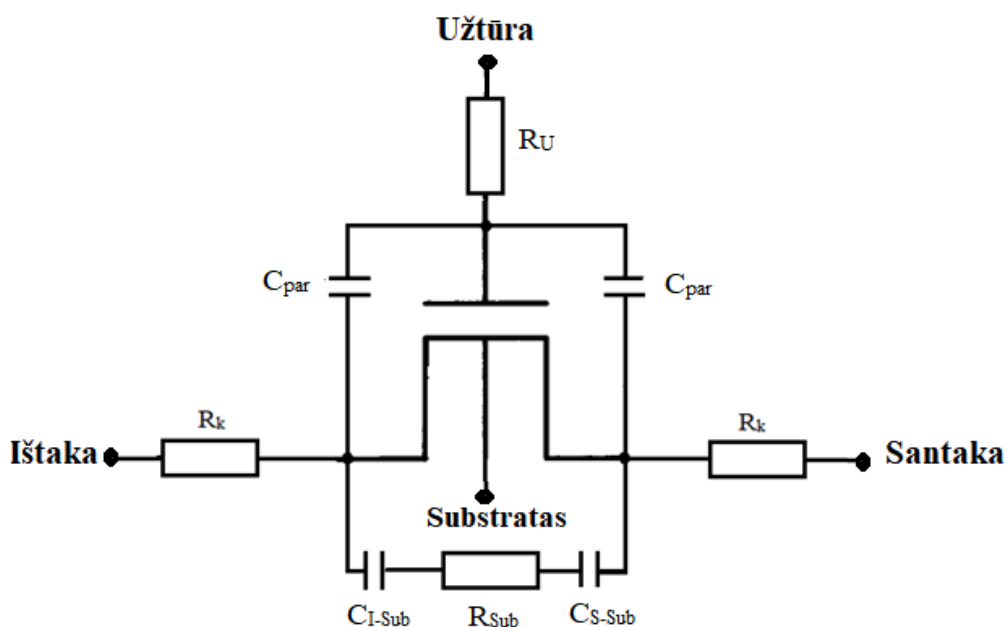
procedūrų, plotai nepadengti fotorezistu yra išėdinami (2 pav. b) ir sudarytos „skylės“ užpildomos silicio oksidu (2 pav. c). Ši procedūra atliekama tranzistoriaus izoliavimui nuo aplinkos.



2 pav. N-tipo lauko efekto tranzistoriaus gamyba.

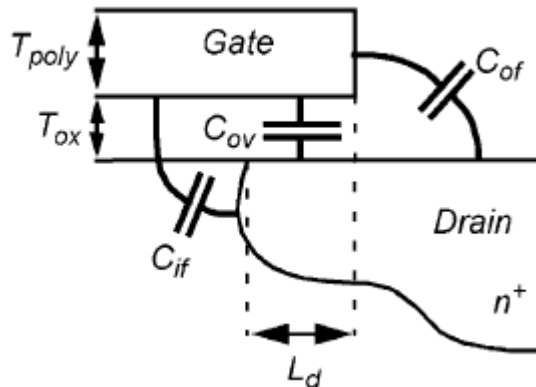
Kartojant fotorezisto suformavimą, apšvietimą ir ėdinimą, yra formuojami aukštesni sluoksniai. Pirmiausia ant plono (keli nm) silicio oksido klodo suformuojamas polisilicio sluoksnis, kuris naudojamas kaip užtūros kontaktas ir kaukė n-tipo difuzijai (2 pav. d). Atliekamas silpnas santakos ir ištakos legiravimas donorais (2 pav. e). Mažinant atstumą tarp ištakos ir santakos, maksimali tranzistoriuje galima ištakos įtampa ima mažėti dėl stiprėjančio elektrinio lauko ties užtūros ir ištakos sankirta (atgaline kryptimi įjungtas diodas), lemiančio nepageidaujamą krūvininkų dauginimąsi ir trumpinančio tranzistoriaus ilgaamžiškumą. Silpnas ištakos ir santakos legiravimas leidžia šį efektą sumažinti [7]. Toliau ant polisilicio šonų suformuojamas silicio oksido sluoksnis ir

atliekamas legiravimas donorais (2 pav. f). Tuomet išėsdinamas nepageidaujamas silicio oksidas ir ant kontaktų uždedamas plonas silicido sluoksnis (2 pav. g), panaikinant nepageidaujamų šotkio sandūrų susidarymą tarp tranzistoriaus terminalų ir metalo [8]. Suformavus tranzistorius luste, lieka juos sujungti pagal norimą dizainą. Grandinės formavimas atliekamas V1/M1-M4/V4 (1 pav.) sluoksniuose. Pagrindinė kontaktų išvedžiojimo taisyklė – vijomis galimas sujungimas tarp metalo sluoksnių fabriko apibrėžto ploto (žiūrint iš viršaus) vijomis.



3 pav. Ekvivalentinė lauko tranzistoriaus grandinė.

Panagrinėjus n-tipo lauko tranzistoriaus gamybą tampa aišku, jog jo aprašymas neįsivaizduojamas be papildomų elementų (3 pav.). Parazitinė talpa – C_{par} , susidedanti iš talpų atsirandančių tarp silpnai legiruotų ištakos/santakos ir užtūros polisilicio, užtūros polisilicio ir santakos/ištakos metalo bei elektrinių laukų susidarantių tarp pn sandūrų ir užtūros (4 pav.). Visi parazitinę talpą sudarantys elementai nėra žinomi, todėl dažnai modeliavimo tikslais C_{par} prilyginama $0.1C_{oks}$, čia C_{oks} – užtūros oksido talpa. 3 paveikslėlyje R_k nusako varžą, susidarantią sandūrose metalas-silicidas-silicis. Šią varžą galima nustatyti eksperimentiškai iš varžos priklausomybės nuo užtūros įtampos matavimų. Likę elementai ekvivalentinėje grandinėje, R_U – asocijuojami su efektyviaja užtūros varža $\sim 12.5 \Omega \mu m^2$ [9], C_{I-Sub} ir C_{U-Sub} – talpomis susidarantiomis tarp ištakos/santakos ir kanalo po lauko tranzistoriumi, R_{Sub} – tūrinė kanalo varža priklausanti nuo silicio kristalo legiravimo, kuri yra labai didelė lyginant su atidaryto tranzistoriaus varža.



4 pav. Parazitinės talpos tarp užtūros (Gate) ir santakos (Drain), čia C_{ov} – talpa tarp silpnai legiruotos ištakos ir užtūros, C_{if} – pn sandūros ir užtūros, C_{of} – ištakos kontakto ir užtūros, L_d – silpnos donorų difuzijos įsiskverbimo gylis, T_{poly} – polisilicio plotis, T_{ox} – silicio oksido sluoksnio storis [10].

1.2. Lauko tranzistorius kaip terahercinės spinduliuotės detektorius

Kai lauko tranzistoriaus kanale elektronų tankis moduluojamas labai didele sparta, pasireiškia krūvininkų inercija, su kuria nesiskaitoma labai dažnai naudojamuose dreifo-difuzijos modeliuose. Žymiai geriau į tai atsižvelgiama hidrodinaminiuose modeliuose, tačiau pilnas hidrodinaminis modelis (tolydumo lygtis, impulso balanso lygtis, energijos balanso lygtis ir Puasono lygtis) yra ganėtinai sudėtingas ir, kiek man žinoma, komerciniai programų paketai naudoja supaprastintą variantą, atmesdami išvestines pagal laiką ir koordinatę impulso balanso lygtyje. Aukštuose dažniuose toks supaprastinimas gali duoti dideles paklaidas. Kaip parodyta pamatiniame Djakonovo ir Šuro darbe [11], pagrindinius lyginimo ir dažnių dauginimo efektus galima gauti, atmetus energijos balanso lygtį, tačiau paliekant išvestines impulso balanso lygtyje.

Idėja vienpolių tranzistorių naudoti kaip THz spinduliuotės detektorių buvo pasiūlyta 1996 metais Djakonovo ir Šuro [12]. Jie, aprašydami elektronų pernašą dvimatėje (2D) sistemoje lygtimis, tokiomis pat kaip aprašomos paviršinės vandens bangos, ir teigdami jog krūvininkų tankis kanale aprašomas tolygiai kintančio krūvio modeliu (1), pastebėjo, kad tranzistoriaus terminalus apkraunant asimetriškai yra galima daug kartų tranzistoriaus ribinį dažnį viršijančios spinduliuotės galios detekcija. O pats detektuotas signalas, tranzistoriaus ilgo kanalo artinyje, gali būti sustiprintas iki trijų kartų daugiau, nei klasikiniu varžos maišymosi atveju.

$$n = \frac{C(U_U - V_{th})}{q} = \frac{CU}{q}, \quad (1)$$

$$\frac{\partial v}{\partial t} + v \frac{\partial v}{\partial t} + \frac{e}{m^*} \frac{\partial U}{\partial x} + \frac{v}{\tau} = 0, \quad (2)$$

$$\frac{\partial U}{\partial t} + \frac{\partial Uv}{\partial x} = 0. \quad (3)$$

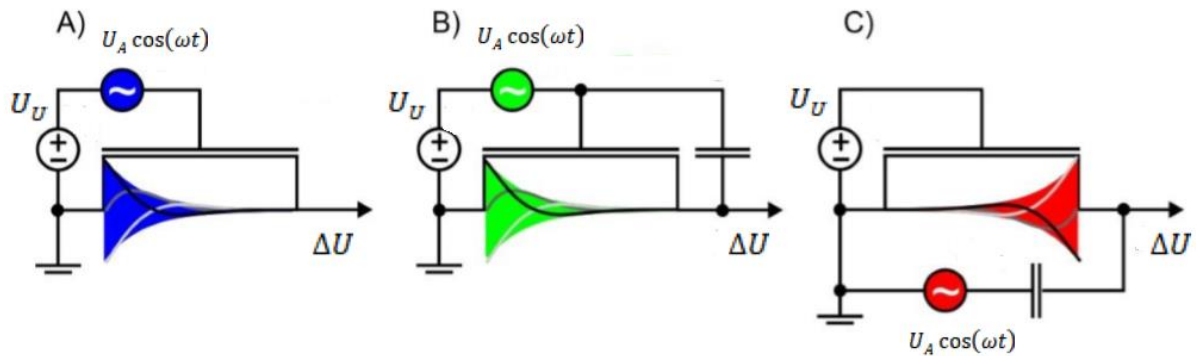
Čia (2) Eulerio judėjimo lygtis, (3) krūvio tolydumo lygtis atsižvelgiant į (1) lygtį, v - elektrono greitis, q - elementarusis krūvis, τ – kvaziimpulso relaksacijos trukmė, n – krūvininkų tankis, U_U – užtūros įtampa, m^* – efektinė elektrono masė, V_{th} – lauko tranzistoriaus slenkstinė įtampa.

Šių lygčių sprendinys priklauso nuo kraštinių sąlygų, tai yra nuo lauko tranzistoriaus kontaktų (užtūra, santaka, ištaka) apkrovų. Galima išskirti tris atvejus:

1. $U_{UI} = U_U + U_A \cos(\omega t)$, $U_I = 0$. Per užtūrą paduodamas aukštadažnis signalas, valdantis kanale esančių elektronų tankį, kai santaka įžeminta (5 pav. A).

2. $U_{UI} = U_U + U_A \cos(\omega t)$, $\Delta U, U_I = 0, U_S = U_A \cos(\omega t)$. Per užtūrą ir ištaką paduodamas aukštadažnis signalas. Klasikiniu atveju tai paprastas galios detektorius, vienu metu valdant kanalo krūvininkų tankį ir greitį atsiranda pastovios įtampos sandas $\sim U_A^2$ (5 pav. B).

3. $U_{UI} = U_U$, $U_S = U_A \cos(\omega t)$, $U_I = 0$. Signalas paduodamas per santaką arba užtūrą, kitą kontaktą įžeminant (5 pav. C).



5 pav. Skirtingos aukštadažnio signalo detektavimo shemos, A) kai kaupinama per užtūrą, santaka atvira, B) kaupinama per užtūrą ir ištaką, C) kaupinama per santaką, aukštadažnį signalą įžeminant per užtūrą.

Kiekvienu iš šių atvejų, nuolatinės įtampos sandas atsiranda dėl netiesinių tranzistoriaus savybių, asimetriškai į kontaktus paduodamo aukštadažnio signalo. Pats svarbiausias detektavimo

mechanizmas yra grupinės elektronų tankio moduliacijos (plazmonas) išilgai kanalo, tuo pačiu sukuriančios varžos priklausomybę nuo koordinatės. Paprasčiausia šį procesą įsivaizduoti 2-ru atveju. Žinome jog srovės tankis aprašomas $j=qn(t)v(t)$, abu parametrai yra moduluojami aukštadažniu signalu. Kaip moduliacijos rezultatas, atsiranda pastovios srovės tankio sandas $j_{dc}=q\langle n_I(t)\rangle\langle v_I(t)\rangle$, kur $\langle n_I(t)\rangle\langle v_I(t)\rangle$ yra aukštadažniu signalu moduluojami $n(t)$ ir $v(t)$ sandai [13]. To pasėkoje, atsiras srovę kompensuojantis elektrinis laukas ir elektromagnetinės bangos indukuota nuolatinė įtampa.

Kaip jau buvo minėta (2) ir (3) lygties sprendiniai priklauso nuo kraštinių sąlygų, pateiktų 5 pav. Pačių lygčių išvedimas yra ganėtinai sudėtingas, todėl pateiksiu tik galutinius sprendinius. Pirmuoju atveju (A) nuolatinės įtampos atsiradimas buvo išvestas Djakonovo ir Šuro [12], antruoju ir trečiuoju – Sebastian Boppel [6][14].

Bendru atveju aukštadažnio signalo sukuriama nuolatinę įtampą galima užrašyti kaip:

$$\Delta U = \frac{q}{m_e} \frac{U_A^2}{4s^2} f(\omega) \quad (4)$$

$$s = \sqrt{\frac{q}{m^*} n_0 \frac{\partial \phi}{\partial n}} = \sqrt{\frac{q R_U(U_U)}{m^*} \frac{\partial U_U}{\partial R_U(U_U)}} \quad (5)$$

Čia m^* – elektrono efektinė masė, q – elementarusis krūvis, U_A^2 – aukštadažnio signalo amplitudė kvadratas, s – judančio krūvio tankio bangos greitis, ϕ – elektrinis potencialas, $R_U(U_U)$ – žemadažnė kanalo varžos priklausomybė nuo užtūros įtampos, n_0 – nesutrikdytos sistemos krūvininkų tankis, $f(\omega)$ – maišymosi efektyvumo faktorius.

$f(\omega)$ – priklauso nuo kraštinių sąlygų, visais trimis atvejais:

$$f_A(\omega) = 1 + \beta - \frac{1 + \beta \cos(2k_r L_G)}{\sinh^2(k_i L_G) + \cos^2(k_r L_G)}, \quad (6)$$

$$f_B(\omega) = 1 + \beta \frac{\sinh^2(k_i L_G) - \sin^2(k_r L_G)}{\cosh^2(k_i L_G) - \cos^2(k_r L_G)}, \quad (7)$$

$$f_C(\omega) = - \left(1 + \beta \frac{\sinh^2(k_i L_G) - \sin^2(k_r L_G)}{\cosh^2(k_i L_G) - \cos^2(k_r L_G)} \right). \quad (8)$$

Čia $\beta = \frac{2}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau}\right)^2}}$, $k = \frac{\omega}{s} \sqrt{1 - \frac{i}{\omega\tau}}$ – banginis vektorius, kurio k_r - realioji, k_i – menamoji dalys.

O impedansai, kuriuos mato aukštadažnis signalas, atvejais B ir C:

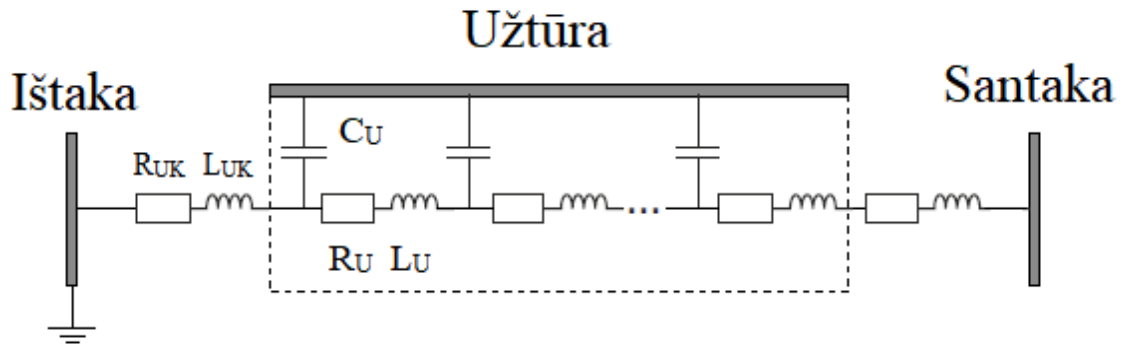
$$Z_B = \frac{-ik\tau s^2 R(U_U)}{\omega L_U} \cot(kL_U), \quad (9)$$

$$Z_C = \frac{ik\tau s^2 R(U_U)}{\omega L_U} \tan(kL_U). \quad (10)$$

Iš (5) formulės matome, jog krūvininkų tankio bangos greitį galime nustatyti iš žemadažnės vienpolio tranzistoriaus voltamperinės charakteristikos. Tačiau reiktų paminėti, jog visos šios formulės buvo išvestos atsižvelgiant į daug supaprastinimų ir tinkamos kaip pasitikrinimas projektuojant realų terahercų detektorių.

1.3. Tranzistoriaus veikos

Lauko tranzistorių galime apibūdinti ekvivalentine perdavimo linijos grandine. (6 pav.) Paskirstytieji elementai C_U, R_U – priklauso nuo užtūros įtampos kiekviename užtūros taške per saryšį $n(x) = \frac{C(x)(U_U(x) - U_{th})}{q}$. Modelyje esantys kinetiniai induktyvumai atsiranda atsižvelgiant į elektronų inerciją [15].



6 pav. Ekvivalentinė lauko tranzistoriaus grandinė.

Vadovaujantis šiuo modeliu ir atsižvelgę į (6-8) lygčių priklausomybes nuo ω ir L_U galima išskirti keturias lauko tranzistoriaus kaip galios detektoriaus darbo veikas [12][13].

A) Žemo dažnio, trumpo kanalo – klasikinis varžos maišymosi atvejis:

Kai $\omega\tau \ll 1$ ir $Re(kL_U) \ll 1$.

Šiuo atveju elektronų grupinis tankio judėjimas yra stipriai sklaidomas, tačiau visa banga netelpa į kanalo ilgį. Galime laikyti, jog krūvininkų tankis išilgai kanalo kinta tik dėl stipriai slopinamo plazmono ($\omega\tau \ll 1$). Šioje veikoje lyginimo mechanizmas $j_{dc} = e \langle n_1(t) \rangle \langle v_1(t) \rangle$ yra įmanomas tik B ir C atvejais.

B) Žemo dažnio, ilgo kanalo – sutrikdytas varžos maišymosi atvejis:

Kai $\omega\tau \ll 1$ ir $Re(kL_U) \gg 1$.

Šiuo atveju, kanalas (6 pav.) gali būti suprastas kaip perdavimo linija atmetant induktyvumus, tai yra kaip paskirstyta RC grandinė. Plazmonas yra stipriai slopinamas ir nepasiekia kanalo krašto. Tokiu atveju dėl lauko tranzistoriaus netiesiškumo turime įtampos, tarp užtūros ir vieno iš terminalų (priklausomai nuo kraštinių sąlygų), gradientą, dėl ko ištakoje ir atsiranda išlygintos įtampos sandas.

C) Aukšto dažnio, ilgo kanalo – nerezonansinis plazmonų maišymasis:

Kai $\omega\tau > 1$ ir $Re(kL_U) \ll 1$.

Šiuo atveju skirtingai nei sutrikdyto varžos maišymosi, silpnai slopinamos krūvininkų tankio osciliacijos gali nukeliauti ne vieną periodą per kanalą kol visiškai nusilpsta. Papildoma laiko ir krūvininkų tankio greičio priklausomybė nuo koordinatės tampa svarbi ir negalima nepaisyti krūvininkų inercijos. Todėl, modeliuojant reikia taikyti pilną perdavimo linijos modelį. Šios veikos maišymosi mechanizmas nesiskiria nuo sutrikdyto varžos maišymosi, tačiau dėl ilgesnio užtūros kanalo panaudojimo gaunamas sustiprintas detektavimo efektyvumas.

D) Aukšto dažnio, trumpo kanalo – rezonansinis plazmonų maišymasis:

Kai $\omega\tau > 1$ ir $Re(kL_U) > 1$.

Plazmonų bangos dėl silpno slopinimo ir trumpo kanalo ilgio nukeliauja iki užtūros krašto, kur atsispindi sukuriant rezonansines stovinčias bangas. Pagal Djakonovą ir Šurą [12] – šioje veikoje galima pasiekti kelis šimtus ar tūkstančius kartų didesnę jautrį. Tačiau ši sritis realiomis sąlygomis mažai ištirta ir diskutuotina.

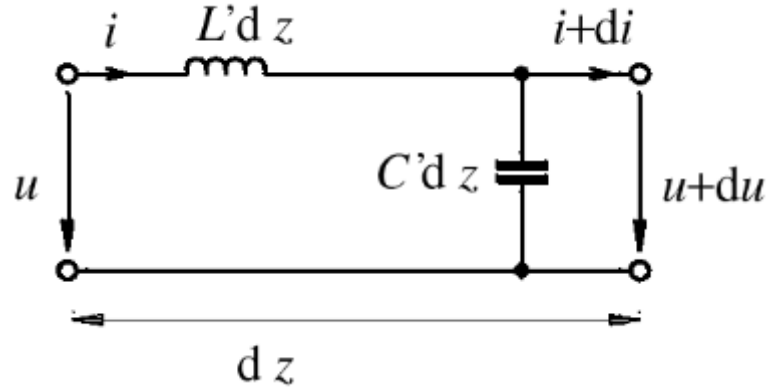
1.4. Perdavimo linija

Bet kokio sudėtingumo elektrinę sistemą galime apibūdinti sutelktinių elementų modeliu pasinaudodami sistemos parametrais R – varža, C – talpa, L – induktyvumas. Šiuo modeliu aprašymas

tampa negalimas, jei nagrinėjama sistema dirba dažniu – f , o jos fiziniai matmenys $L > 10 \frac{c}{f}$.

Tuomet sistemos aprašymui reikia naudoti perdavimo linijų teoriją.

Perdavimo linija be nuostolių gali būti apibūdinama ekvivalentine grandine (7 pav.) [16].



7 pav. Perdavimo linijos be nuostolių ekvivalentinė schema.

Pasinaudoję Kirchofo taisyklėmis ekvivalentinę grandinę galime užrašyti taip:

$$u = \frac{\partial i}{\partial t} L' + u + \frac{\partial u}{\partial z} dz \rightarrow \frac{\partial u}{\partial z} = -\frac{\partial i}{\partial t} L', \quad (11)$$

$$i + \frac{\partial i}{\partial z} dz = i - \frac{\partial u}{\partial t} C' dz \rightarrow \frac{\partial i}{\partial z} = -\frac{\partial u}{\partial t} C'. \quad (12)$$

Šios sistemos sprendiniai, kai $y = i\omega\sqrt{L'C'}$:

$$V(z) = V^+ e^{-yz} + V^- e^{+yz}, \quad (13)$$

$$I(z) = \frac{y}{j\omega L'} (V^+ e^{-yz} - V^- e^{+yz}). \quad (14)$$

Turime, jog perdavimo linijoje egzistuoja dvi bangos , viena V^+ - keliauja į dešinę pusę, V^- - į kairę. Kiekvienos šių bangų santykis su srovės banga, vadinamas charakteringuoju impedansu, kuris apibūdina perdavimo linijoje galimą įtampos ir srovės santykį:

$$Z_0 = \frac{V^+}{I^+} = -\frac{V^-}{I^-} = \sqrt{\frac{L'}{C'}}. \quad (15)$$

Jei nagrinėjame perdavimo liniją gale apkrautą apkrova Z_A (7 pav.), apkrovos sujungimo su linija taške turime tenkinti įtampos ir srovės balanso sąlygą:

$$V^+ + V^- = V^A, \quad (16)$$

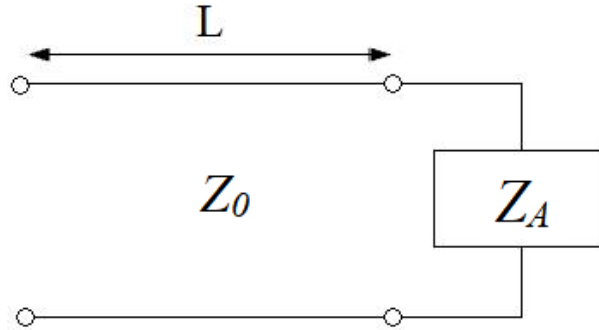
$$\frac{(V^+ - V^-)}{Z_0} = I^A. \quad (17)$$

Sudėję (16) lygtį padauginą iš Z_0 su (17) lygtimi bei pasinaudoję sąryšiu $\frac{V^A}{I^A} = Z_A$, gauname:

$$\frac{V^+ + V^- + V^+ - V^-}{Z_0} = I^A + \frac{Z_A I^A}{Z_0}, \quad (18)$$

$$V^+ = \frac{I^A}{2} (Z_0 + Z_A). \quad (19)$$

Atėmę (16) lygtį, padauginą iš Z_0 iš (17) lygties, bei pasinaudoję sąryšiu $\frac{V^A}{I^A} = Z_A$, gauname:



8 pav. Apkrauta perdavimo linija.

$$\frac{-V^+ - V^- + V^+ - V^-}{Z_0} = I^A - \frac{Z_A I^A}{Z_0}, \quad (20)$$

$$V^- = \frac{I^A}{2} (Z_A - Z_0). \quad (21)$$

Santykis $\Gamma = S_{11} = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_A - Z_0}{Z_0 + Z_A}$ vadinamas atspindžio koeficientu ir parodo, kokia įtampos dalis yra atspindima apkrovos Z_A , jei nėra impedansų suderinamumo.

Atsižvelgę į šiuos fundamentinius apibrėžimus galime rasti bendrą sistemos (8 pav.) impedansą, matomą taške $-l$, ten kur prasideda linija:

$$Z_{sis} = \frac{V(-l)}{I(-l)} = Z_0 \left(\frac{e^{yl} + \Gamma e^{-yl}}{e^{yl} - \Gamma e^{-yl}} \right) = Z_0 \frac{Z_A + i \tan(\beta l)}{Z_0 + i Z_A \tan(\beta l)}. \quad (22)$$

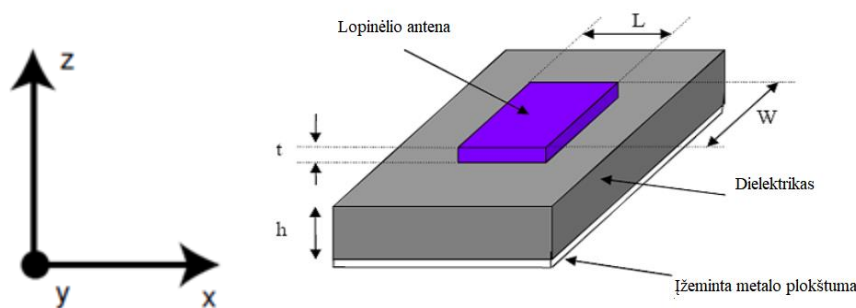
Čia $y=i\beta$, $\beta = 2\pi/\lambda$. Keli labai patogūs pastebėjimai gali būti padaryti vadovaujantis (22) formule.

Atveju, jei mūsų perdavimo linijos ilgis $= \lambda/2$, tai $\tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{2}\right) = 0$ ir $Z_{sis} = Z_A$, ir perdavimo linija be nuostolių neturi įtakos apkrovai.

Jei sistema yra užtrumpinta $Z_A = 0$ ir perdavimo linijos ilgis $\lambda/4$. $Z_{sis} \rightarrow i\infty$. Turime begalinio induktyvumo impedansą, per kurį aukštadažnė srovė neteka [17].

1.5. Lopinėlio antena

Antena yra apibrėžiama kaip struktūra, sudaranti sąryšį tarp elektromagnetinės bangos perdavimo linijoje ir elektromagnetinės bangos laisvojoje erdvėje, arba atvirkščiai. Nepriklausomai nuo antenos tipo, visų jų veikimas iš esmės tas pats: bangų spinduliavimas atsiranda dėl judančių su pagreičiu krūvininkų, o priėmimas - elektromagnetinės bangos sužadinti krūvininkų virpesiai antenoje.



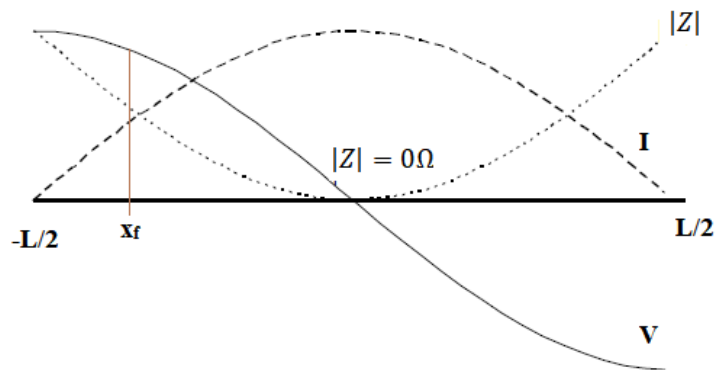
9 pav. Lopinėlio antena, čia L – antenos ilgis, W – antenos plotis, h – dielektriko storis, t – antenos metalo plotis.

Lopinėlio antenos, kurios yra ganėtinai patrauklios taikymuose, reikalaujančiuose $f > 100$ MHz, dėl mažo ploto ir pigios gamybos, dažniausiai gaminamos stačiakampio arba kvadrato formos ant plono dielektriko sluoksnio, vadinamo substratu, kuris formuojamas ant įžeminto, bent 4 kartus savo matmenimis antenos plotą viršijančio, metalo sluoksnio (9 pav.). Šios antenos elgiasi kaip $f = 0.5 c/L\sqrt{\epsilon_r}$ rezonatorius xz plokštumoje poliarizuotam elektriniam laukui, čia c – šviesos greitis

vakume, f – rezonansinis dažnis, ε_r – dielektriško dielektrinė skvarba. Tokios antenos analitiškai išvestas impedansas rezonanse aprašomas [18] (10 pav.) taip:

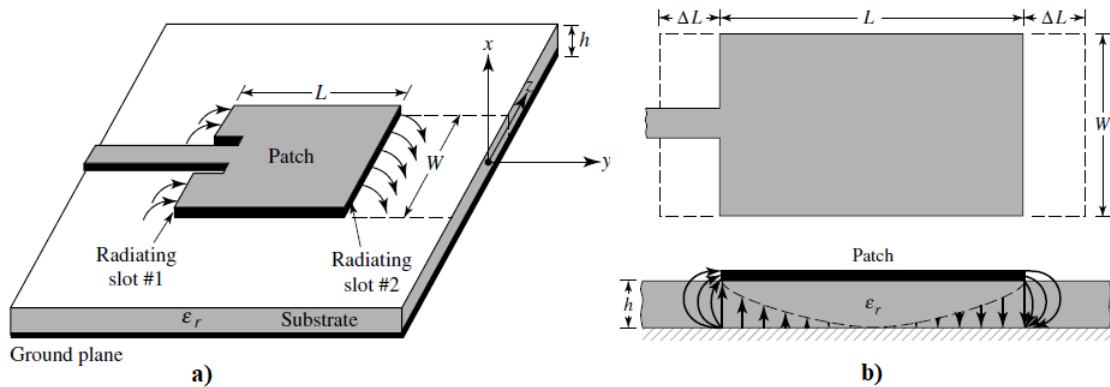
$$R_r = 90 \left(\frac{\varepsilon_r^2}{\varepsilon_r - 1} \right) \left(\frac{L}{W} \right)^2 \sin^2 \left(\frac{\pi x_f}{L} \right). \quad (23)$$

Čia R_r – antenos varža rezonanse, x_f – taškas, per kurį paduodamas signalas į anteną.



10 pav. Scheminis lopinėlio antenos impedanso, įtampos ir srovės pasiskirstymas antenos ilgyje.

Lopinėlio antenos impedansų pasiskirstymą patogiau suprasti nagrinėjant tarp antenos ir žemės susidarančius elektrinius laukus. Į anteną paduodant aukštadažnį signalą tarp žemės ir antenos susidaro signalo dažniu kintantys elektriniai laukai, kurie silpsta artėjant prie antenos centro - aukštadažnio signalo virtualios žemės. 11 paveikslėlyje pavaizduoti antenos šonuose susidarantys užsilenkiantys elektriniai laukai yra atsakingi už elektromagnetinių bangų spinduliavimą, kryptingumą ir antenos efektyvų ilgį (rezonansinį dažnį) - $L_{eff} = L + 2\Delta L$. Aukštadažnėse grandinėse, gaminamose CMOS technologija, dielektriško storis yra apie $7 \mu\text{m}$, todėl šoniniai laukai yra koncentruoti tarp metalo plokščių. Dėl ko sumažėja nepageidaujamas spinduliavimas mikrobangų diapazone, bet tuo pačiu gaunami mažesni antenos efektyvumai ir juostos pločiai.

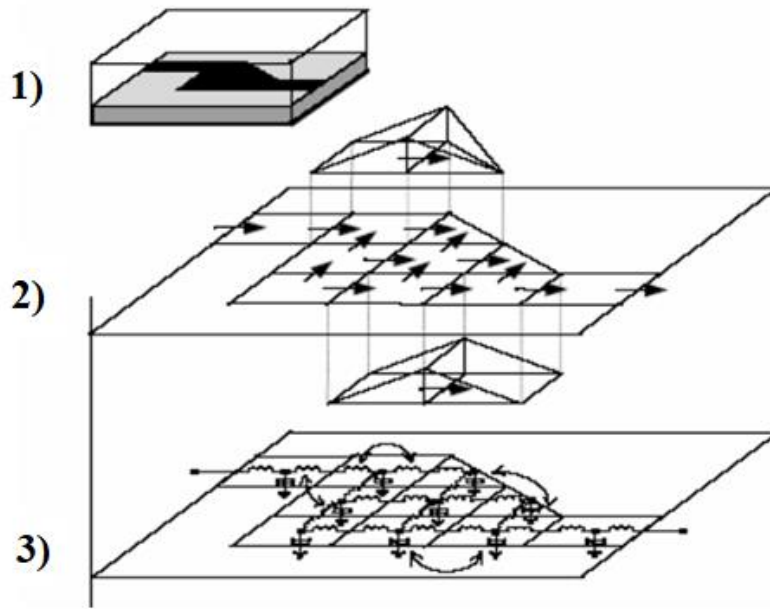


11 pav. Elektrinio lauko pasiskirstymas tarp lopinėlio antenos ir žemės, a) Vaizdas iš viršaus, b) antenos efektyvus ilgis [19].

Bendru atveju, antenos įėjimo impedansas, esantis antenos kaupinimo taške, pilnai gali būti aprašytas: $Z(f, x_f) = R(f, x_f) + iX(f, x_f)$, kur $R(f, x_f)$ nusako realiąją antenos varžą matomą taške x_f (9 pav.) ir susidedančią iš spinduliuojamosios varžos ir ominių nuostolių, o $X(f, x_f)$ dalį energijos kaupiamos artimajame antenos lauke, kuri rezonanso metu lygi 0. Iš esmės lopinėlio impedansas, efektyvumas, bei kryptingumas priklauso nuo įvairių parametrų (viršutinio ir žemės metalų storio, dielektriko storio, ir dielektrinės skvarbos ir t.t.) ir kiekvienu atveju modeliuojami skaitmeniškai, naudojant programinius paketus tokius kaip ADS ar HFSS.

1.6.ADS Momentum programinis paketas

Momentum yra dalis programinio paketo ADS, leidžiančio modeliuoti ir įvertinti skirtingų dizainų antenų, perdavimo linijų, planarinių integrinių grandinių S-parametrus. Šis paketas naudoja momentų metodą (Method of Moments) integrinių Maksvelo lygčių sprendimui, lygtis sprendamas matriciniu pavidalu. 12 paveikslėlis pateikia ADS Momentum modeliavimo eigą. Kai norimo dizaino grandinė suformuojama, modeliavimo pradžioje metalo sluoksnis diskretizuojamas į kvadrato, trikampio formų tinklą. Antrame žingsnyje sumodeliuojamos į kiekvieną diskretizuotą plotą įeinančios ir išeinančios srovės. Toliau atsižvelgiant į sumodeliuotas sroves sprendžiama tinklo matrica ir įvertinami sistemos S- parametrai.



12 pav. „ADS Momentum“ uždavinio sprendimo principinė schema.

Bendru atveju momentų metodas taikomas ieškant integrinių diferencialinių lygčių (24) sprendinių nežinomą funkciją skleidžiant bazinių funkcijų eilute su koeficientais (25) ir ieškant tarpusavio bazinių funkcijų momentų (26).

$$L(f) = g, \quad (24)$$

čia L – operatorius veikiantis ieškomą funkciją, g – žinomą jėgą sukurianti funkcija.

$$\sum_{n=1}^N a_n L(f_n) = g + R, \quad (25)$$

čia a_n – nežinomi bazinių funkcijų koeficientai, f_n – žinomos bazinės funkcijos, R – paklaida.

$$\langle f_m, f_n \rangle = \int f_m(r) \int f_n(r') dr dr' \quad (26)$$

Jei $R \rightarrow 0$, lygtis (25) gali būti perrašoma kaip:

$$\sum_{n=1}^N a_n \langle f_m, L(f_n) \rangle = \langle f_m, g \rangle \quad (27)$$

O matriciniu pavidalu :

$$\begin{pmatrix} z_{11} & \cdots & z_{m1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{m1} & \cdots & z_{mn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_m \end{pmatrix} \quad (28)$$

Čia $z_{mn} = \langle f_m, L(f_n) \rangle$, o $b_m = \langle f_m, g \rangle$ ir gali būti išspręsta, nes nežinomų yra tiek pat kiek lygčių.

ADS Momentum programinis paketas taikant šį metodą sprendžia atvirkštinį uždavinį, t. y. kai yra žinomas atsakas, o veikiančioji jėga nėra žinoma. Iš Maksvelo lygčių galima parodyti [20], jog operatorius L , veikiantis elektrinį lauką yra:

$$L = \nabla^2 + k^2, \quad (29)$$

čia $\nabla = i \frac{\partial}{\partial x} + j \frac{\partial}{\partial y} + k \frac{\partial}{\partial z}$, k – bangos vektorius.

Tuomet (21) lygtis pasinaudojant Greeno funkcija kaip integralo branduoliu tampa :

$$\iint dS G(r, r') * J(r) = E(r) \quad (30)$$

čia $J(r)$ – srovės tankis, $E(r)$ – elektrinis laukas, $G(r, r')$ – Greeno funkcija, kuri priklauso nuo kraštinių sąlygų ir tenkina :

$$(\nabla^2 + k^2)G(r, r') = -\delta(r, r') \quad (31)$$

Šiuo atveju operatorius $L = \iint dS G(r, r')$, o $f = J(r) = \sum_{n=1}^n I_n f_n$, kur I_n – reprezentuoja realias pro tinklelio briaunas tekančias sroves [20][21].

1.7. Pagrindiniai antenos parametrai

Kryptingumas – D .

Antenos kryptingumas yra išreiškiamas kaip spinduliuotės intensyvumo bet kuria kryptimi santykis su izotropinio spinduolio intensyvumu [19]:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{IZO}}. \quad (32)$$

Čia P_{IZO} – izotropinio spinduolio galia, $U(\theta, \varphi)$ – galios srauto tankio priklausomybė nuo krypties.

Antenos stiprinimas – G .

Antenos stiprinimas yra tiesiogiai susijęs su antenos kryptingumu. Stiprinimo atveju papildomai atsižvelgiama į antenos efektyvumą.

$$G(\theta, \varphi) = D(\theta, \varphi) \eta \quad (33)$$

Antenos efektyvumas – η .

Antenos efektyvumas atsižvelgia į nuostolius, atsiradusius dėl atspindžių nesuderintoje sistemoje ir dėl baigtinės antenos varžos:

$$\eta = \eta_m \eta_r. \quad (34)$$

Čia $\eta_m < 1$ – impedansų nesuderinamumo koeficientas, $\eta_r = \frac{R_r}{R_r + R_n} < 1$ – nuostoliai dėl antenos varžos, R_r – antenos spinduliuojamoji varža, R_n – antenos ominiai nuostoliai.

Antenos įėjimo impedansas – Z_{ant} .

Tai impedansas, kuris apibūdina anteną jos jungimo terminaluose, tai yra – kokį impedansą mato perdavimo linija antenos ir linijos susijungimo taške.

Efektyvusis antenos plotas – A_{eff} .

Efektinį antenos plotą galime apibūdinti, kaip visiškai juodo kūno plotą, į kurį kritusi elektromagnetinė banga yra visiškai sugerama:

$$A_{eff} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G = \lim_{\eta \rightarrow 1} \frac{\lambda^2}{4\pi} D. \quad (35)$$

1.8. CMOS terahercinės spinduliuotės detektorius

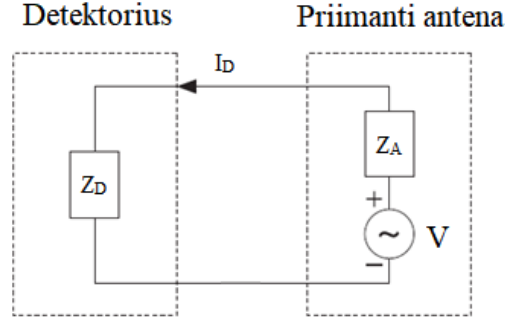
Pagrindiniai parametrai, apibūdinantys terahercinės spinduliuotės detektorius, yra jo jautris (36) ir triukšmų ekvivalenti galia tenkanti šakniai iš Herco – NEP (37) [22]. Ekvivalenti triukšmų galia gali būti suprata, kaip ant detektoriaus krintančios galios generuojamas signalas, kuris yra lygus vidutiniam pačio detektoriaus generuojamam triukšmui, arba kitaip, signalo dydis, kuriam esant signalo triukšmo santykis lygus 1.

$$R_V = \frac{\Delta U}{P} \quad (36)$$

$$NEP = \frac{\sqrt{4k_b T R_{DC} \Delta f}}{R_V} \quad (37)$$

Čia P – į jutiklį krentanti galia, ΔU – detektuojamas signalas, k_b – Bolcmano konstanta, T – temperatūra, R_{DC} – žemadažnė sistemos varža, Δf – spektro juostos plotis, jutiklių charakterizavimui prilyginamas vienam Hercui.

Kadangi lauko efekto tranzistorius yra prastas elektromagnetinės spinduliuotės imtuvas, todėl jo kaip detektoriaus savybėms pagerinti, būtina naudoti anteną. Dėl šios priežasties terahercų detektorius yra lauko efekto tranzistoriaus ir antenos visuma. Nagrinėjant šią sistemą, būtina atsižvelgti ne vien tik į tranzistoriaus ypatumus, bet ir į galios perdavimą iš antenos į detektorius, bei pačios antenos charakteristikas.



13 pav. Supaprastinta detektoriaus ir antenos ekvivalentinė grandinė.

Priimanti antena gali būti reprezentuojama kaip įtampos šaltinis su vidine varža Z_A [23](13 pav.). Antenai priimant signalą galia sistemoje pasiskirsto pagal gerai žinoma lygtį:

$$P_{visa} = \frac{1}{2} Re(VI_D) = \frac{1}{2} \frac{|V|^2(R_D + R_A)}{|Z_D + Z_A|^2} = P_D + P_A \quad (38)$$

Kur P_{visa} – visa grandinėje esama galia, R_D – detektoriaus realioji varžos dalis, R_A – antenos realioji varža, Z_D , Z_A – atitinkamai detektoriaus ir antenos impedansai, P_D – galia išsiskirianti detektoriuje, P_A – galia išsiskirianti antenoje.

Esant impedansų suderinimo sąlygai, tai yra kai $Z_D = Z_A^*$, antenoje ir detektoriuje išsiskiria vienoda galia:

$$P_A = \frac{1}{2} |I_D|^2 R_A = \frac{1}{2} \frac{|U^2| R_A}{|Z_D + Z_A|^2} = \frac{1}{2} \frac{|U^2| R_A}{4R_A^2} = \frac{1|U^2|}{8R_A} \rightarrow P_D = \frac{1|U^2|}{8R_A} \quad (39)$$

Pagal Djakonovo ir Šuro formulę detektuojamai įtampai (4) ir vadovaujantis jautrio apibrėžimu (36), jautrio išraišką galime aprašyti taip:

$$R_v = \frac{q}{m_e} \frac{U_A^2}{4s^2} f(\omega) \frac{1}{P_D} = \frac{q}{m_e} \frac{U_A^2}{4s^2 U^2} f(\omega) 8R_A \eta_{ant} \eta_{ats} \quad (40)$$

Čia U – įtampa, susidaranti priimant aukštadažnį signalą, η_{ant} – antenos naudingumas, η_{ats} – antenos atspindžio koeficientas.

Kadangi $U_A^2 = (I_D |Z_D|)^2$, o $U^2 = I_D (|Z_D + Z_A|)^2$, (40) lygtį galima supaprastinti, ir gauti teorinę detektoriaus jautrio išraišką:

$$R_v = \frac{q}{m_e 4S^2} \frac{|Z_D|^2}{(|Z_D + Z_A|)^2} f(\omega) 8R_A \eta_{ant} \eta_{ats} = \frac{q}{m_e 4S^2} H^2 f(\omega) 8R_A \eta_{ant} \eta_{ats} \quad (41)$$

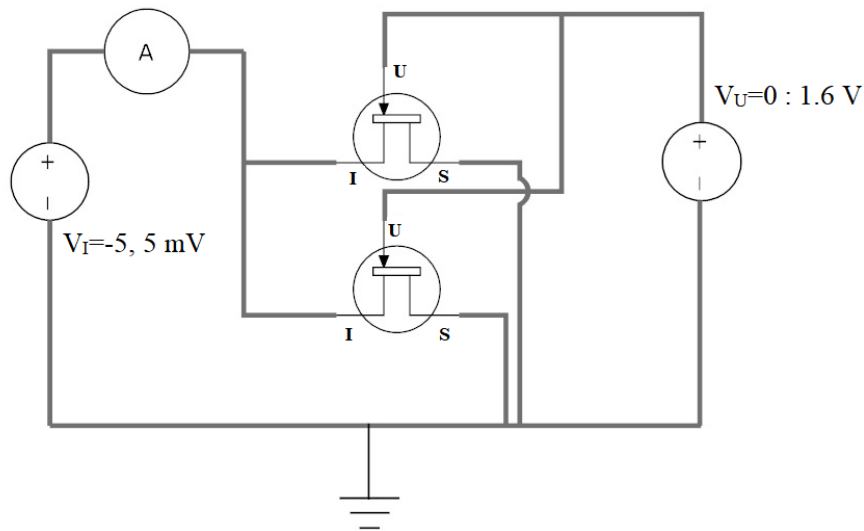
2. Matavimo, modeliavimo ir duomenų apdorojimo metodika

2.1. Parametrų nustatymas iš žemadažnės varžos

Pagrindiniai tranzistoriaus parametrai, kurie reikalingi įvertinti aukštadažnį lauko tranzistoriaus impedansą, nustatomi trijų žingsnių būdu. Pradžioje žemadažnė varža matuojama prietaisu Agilent Technologies B1500A, keičiant užtūros įtampą nuo 0 iki 1.6 V. Kadangi matuojamą srovę sudaro $I_I^+ = I_I + I_N$, čia I_N – nuotėkio srovė per užtūros oksidą, I_I – srovė tekanti per ištakos ir santakos varžą, matavimai atliekami $V_I = -5; +5$ mV (14 pav.). Tuomet lauko tranzistorių varža:

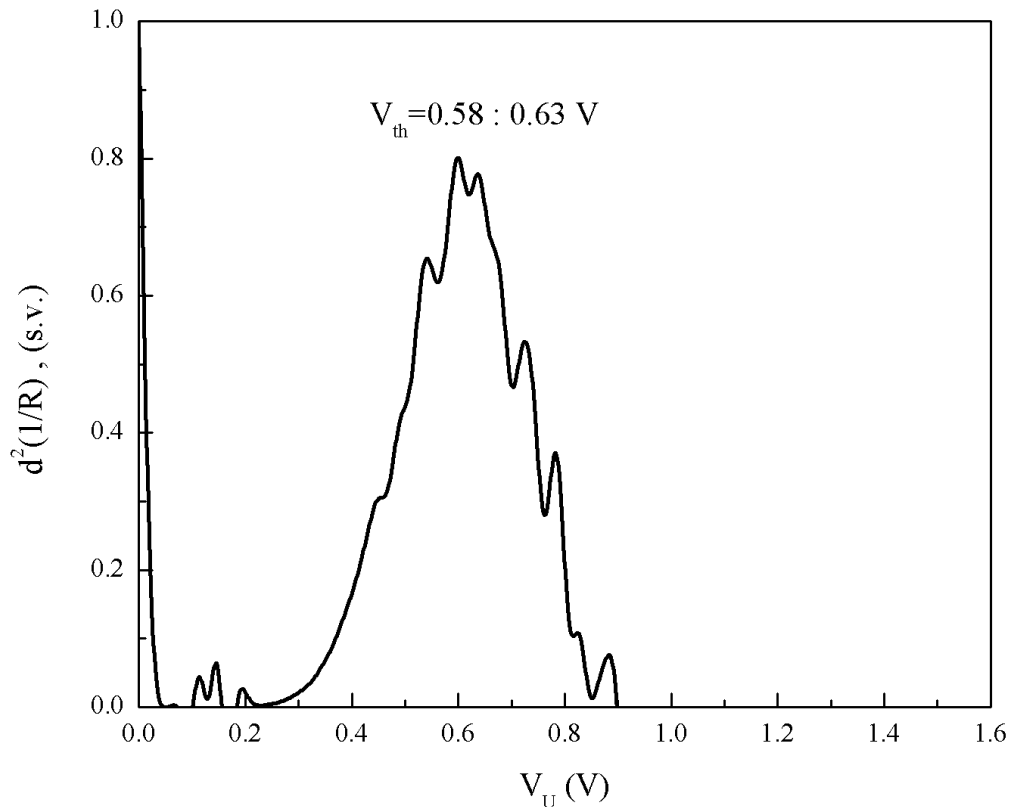
$$R = \frac{V_I^+ - V_I^-}{I_I^+ - I_I^-} \quad (42)$$

Norėčiau atkreipti dėmesį, jog matuojama dviejų lygiagrečiai sujungtų tranzistorių varža, kas (42) formulėje turėtų lemti koeficiento 2 atsiradimą. Tačiau dėl supaprastinimų kuriuos teko panaudoti atliekant antenos modeliavimus, matuotą sistemą ekvivalenčiai laikome kaip vieno tranzistoriaus, kurio plotis yra dvigubai didesnis.



14 pav. Lauko tranzistoriaus žemadažnės varžos nustatymo schema.

Paklaidoms sumažinti voltamperinės charakteristikos matavimai atliekami 3 kartus ir gauti rezultatai suvidurkinami. Tam, kad nustatyti tranzistoriaus slenkstinę įtampą V_{th} - ieškomas antrasis laidumo diferencialas, kurio maksimumas ir nusako šio parametro vertę [25]. Kadangi, varžos matavimų duomenys yra triukšmingi dėl mažų ištakos srovių, šio metodo praktiniam panaudojimui duomenys yra vidurkinami judančio vidurkio algoritmu. Dėl matematinių duomenų apdorojimo operacijų, laidumo antrojo diferencialo maksimumo vertė gali būti pasislinkusi (15 pav.). Atsižvelgiant į galimus netikslumus, iš šio metodo nustatome V_{th} parametro kitimo režius.



15 pav. Slenkstinės įtamos radimas iš antrojo laidumo diferencialo, duomenis apdorojant judančio vidurkio algoritmu.

Žinome, jog išmatuota varža susideda iš kanalo varžos – R_T ir kontaktų varžos – R_{kont} (43). Nustatyti kontaktų varžai pasinaudojame Tolygiai kintančio kanalo aproksimacijos modeliu, kuris galioja kai $V_U > V_{th}$ t.y. $V_U = 1.4 \div 1.6$ V. Aproksimacija atliekama naudojant programinio paketo Matlab funkciją „lsqcurvefit“.

$$R(V_{th}) = \frac{L_U}{C_{ox} W \mu \eta (V_U - V_{th})} + R_{kont}(V_{th}) = \frac{A}{(V_U - V_{th})} + B(V_{th}) \quad (43)$$

Čia η – neidealumo faktorius, $W = 2W_T = 640 \text{ nm}$ – kanalo plotis, W_T – tranzistoriaus kanalo plotis, $L_U = 150 \text{ nm}$ – kanalo ilgis, $C_{ox} = \epsilon\epsilon_0/d$ – oksido talpa į ploto vienetą, $\epsilon = 3.9$ – silicio oksido santykinė dielektrinė skvarba, $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$ – dielektrinė konstanta, $d = 2.8 \text{ nm}$ – oksido storis pagal gamintojo pateiktus duomenis. Iš šio modelio nustatome, $R_{kont}(V_{th})$.

Naudodamiesi V_{th} - režiais, nustatyta $R_{kont}(V_{th})$ ir remdamiesi Jungtiniu krūvio valdymo modeliu (UCCM) [25] (44), randame judrį $\mu(V_{th})$ ir neidealumo faktorių $\eta(V_{th})$.

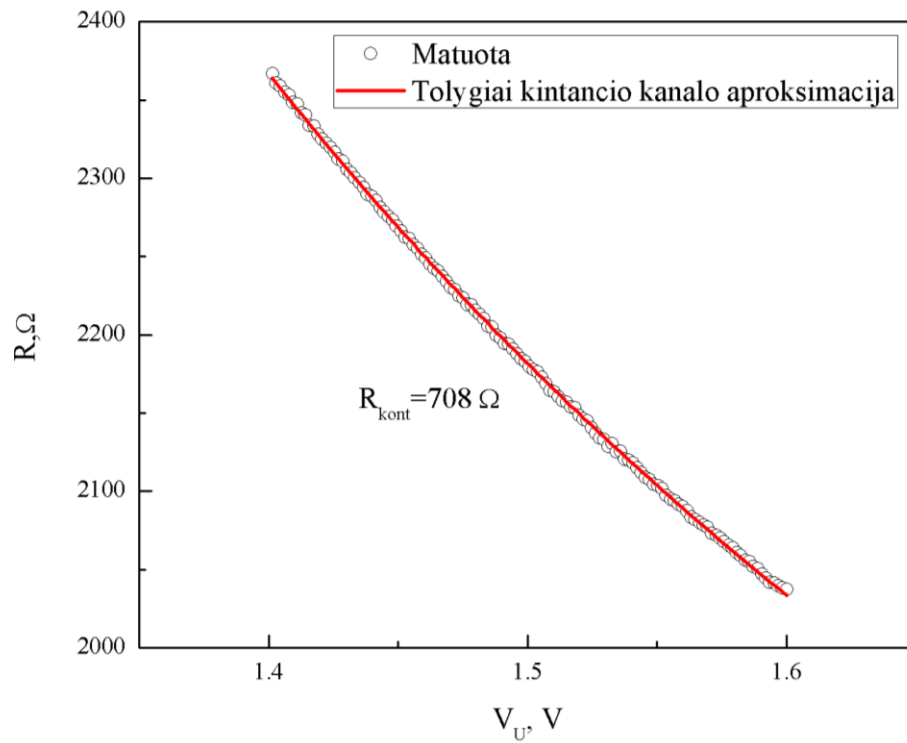
$$R_T = \frac{L_U}{C_{ox}W\mu(V_{th})\eta(V_{th}) \cdot \ln\left(1 + \frac{1}{2}e^{\left(\frac{V_U - V_{th}}{\eta(V_{th}) \cdot V_T}\right)}\right)} - R_{kont}(V_{th}) \quad (44)$$

Čia R_T – kanalo varža, $V_T = \frac{k_B T}{q}$, kur T – temperatūra, k_B – Bolcmano konstanta.

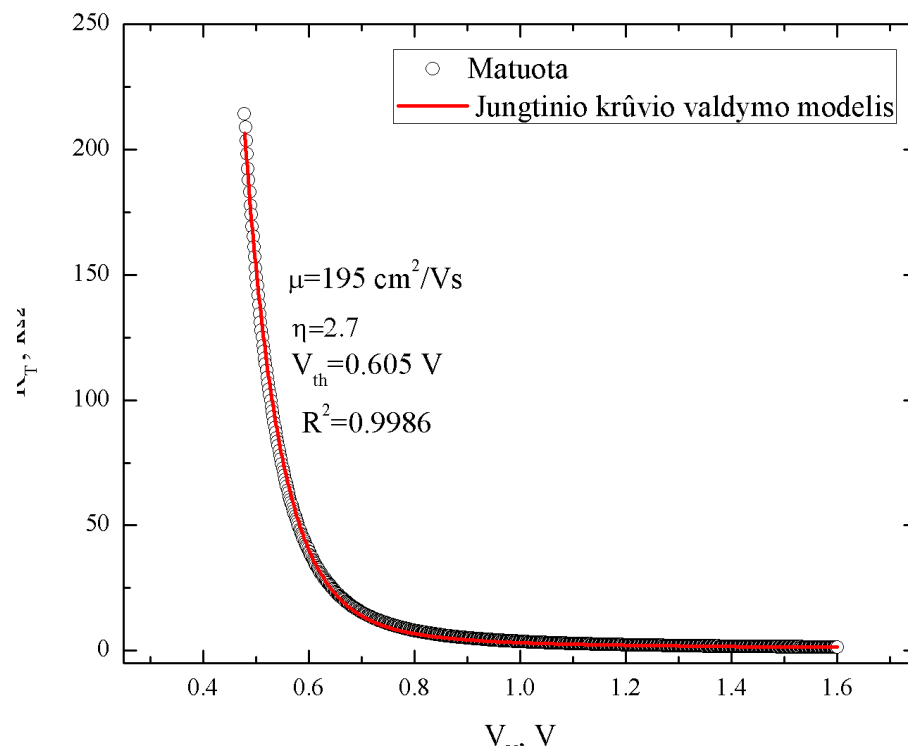
Laikome, jog nustatytų parametrų rinkinys yra artimiausias realiems, kai Jungtiniu krūvio valdymo modelio determinacijos koeficientas – R^2 yra artimiausias 1. Vadovaujantis šiuo algoritmu nustatyta (16,17 pav.): $V_{th} = 0.605 \text{ V}$, $R_{kont} = 708 \Omega$, $\mu = 195 \text{ cm}^2/\text{Vs}$, $\eta = 2.7$.

Toks parametrų nustatymo metodas buvo pasirinktas dėl kelių priežasčių:

1. Taikant mažiausių kvadratų metodą galimi lokalūs minimumai, kas lemia netikslumus esant keliems parametrų.
2. Praktika parodė, jog jungtiniu krūvio valdymo ir tolygiai kintančio kanalo aproksimacijos modeliais nustatomos tranzistoriaus slenkstinės įtampos skiriasi.



16 pav. Kontaktų varžos nustatymas naudojantis Tolygiai kintancio kanalo aproksimacijos modeliu.



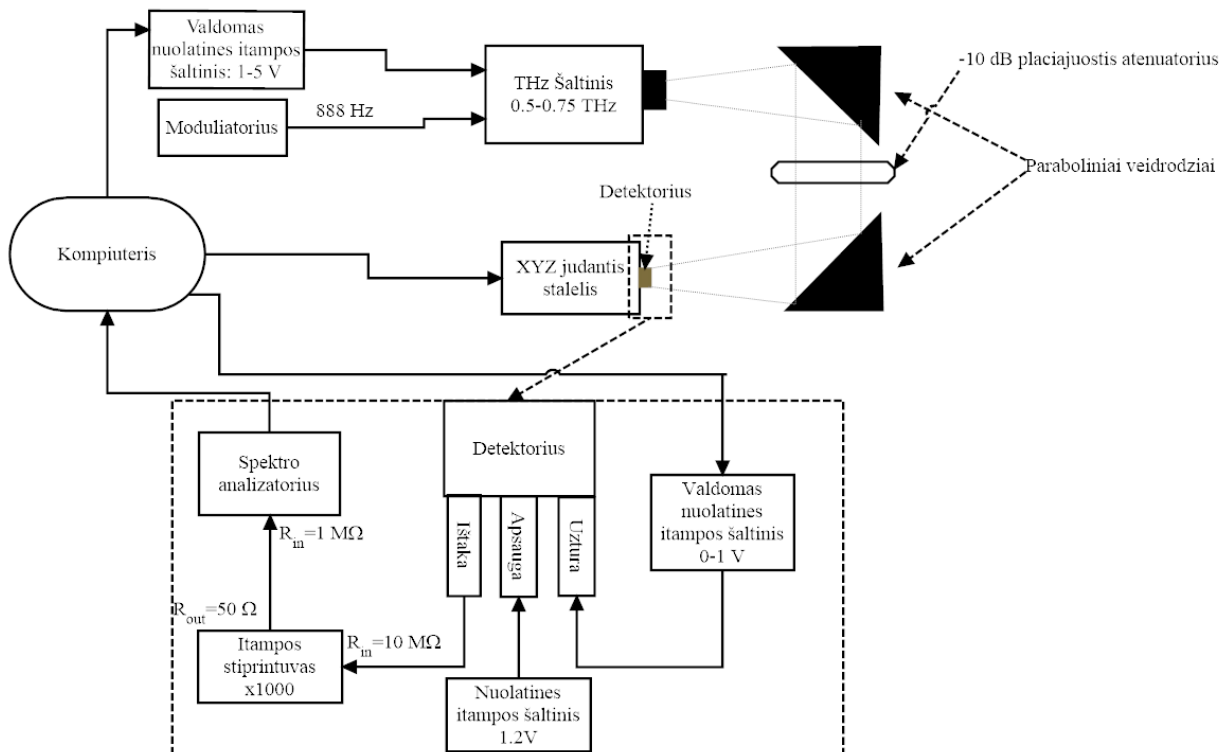
17 pav. Jungtinio krūvio valdymo modelio aproksimacija. Tikslus duomenų sutapimas prieš/po slenkstinės įtamos.

2.2. Detektoriaus jautrio nustatymas

Detektoriaus jautrio matavimo schema pavaizduota 18 pav. Kiekvienas bandinys yra apšviečiamas 0.5-0.75 THz spinduliuote, kuri yra keičiama valdomos įtampos šaltiniu. Pagal gamintojų kalibravimo duomenis dažnis gali būti apskaičiuotas pagal formulę:

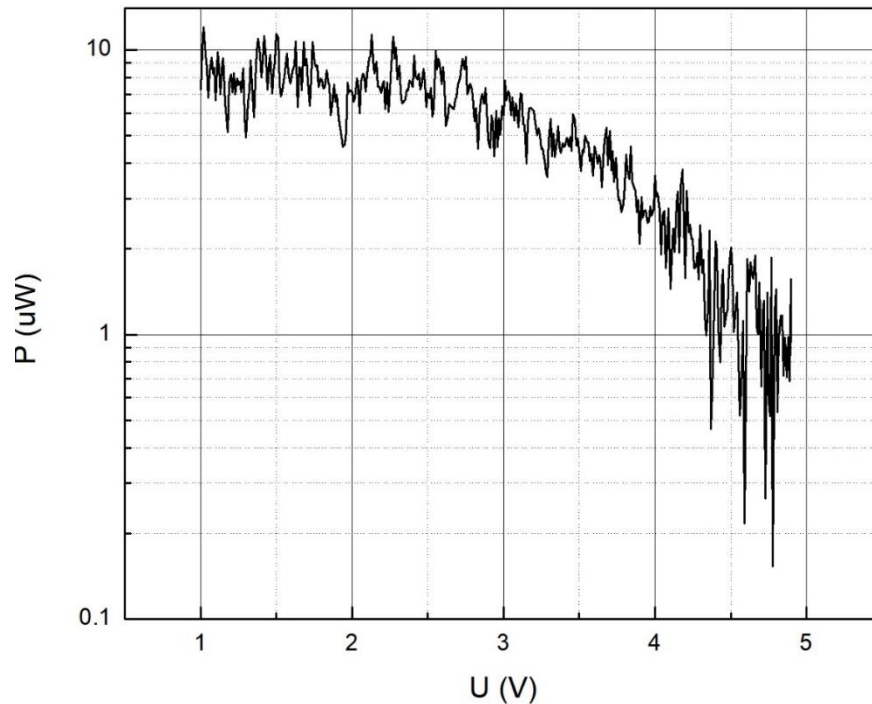
$$f = 430.7 + 65.4 \times U \quad (45)$$

Šaltinio įtampa (arba dažnis) valdoma kompiuteriu su programa Labview, kurioje registruojami duomenys iš spektro analizatoriaus, nustatyto į kompiuterį siųsti 888 Hz signalo vertę. Aukštadažnio signalo moduliavimas žemadažniu 888 Hz pasirinktas dėl stiprintuvo apribojimų ir spektro analizatoriuje matomų 50 Hz maitinimo tinklo harmonikų.



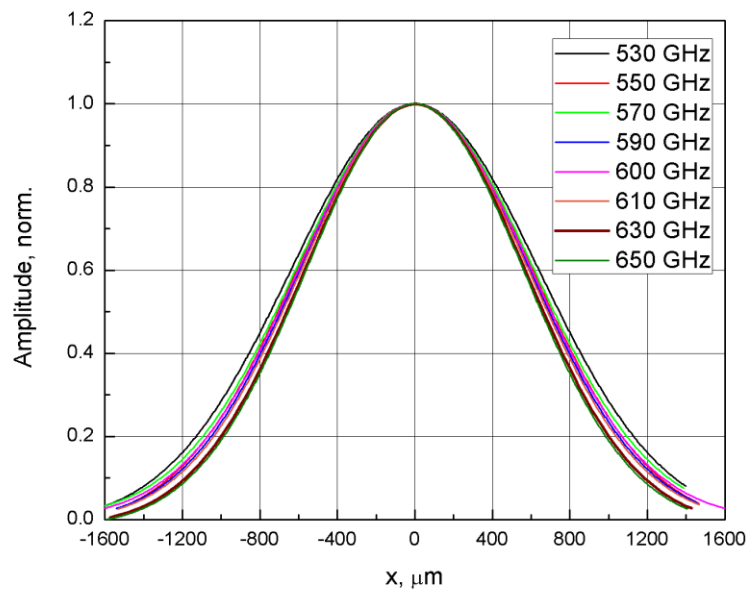
18 pav. Principinė detektoriaus jautrio nustatymo schema.

Bandinio jautris apibrėžiamas ištakoje stebimos įtampos santykiu su į bandinio efektyvų plotą kritusia galia. Pilnutinė spindulio galia (19 pav.) išmatuota su kalibruotu didelio ploto absoliučios galios matuokliu – Thomas Keatling Ltd [26].

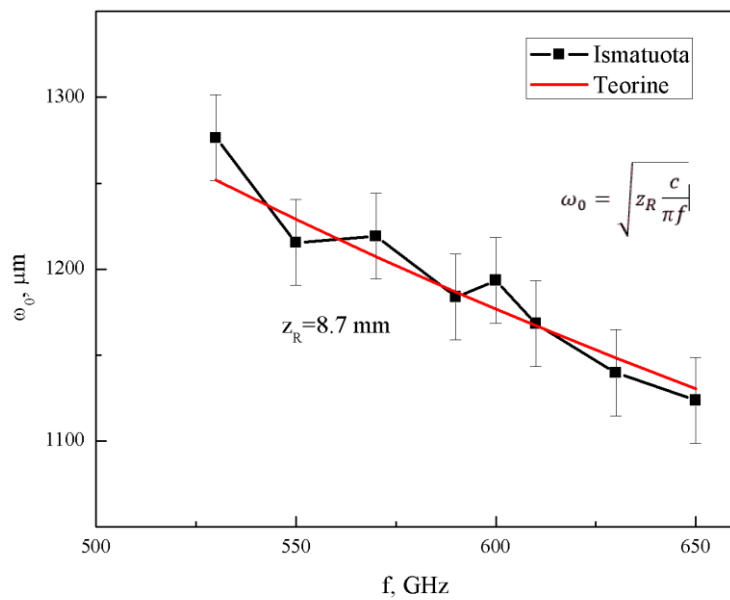


19 pav. Šaltinio spinduliuojamos galios priklausomybė nuo įtampos, išmatuota su Thomas Keatling Ltd prietaisu su atenuatoriumi.

Optinė sistema neleidžia visos šaltinio galios sufokusuoti į bandinio efektyvų plotą, todėl jautrio įvertinimui reikia žinoti turimos optinės sistemos spindulio galios pasiskirstymą sąsmaukoje. Tam nustatyti buvo parašyta programa su Labview paketu „Stenda“ XY- ašių mikrovaldiklio valdymui. Pasirinkus bandinių seriją, kurioje skyrėsi antenų rezonansiniai dažniai, nustatyta pluošto spindulio priklausomybė nuo dažnio sąsmaukoje. Rezultatai pateikiami 20 ir 21 paveikslėliuose.



20 pav. Spindulio formos priklausomybė nuo dažnio. Pateikiami gauso pluošto galios priklausomybės aproksimacijos, paaiškinančios eksperimentinius matavimus.

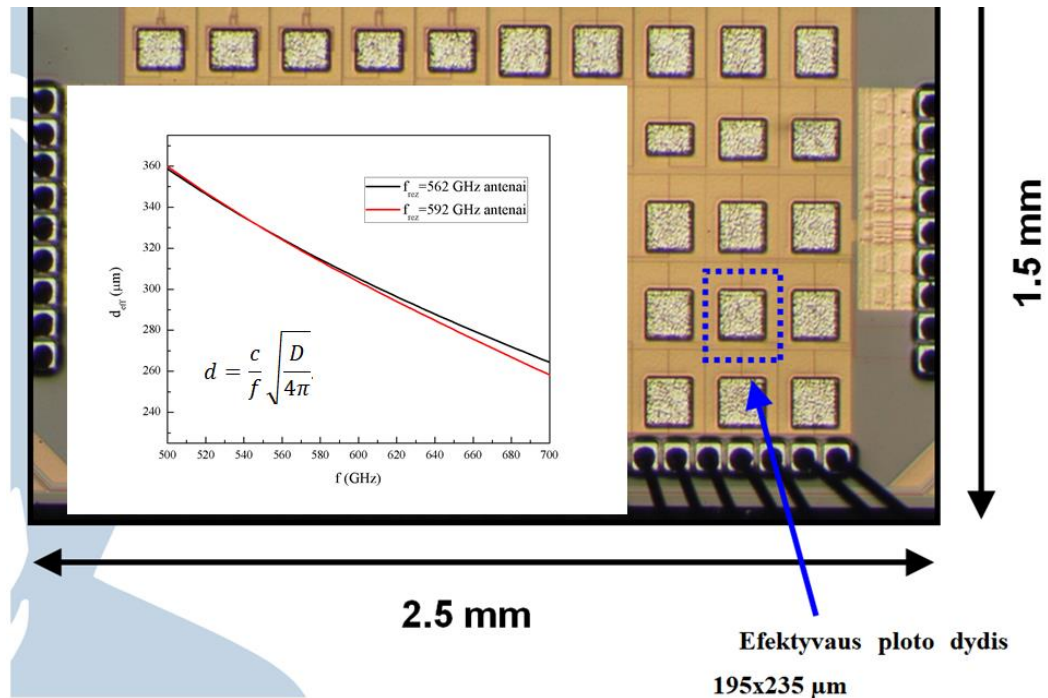


21 pav. Pluošto spindulio priklausomybė sąsmaukoje nuo dažnio.

Nustačius optinio spindulio galios pasiskirstymą XY plokštumoje, telieka apibrėžti antenos efektyvųjį plotą. Žinome, jog $A_{eff} = \frac{c^2}{f^2} \frac{D}{4\pi}$ – kuriame sugeriamo spinduliuotės galia. Nagrinėjamame luste kaimyninės antenos yra išsidėsčiusios per arti ir dalį krintančios galios dalinasi, todėl efektyvusis antenos plotas postuluojamas kaip vidutinis plotas tenkantis vienai antenai (22 pav.). Tuomet sistemos jautris:

$$R_V = \frac{U_{signal}}{S_{stiprintuvo} P_{aps} \frac{2}{w_0^2(f)\pi} \int_{-\frac{d_x}{2}}^{\frac{d_x}{2}} e^{-2\left(\frac{x}{w_0(f)}\right)^2} dx \int_{-\frac{d_y}{2}}^{\frac{d_y}{2}} e^{-2\left(\frac{y}{w_0(f)}\right)^2} dy} \frac{\pi}{\sqrt{2}} \quad (46)$$

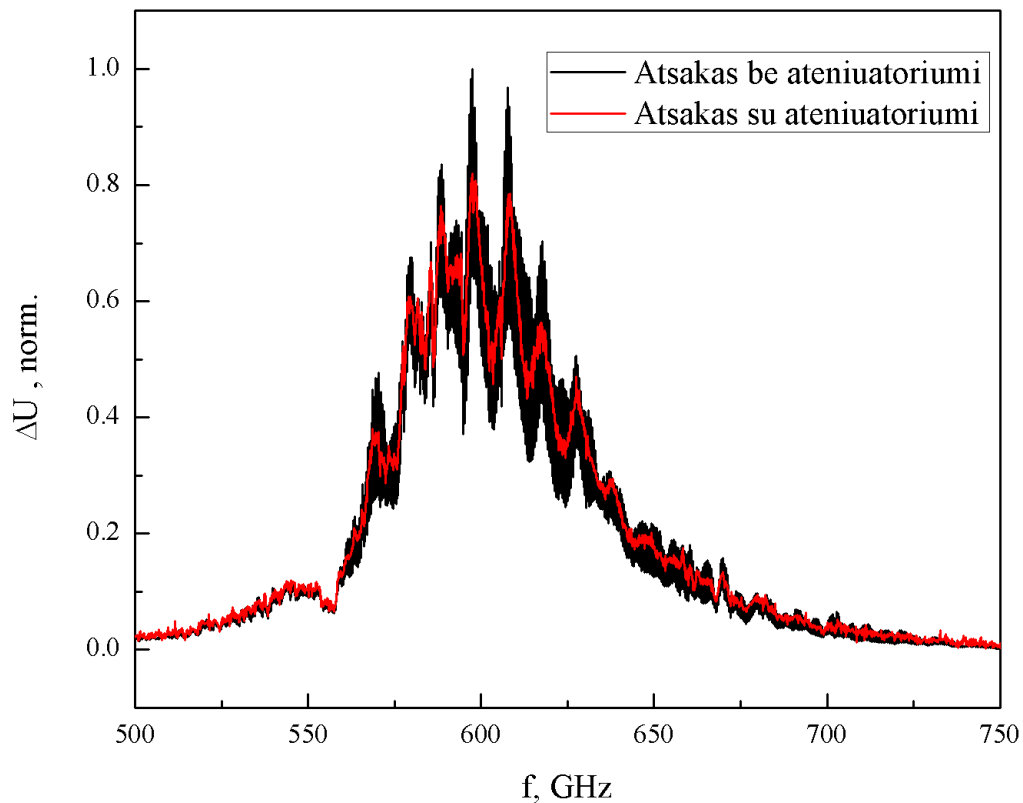
Čia $S_{stiprintuvo}$ – signalo stiprinimo koeficientas, P_{aps} – absoliutinė šaltinio galia, U_{signal} – matuojamo su spektro analizatoriumi signalo amplitudė, $w(f)$ – gauso pluošto spindulio funkcija nuo dažnio, x ir y – koordinatė atžvilgiu spindulio centro, o d_x , d_y – kvadrato kraštinių ilgių. Daugiklis $\frac{\pi}{\sqrt{2}}$ atsiranda dėl galios šaltinio moduliacijos stačiakampiais impulsais, kai spektro analizatoriuje matuojama vidutinės įtampos vertė.



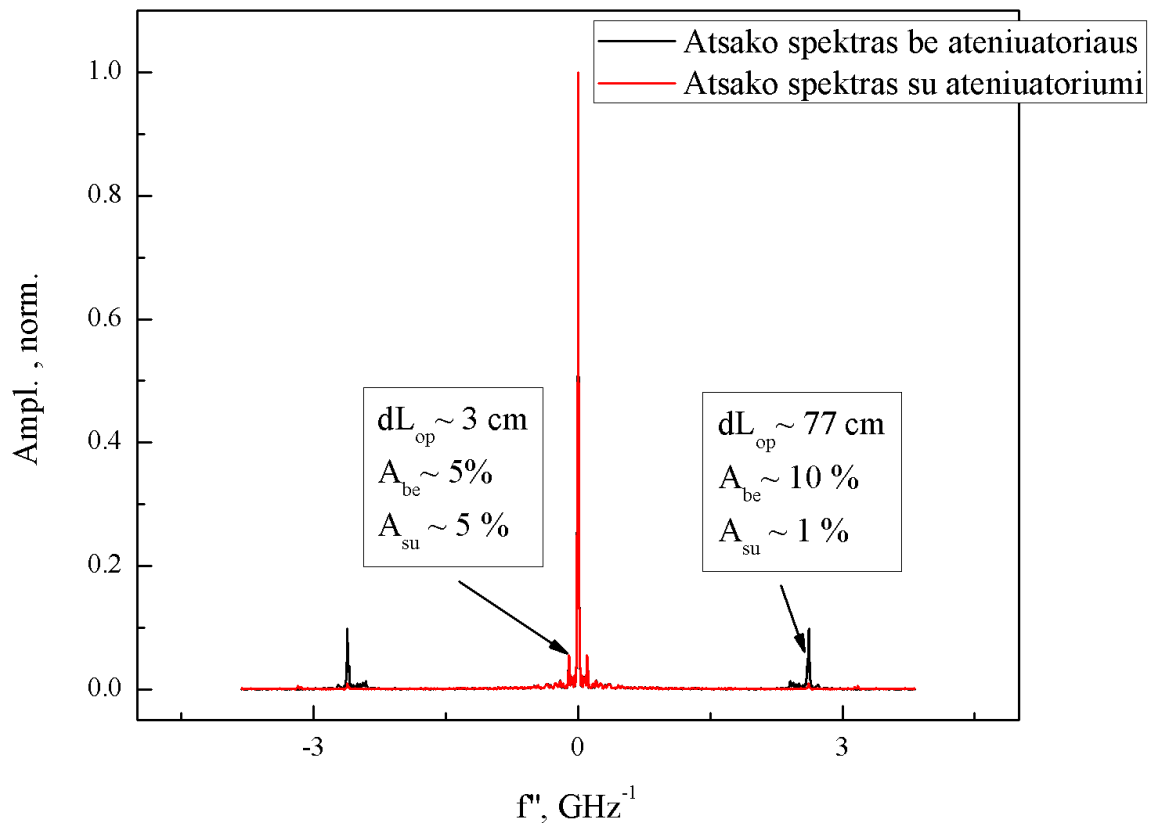
22 pav. Efektyvaus ploto sumažėjimas dėl kaimynų įtakos. Grafike pavaizduoti antenos modeliavimais nustatyti efektingi antenos ilgiai, antenos efektingą plotą aproksimuojant kvadratu.

2.3. Optinės sistemos patikrinimas

Nagrinėjama optinė sistema (16 pav.) dėl atspindžių elgiasi kaip Fabri-Pero rezonatorius. Stovinčių bangų įtaką jautrio matavimams galima įvertinti remiantis Nyquist-Shannon skaitmeninių duomenų apdorojimo teorema [21], kuri teigia jog greitai kintantis signalas gali būti atkurtas skaitmeniškai, per periodą registruojant ne mažiau nei dvi vertes. Nagrinėjamos optinės sistemos ilgis $L_{sis} \sim 30$ cm (nuo šaltinio išėjimo iki tiriamojo bandinio). Todėl stovinčių bangų pasikartojimas dažnyje- $df < \frac{c}{2 \cdot 2L_{sis}} \sim 0.25$ GHz, čia $\frac{c}{2L_{sis}}$ – nusako stovinčių bangų maksimumo sąlygą susidarančią dėl optinių kelių skirtumų. Matavimai atlikti ~ 120 MHz tarpsniu nuo 500-750 GHz . Rezultatai pateikiami 23 paveikslėlyje.



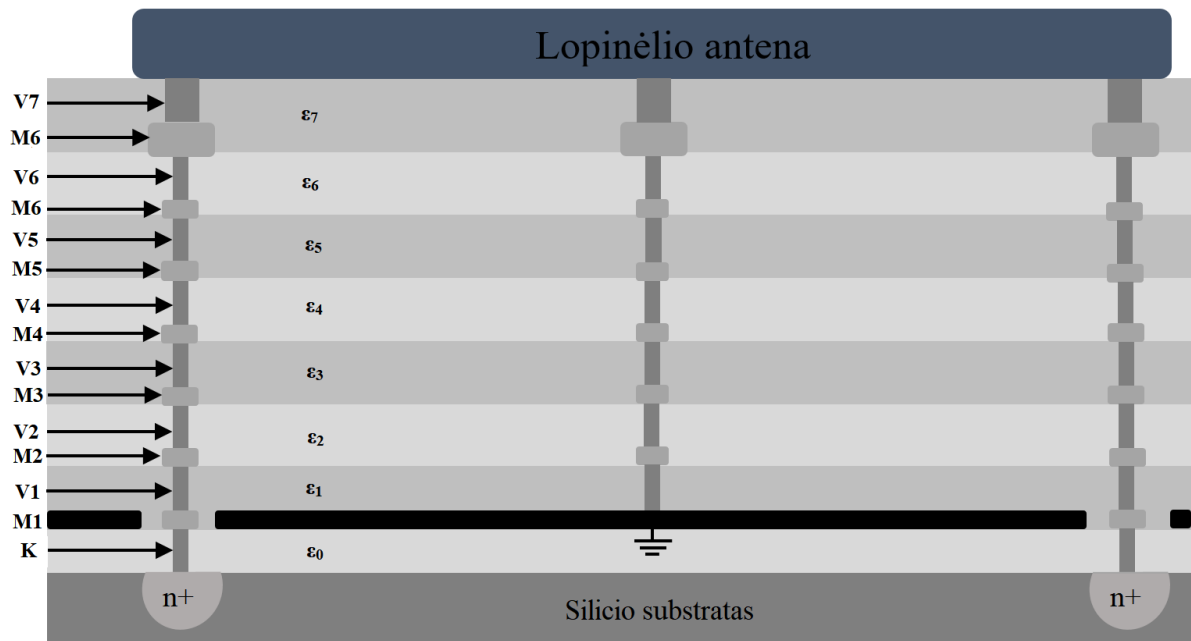
23 pav. Detektoriaus atsakas matuotas su/be atenuatoriaus ~ 120 MHz žingsniu.



24 pav. Detektoriaus atsako normuotas spektras. Abscisių ašyje f' reprezentuoja „fiktyvųjį dažnį“. Čia A_{be} – stovinčių bangų amplitudė matavimą atliekant be atenuatoriaus, o A_{su} – su atenuatoriumi, dL_{op} – reprezentuoja optinių kelių skirtumą patiriamą dėl atspindžių.

Detektoriaus atsaką skaitmeniškai galime traktuoti, kaip laikinį signalą (menamai keičiame dažnį į laiką) ir naudojantis furje transformacija apytiksliai nustatyti stovinčių bangų amplitudes bei jų susidarymo vietas (24 pav.). Detektoriaus atsako spektre matomi du pikai, atsiradę dėl atspindžių sistemoje. Fiktyvaus dažnio žemadažnis signalas, kurio amplitudė nepriklauso nuo atenuatoriaus, rodo jog atspindžiai susidaro pačiame šaltinyje ir jautrio matavimams neturi įtakos (į šaltinio galios fliktuacijas atsižvelgiama atraminės galios matavimuose, 17 pav.). Aukštadažnis signalas, kuris susidaro dėl atspindžių šaltinis-detektorius naudojant atenuatorių, yra nuslopinamas iki 1 procento, todėl didelės įtakos detektoriaus, kaip sistemos, eksperimentiniam charakterizavimui neturi, ir gali būti nufiltruotas, taikant judančio vidurkio algoritmą. Tačiau matavimai be atenuatoriaus rodo, jog dėl atspindžių jautrio matavimų paklaidos gali siekti iki 20% (23 pav.).

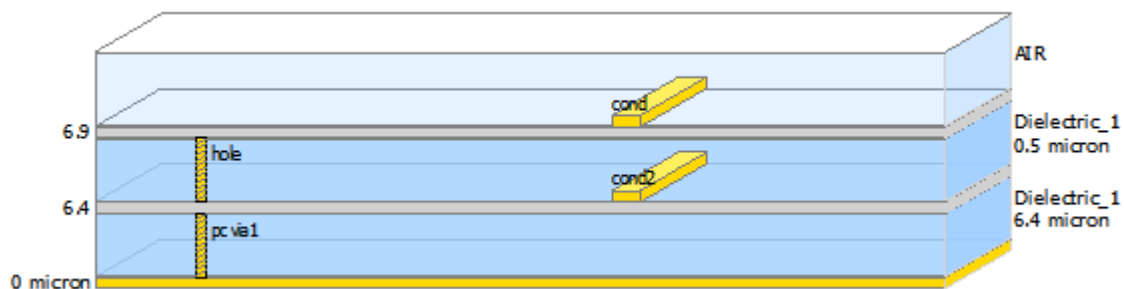
3. Antenų modeliavimo rezultatai



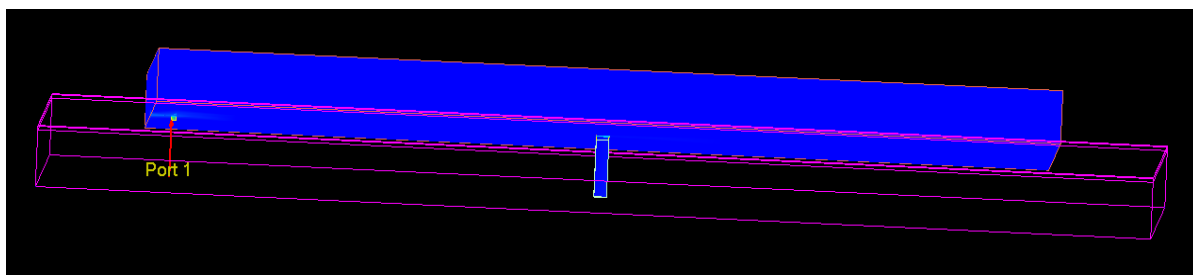
25 pav. Schematinis nagrinėjamos sistemos vaizdas iš šono. Čia K- kontakto vija, M1-M7 – metalo sluoksniai, V1-V6 – vijos jungiančios metalo sluoksnius, ϵ_0 - ϵ_7 – sluoksnių dielektrinės skvarbos. Paveikslėlyje juoda spalva pateikta įžemintos M1 sluoksnio dalys.

Tiriamų bandinių lopinėlio antenų impedanso, naudingumo koeficiento, bei kryptingumo nustatymams buvo atlikti modeliavimai, naudojant programinį paketą Momentum ADS. Tam, kad būtų galima efektyviai įvertinti antenos geometrinių parametrų įtaką jutiklio charakteristikoms, dėl modeliavimui reikalaujamų didžiulių kompiuterinių resursų masto (25 pav.), darbo metu pasirinkti keletas antenos supaprastinimo sprendimų:

- Tarp antenos ir žemės 6 skirtingų sluoksnių dielektrinė skvarba yra ekvivalenčiai lygi vieno sluoksnio dielektrinės skvarbos vidurkiui su svorio koeficientais – sluoksnių storiais: $\epsilon_{sis} = \frac{\sum_{n=1}^7 \epsilon_n d_n}{\sum_{n=1}^7 d_n}$ (25 pav.).
- Žemės plokštuma yra begalinė be defektų, kurios storis lygus M1 sluoksnio storiui.
- Pasirinkta standartinė ADS porto konfigūracija, antenos S11 parametrai nustatomi tarp „Port 1“ ir įžemintos plokštumos (26, 27 pav.).
- Visi modeliavimams reikalingi parametrai paimti pagal gamintojo pateiktus konfidencialius duomenis.

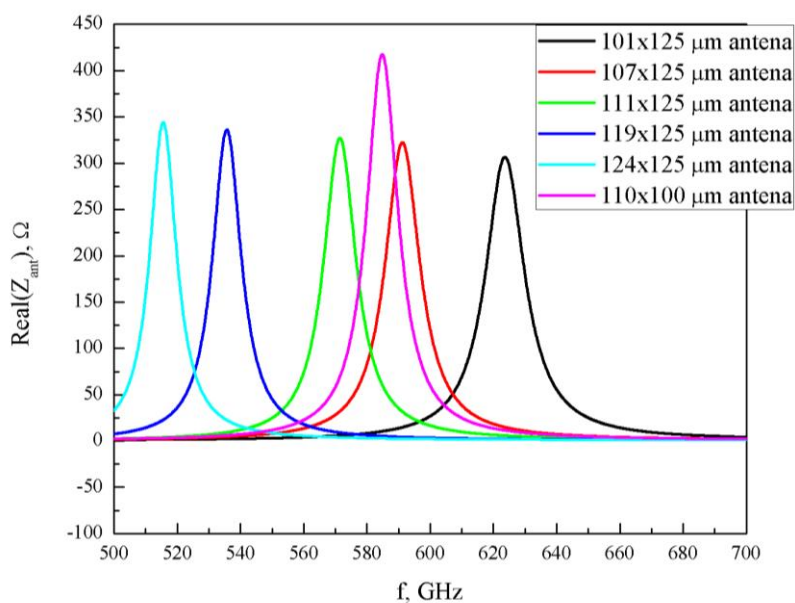


26 pav. Modeliuotos antenos sluoksniai. S11 parametrai nuimami nuo cond2 sluoksnio.

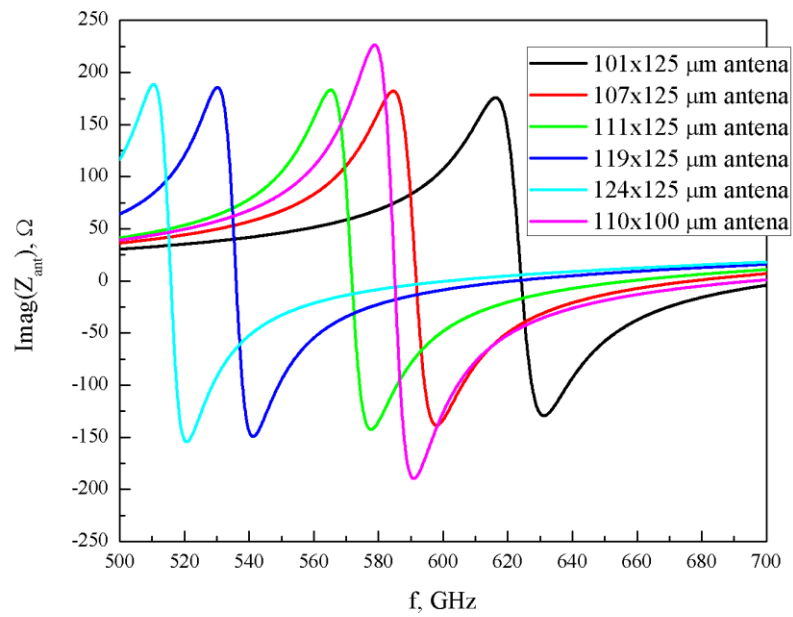


27 pav. ADS programiniu paketu modeliuojamos antenos pavyzdys. Signalu nuėmimo taškas x_f (9 pav.), nustatomas iš dizaino schemas.

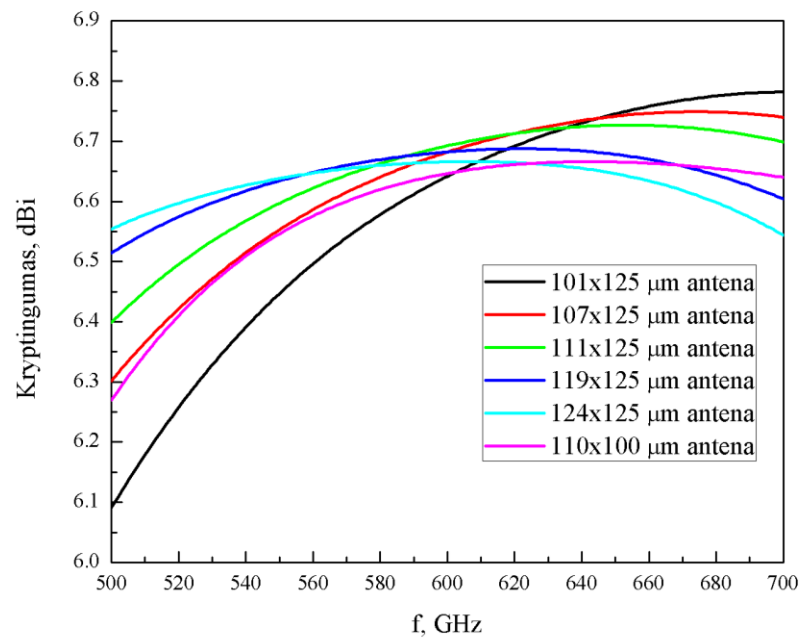
Vadovaujantis supaprastinimais, sumodeliuotos 6 skirtingos lopinėlių antenos parametru priklausomybės nuo dažnio, naudotos tiriamuose terahercų galios detektoriuose. Rezultatai pateikiami 28-31 paveikslėliuose ir 1 lentelėje.



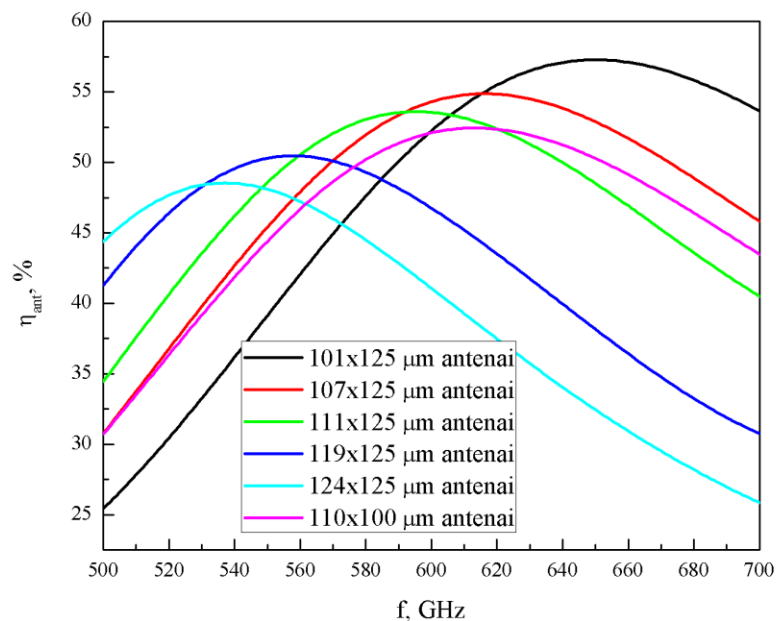
28 pav. Lopinėlio antenų impedanso realiosios dalies priklausomybės nuo dažnio.



29 pav. Lopinėlio antenų impedanso menamoji dalis.



30 pav. Lopinėlio antenų kryptingumas.



31 pav. Antenų naudingumo koeficientas.

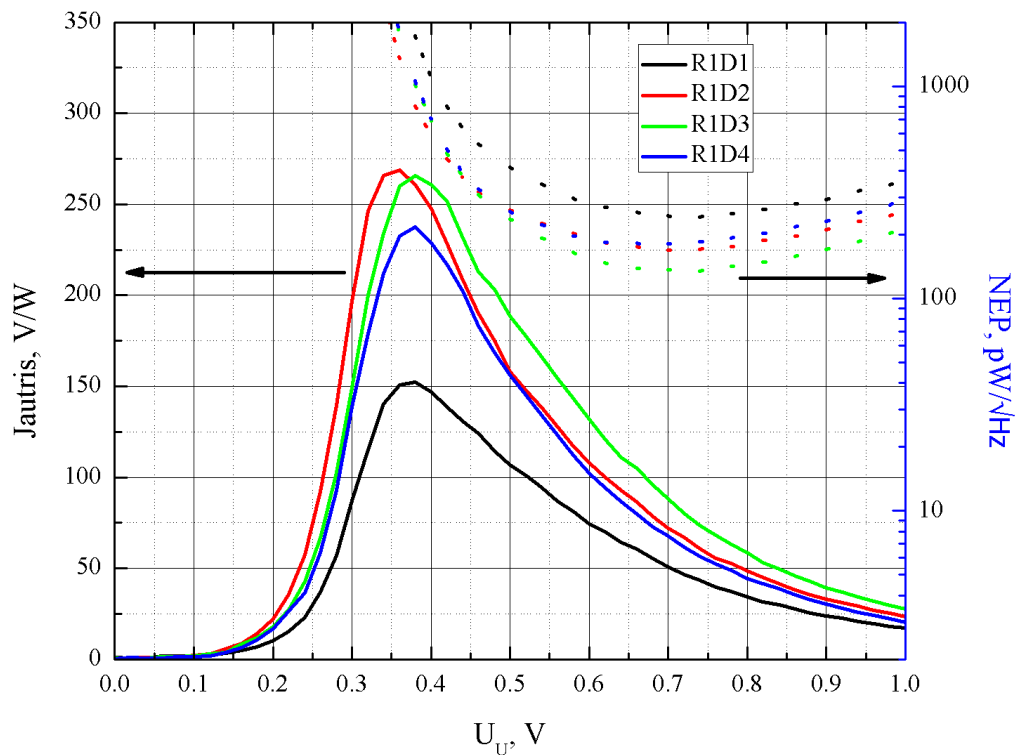
1 lentelė.

Antenos matmenys (LxW) μm	f_{rez} , GHz	R_{rez} , Ω	n_{rez} , %	D_{rez} , dBi
101x125	625	307	55	6.7
107x125	599	322	54	6.7
111x125	576	327	52	6.65
119x125	541	335	49	6.6
124x125	521	340	48	6.6
110x100	562	412	47	6.6

Čia, f_{rez} – antenos rezonansinis dažnis, R_{rez} – antenos varža rezonanso metu, n_{rez} – naudingumo koeficientas rezonanse, D_{rez} – antenos kryptingumas.

4. Jutiklių matavimo rezultatai ir jų aptarimas

Pagrindinis šio darbo tikslas buvo nustatyti CMOS terahercinių spinduliuotės detektorių jautrį ir palyginti jį esant skirtingoms aukštadažnio signalo kaupinimo sąlygoms bei architektūromis. Terahercų galios detektorių jautrio matavimai buvo atliekami mažiausios triukšmo ekvivalenčios galios taške (NEP), kuris nagrinėjamuose 150 nm technologija pagamintuose lauko tranzistoriuose buvo ~ 0.7 V (32 pav.)

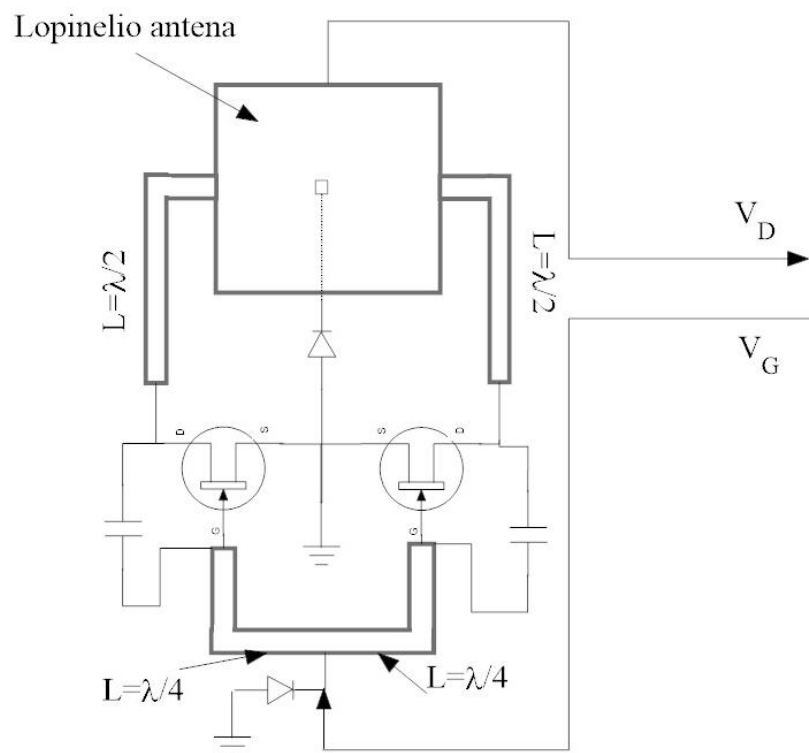


32 pav. Detektorių jautrio ir triukšmų ekvivalenčios galios priklausomybės nuo užtūros įtampos, matuota prie $f=550$ GHz. Minimalus NEP taškas $U_U=0.7$ V.

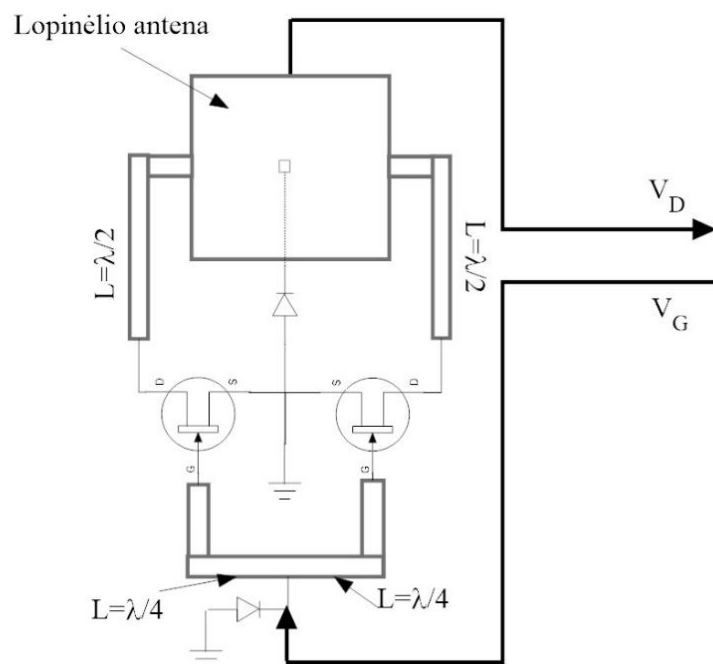
Buvo įvertinti penki skirtingi technologiniai sprendimai terahercų spinduliuotės galios detekcijos efektyvumui:

1. Aukštadažnio signalo kaupinimas vyksta per santaką ir užtūrą, kai ištaka yra įžeminta. Nuo lopinėlio antenos signalas perduodamas $\lambda/2$ perdavimo linijomis. Signalų užtrumpinimo išvengimui panaudojama įžemintą $\lambda/4$ perdavimo liniją ant užtūros. Žemadažnis signalas nuimamas nuo aukštadažnio signalo virtualios žemės – lopinėlio antenos vidurio (33 pav.)

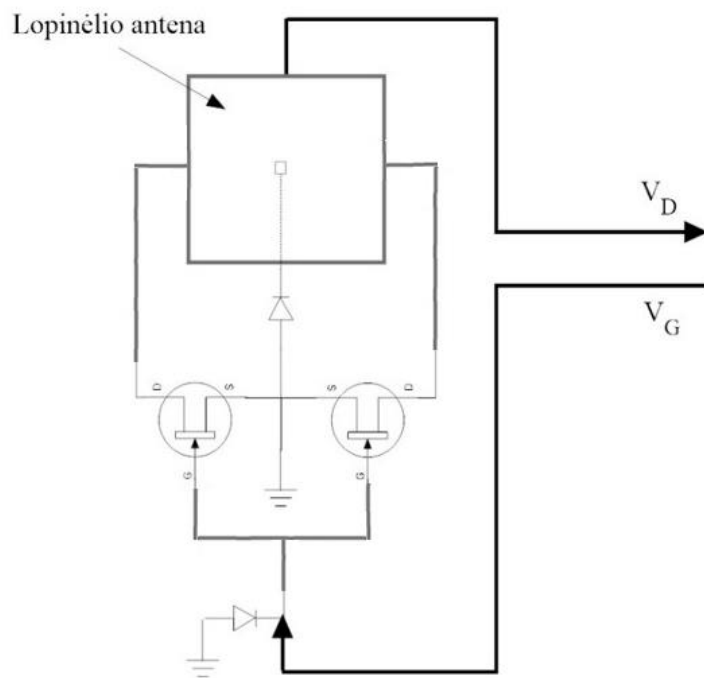
2. Aukštadažnis signalas paduodamas su skirtingomis fazėmis į santaką ir užtūrą (9 pav.), ištaką įžeminant. Kaip ir pirmuoju atveju signalas nuo antenos perduodamas $\lambda/2$ perdavimo linijomis, $\lambda/4$ – perdavimo liniją ant užtūros panaudojant kaip begalinio induktyvumo elementą. Žemadažnis signalas nuimamas nuo antenos vidurio. (34 pav.)



33 pav. Bandinių R1C5_A1-5 schema. Bandiniai A1-A5 skiriasi $\lambda/4$ – perdavimo linijos ilgiu. Lopinėlio antenos matmenys $110 \times 100 \mu\text{m} \sim f_{\text{rez}} = 562 \text{ GHz}$.

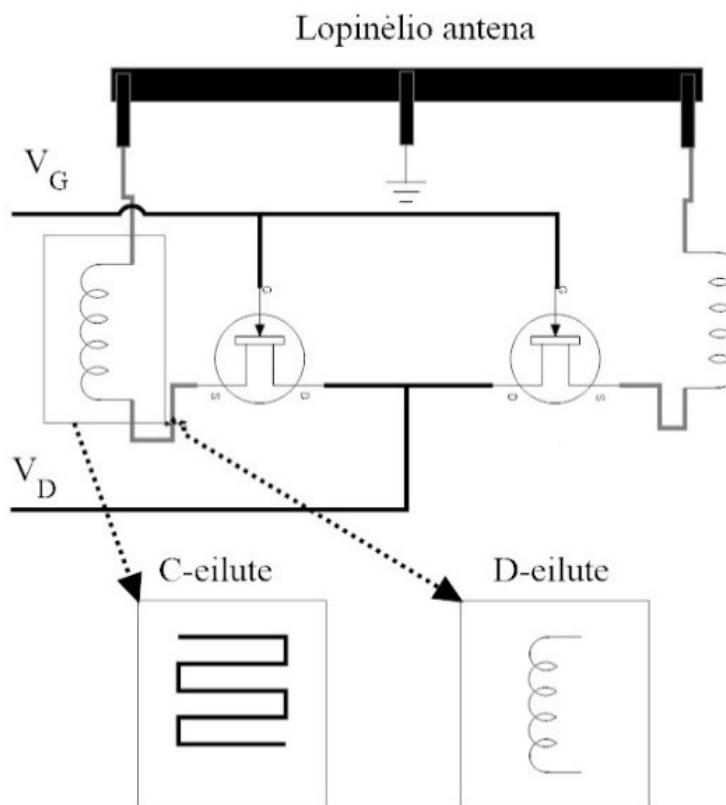


35 pav. Bandinių R1C5_D1-5 schema. Bandiniai D1-D5 – skiriasi $\lambda/4$ – perdavimo linijos ilgiu. Lopinėlio antenos matmenys $110 \times 100 \mu\text{m} \sim f_{\text{rez}} = 562 \text{ GHz}$.



36 pav. Bandinių R1C5_A6-10 schema. Bandiniai A6-10 skiriasi lopinėlio antenų matmenimis.

5. Šiuose jutikliuose nenaudojamos perdavimo linijos, o lauko tranzistoriai yra tiesiai po antena. Aukštadažnis signalas kaupinamas per ištaką, žemadažnio signalo žemę, signalą nuimant nuo atviros ištakos. Bandiniuose keičiamas aukštadažnio signalo kelias iki detektoriaus. R4C8_C eilutėje metalo sluoksniuose M6, M4 ir M2 (25 pav.) suformuojamas miandro formos kelias. R4C8_D bandinių eilutėje metalo sluoksniuose M2 ir M4 suformuoti susukimai – ritė vijos (37 pav.).

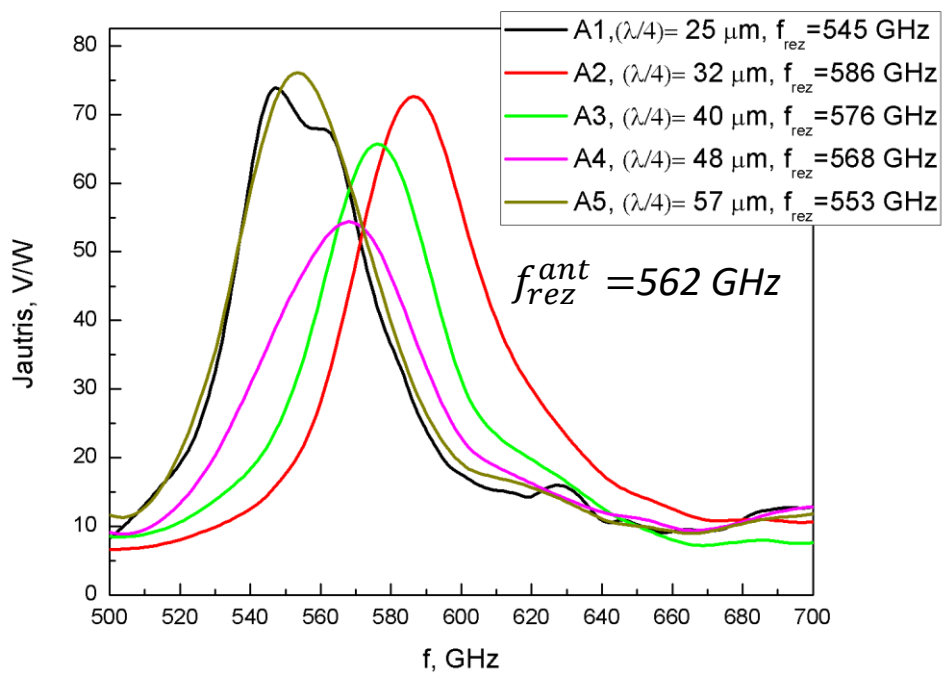


37 pav. Bandinių R4_C1-5 ir R4_D1-10 schema, vaizdas iš šono. 1-5 Bandiniai skiriasi meandro ilgiu (C), ritės vijų skaičiumi (D). Lopinėlio antenos matmenys : $107 \times 125 \mu\text{m}$ ~ $f_{\text{rez}} = 599 \text{ GHz}$.

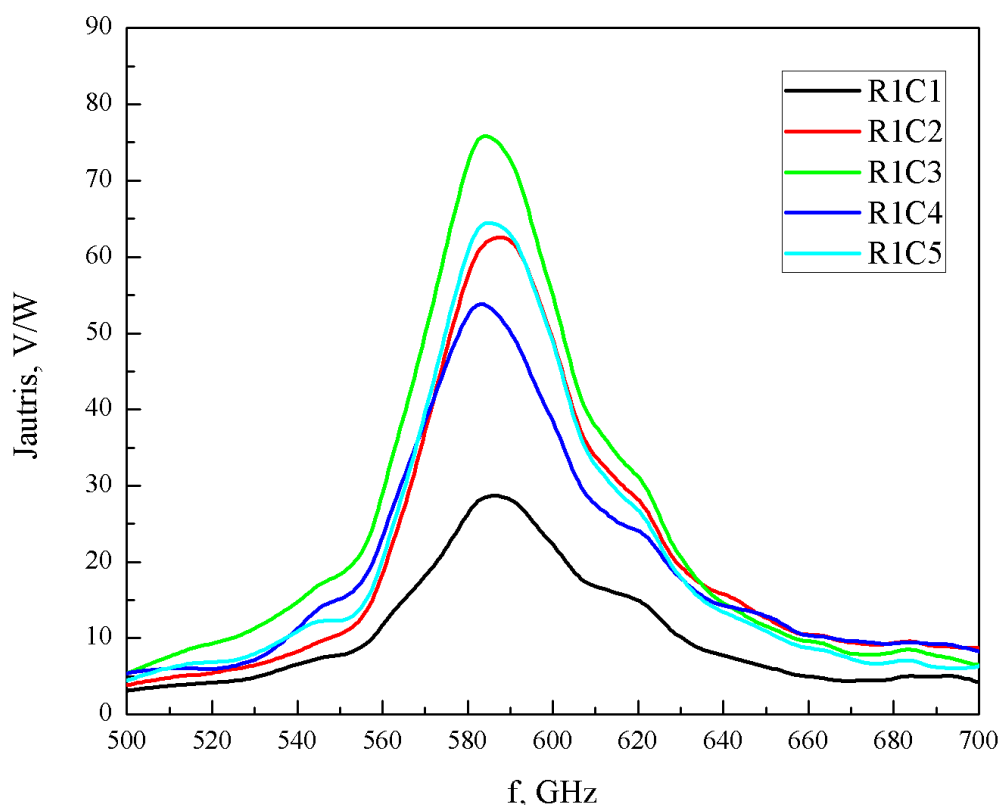
Pirmojo dizaino atveju (33 pav.) bandiniai pasižymėjo jautriu $R_v \sim 50\text{-}75 \text{ V/W}$ ir $NEP \sim 200\text{-}280 \text{ pW}/\sqrt{\text{Hz}}$. Geriausias parametrais pasižymėjo A5, kuriame ant užtūros užkabinta perdavimo linija ~ atitiko pusę antenos ilgio. Pačių jutiklių A2-A5 rezonansiniai dažniai mažėjo ilginant $\lambda/4$ perdavimo linijos ilgį, kas buvo galima tikėtis iš teorijos- trumpinant įžemintos perdavimo linijos ilgį begalinio induktyvumo sąlyga pasireiškia vis didesniai dažniui. Tačiau, A1 bandinio jautris ir

rezonansinis dažnis buvo palyginamas su A5 (38 pav.). Tai galėjo nutikti dėl kelių priežasčių: 1) lauko tranzistoriaus gamybos variacijų, (39 pav.) 2) bandinys yra lusto krašte, kur baigiasi M1 sluoksnio žemės plokštuma.

Matavimuose padaryta prielaida, kad antenos efektyvusis plotas (vidutinis plotas tenkantis vienai antenai) nėra visai tiksli kraštiniuose bandiniuose. A1 apsuptyje yra trys kaimyninės antenos (A2, B1 ir B2), ir jos galia sugerama iš didesnio ploto, kas lemia didesnę jautrį. Tas pats galioja ir A2-A5 antenoms. Todėl realūs jautriai turėtų būti truputi mažesni. Nepaisant to, išmatuotų jutiklių parametrai atitinka, panašia kaupinimo schema įgyvendintų terahercų galios detektorių parametrus, skelbiamus literatūroje [5].

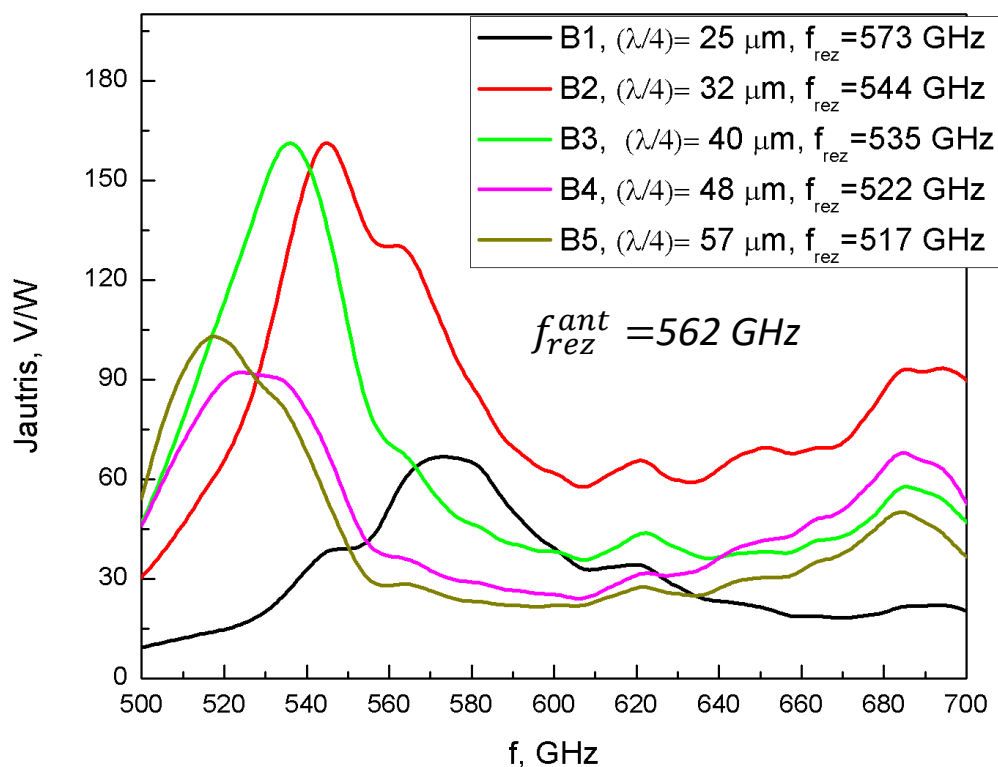


38 pav. Jutiklių kaupinamų per ištaką ir užtūrą naudojant perdavimo linijas jautrio priklausomybė nuo dažnio.



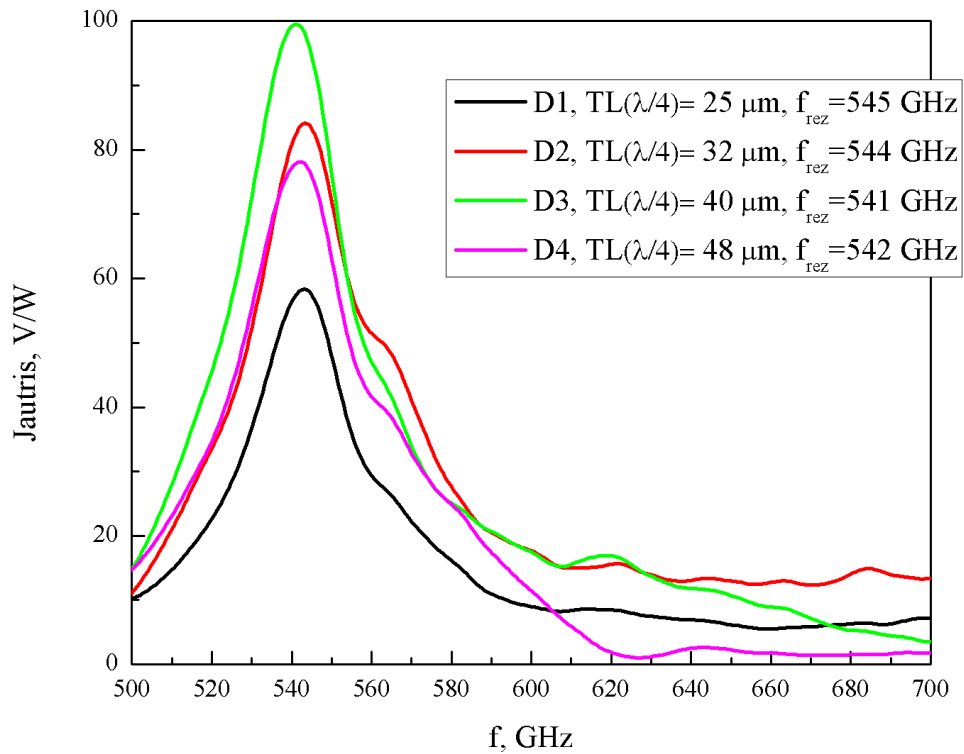
39 pav. Vienodų jutiklių kaupinamų per ištaką ir užtūrą naudojant perdavimo linijas variacijos dėl gamybos netikslumų. Bandiniai ekvivalentūs A3.

Įvertinus jutiklius, kurių schema pateikta 34 paveikslėlyje, buvo pastebėta, jog įvedus aukštadažnio signalo 180 laipsnių fazių skirtumą tarp užtūros ir ištakos galimas detektoriaus jautrio sustiprinimas iki dviejų kartų. B2 ir B3 atvejais $R_v = 161 \text{ V/W}$, o $NEP \sim 100, 95 \text{ pW}/\sqrt{\text{Hz}}$. Čia triukšmų ekvivalenčios galios vertės skiriasi dėl skirtingos sistemos varžos, B2 jutiklio atveju – $15.4 \text{ k}\Omega$, B3 – $14.8 \text{ k}\Omega$, varžos. Iš matavimo duomenų (40 pav.) matome du jautrio pikus bandiniuose B2-B4, kurie parodo, jog kaip imtuvas šioje sistemoje veikia lopinėlio antena kartu su perdavimo linijomis. Taip pat, lygindami pirmosios ir antrosios kaupinimo schemų geriausius bandinius galime pastebėti, jog naudojant vienodų matmenų antenas ($110 \times 100 \text{ }\mu\text{m}$) jutiklių rezonansiniai dažniai yra mažesni 10-35 GHz negu sumodeliuotos idealizuotos antenos $\sim 562 \text{ GHz}$. To priežastis yra ta, jog lauko efekto tranzistorius aukštuose dažniuose turi talpinio pobūdžio impedansą, kas bendros sistemos rezonansinį dažnį paslenka į žemesnių dažnių pusę. Šis reiškinys gerai matomas nagrinėjamuose bandiniuose. B1 bandinio išmatuotas rezonansinis dažnis $\sim 573 \text{ GHz}$, kur lopinėlio antenos naudingumas yra mažas, dėl to pats jutiklis yra nejautrus. Ta pati situacija ir su bandiniais B4, B5.



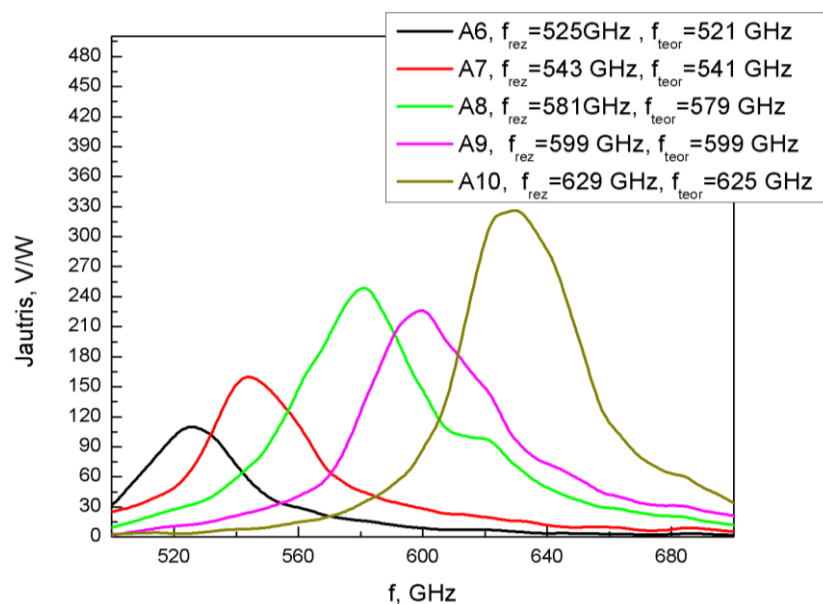
40 pav. Jutiklių kaupinamų aukštadažnį signalą paduodant į užtūrą ir ištaką matavimų rezultatai.

Įvertiname trečios kaupinimo schemos jutiklius.(35 pav.) D1-D4 jutikliuose $\lambda/4$ perdavimo linija tiesiogiai nedalyvavo aukštadažnio perdavime į tranzistorių, o buvo naudojama, kaip grandinės elementas, sumažinantis signalo nuotėkį per tranzistoriaus parazitines talpas. Matavimo rezultatai(41 pav.) parodė, jog $\lambda/4$ perdavimo linija gali padidinti detektoriaus jautrį nuo 60 iki 100 V/W. Tačiau išvados daryti, kad per $\sim 0.1 \text{ fF}$ (apytikslė parazitinė talpa 150 nm technologijos lauko tranzistoriuose) aukštadažnio signalo nutekėjimas įtakoja detektorių jautrį be kiekybinių matavimų, negalime: dėl galimų bandinių gamybinių parametrų variacijų (39 pav.).



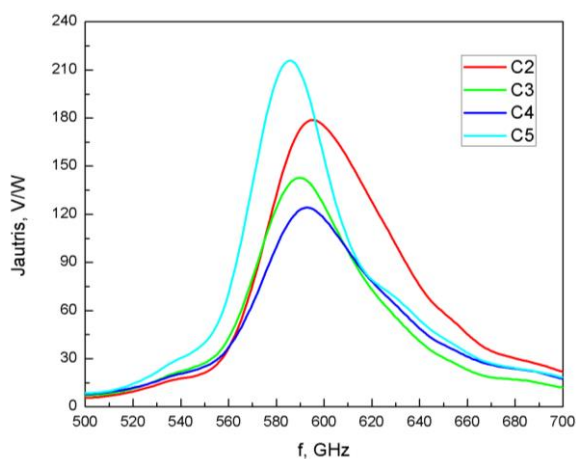
41 pav. Jutiklių kaupinamų aukštadažnį signalą paduodant į ištaka su perdavimo linijomis matavimų rezultatai.

Išmatavus jutiklius, kuriuose buvo atsisakyta perdavimo linijų, ir kontaktai nuo antenos iki tranzistoriaus ištakos nuvesti tiesiomis linijomis (36 pav.), buvo pastebėta, jog didinant antenos rezonansinį dažnį, mažinant antenos ilgį, detektorių jautris didėjo. (42 pav.) Sumodeliuotų antenų rezonansiniai dažniai pakankamai tiksliai sutapo su išmatuotų detektorių jautrio maksimumo dažniu. Atlikti idealizuotos antenos modeliavimai pagal gamintojo pateiktus parametrus taip pat parodė (1 lentelė 36 psl.), jog mažinant lopinėlio antenos ilgį, antenos naudingumo koeficientas, bei kryptingumas auga, kas atsispindi ir matavimuose. Geriausi jautriai $\sim 320 \text{ V/W}$ ($NEP \sim 50 \text{ pW}/\sqrt{\text{Hz}}$) pasiekti tranzistorių kaupinant $101 \times 125 \text{ }\mu\text{m}$ lopinėlio antena. Tai lėmė jutiklio rezonansinį dažnį ties 629 GHz , o naudojant $107 \times 125 \text{ }\mu\text{m}$ $R_v \sim 330 \text{ V/W}$ ($NEP \sim 46 \text{ pW}/\sqrt{\text{Hz}}$) sutapo su rezultatais pateiktais literatūroje [28].

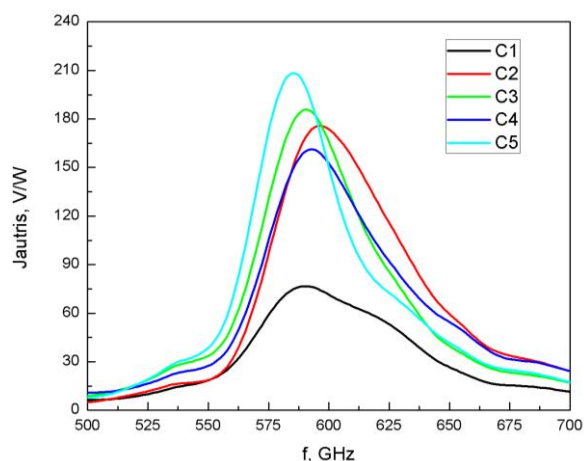


42 pav. Jutiklių kaupinamų per ištaką, atsisakant perdavimo linijų, jautriai didinant lopinėlio antenos rezonansinį dažnį.

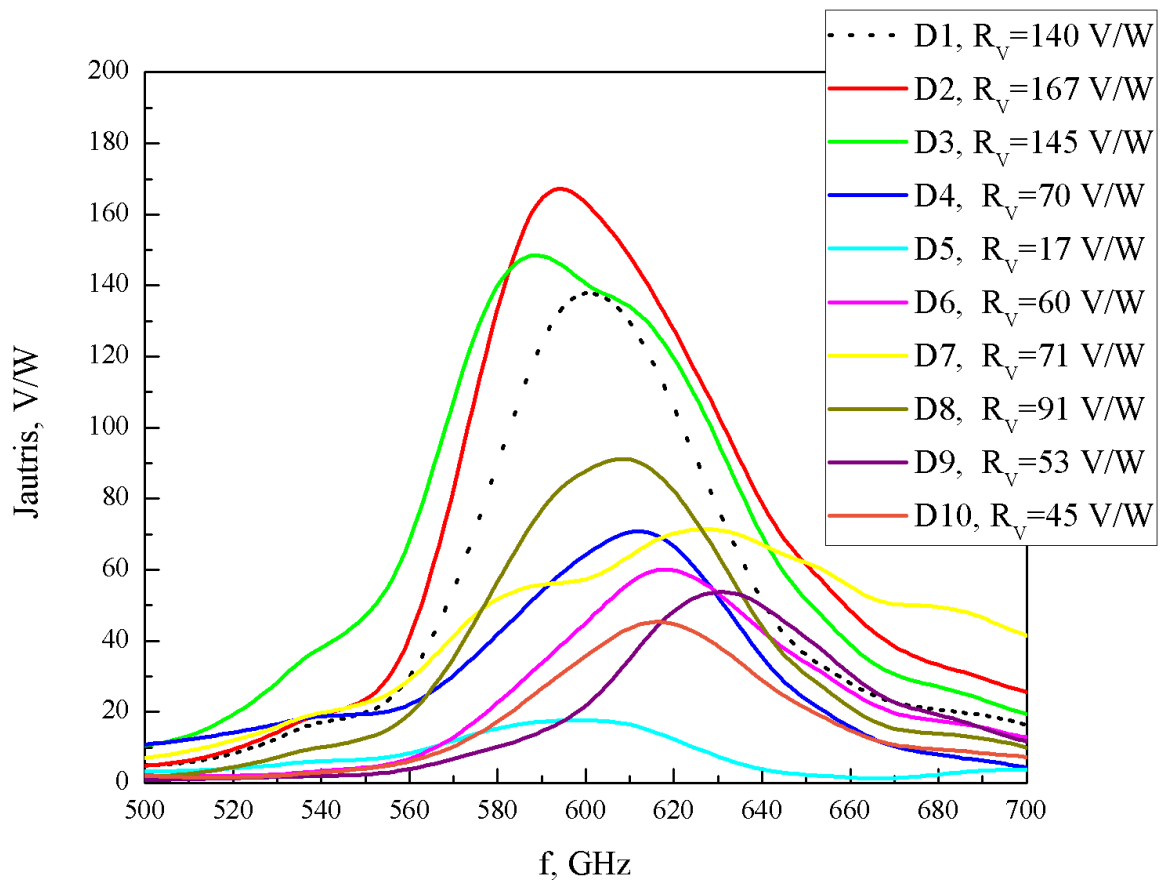
Nustatant penktosios kaupinimo schemas detektorių jautrius (lopinėlio antenos matmenys: 107x125) (37 pav.), pastebėta, jog, nuo antenos iki tranzistoriaus terminalo, meandrais pailginus, aukštadažnio signalo kelią, detektoriaus jautris gali nežymiai padidėti. 43 ir 44 paveikslėliuose pateikiami matavimo rezultatai išmatuoti skirtinguose lustuose, kad būtų galima atmesti variacijas dėl gamybos proceso. Abiejuose lustuose didžiausiu jautriu pasižymėjo ekvivalentūs bandiniai R4C5, kurių jautriai $R_v = 215\text{--}210\text{ V/W}$, o $NEP \sim 71\text{--}75\text{ pW}/\sqrt{\text{Hz}}$, bei varža: $R = 14.8\text{--}15.3\text{ k}\Omega$.



43 pav. Kaupinimo per ištaką, signalą nuimant nuo santakos, pirmo lusto jautriai.



44 pav. Kaupinimo per ištaką, signalą nuimant nuo santakos, antro lusto jautriai.

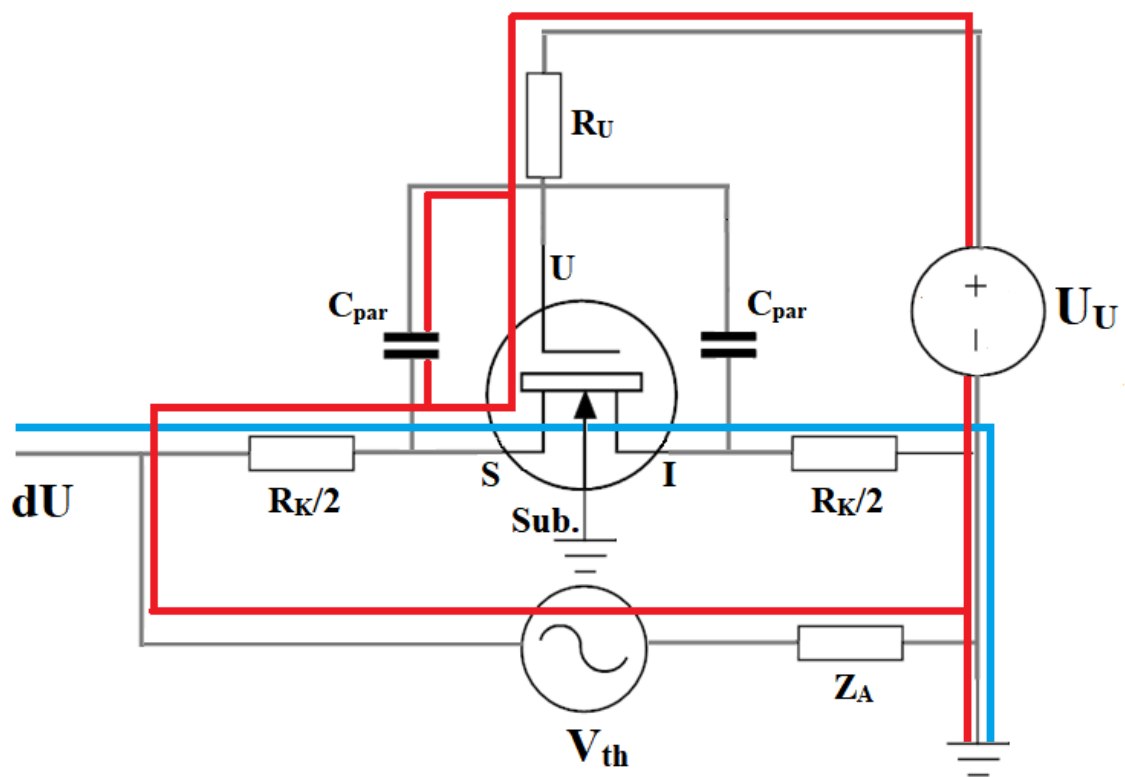


45 pav. Jutiklių kaupinimų per ištaką, signalą nuimant nuo santakos, tarp M2 ir M4 sluoksniu suformuojant ritę. Čia D1 matavimai paimti iš kito lusto.

Taip pat įvertinta jutiklių R4D1-D10 serija (37 pav.), kurioje kelias tarp antenos ir ištakos skyrėsi, kontakto keliu metalo sluoksniuose M2 ir M4 suformuojant susukimus – ritės vijas. Šitaip tikintis panaikinti aukštadažnio lauko tranzistoriaus talpinę impedanso dalį ir pagerinti impedansų suderinamumą tarp antenos ir lauko tranzistoriaus antenos rezonanso taške. Matavimo rezultatai (45 pav.) parodė, jog didinant ričių skaičių detektoriaus jautris mažėja, ir geriausio bandinio atveju D2 ($R_V=168\text{V/W}$, $NEP\sim 90\text{ pW}/\sqrt{\text{Hz}}$) nepasiekia jautrio gaunamų kontaktus formuojant meandrais.

5. Teorinių ir eksperimentinių rezultatų palyginimas

Teorinių ir eksperimentinių rezultatų palyginimui atlikome supaprastinimą. Realiai antena kaip įtampos šaltinis yra apkrauta iš abiejų pusių tranzistoriais. Tačiau, supaprastindami sistemą, galime teigti, kad įtampos šaltinis yra apkrautas vienu tranzistoriumi, kurio varža yra dvigubai mažesnė arba tranzistoriaus kanalo plotis yra dvigubai didesnis (lygiagretus jungimas įtampos šaltinio atžvilgiu). Tokią sistemą, aukštadažnio signalo kaupinimo per santaką atveju, galime aprašyti ekvivalentine grandine, pateikta 46 paveikslėlyje.



46 pav. Sistemos ekvivalentinė grandinė, aukštadažnį signalą kaupinant per santaką. Čia raudonai pažymėtas aukštadažnio signalo kelias, mėlynai – žemadažnio.

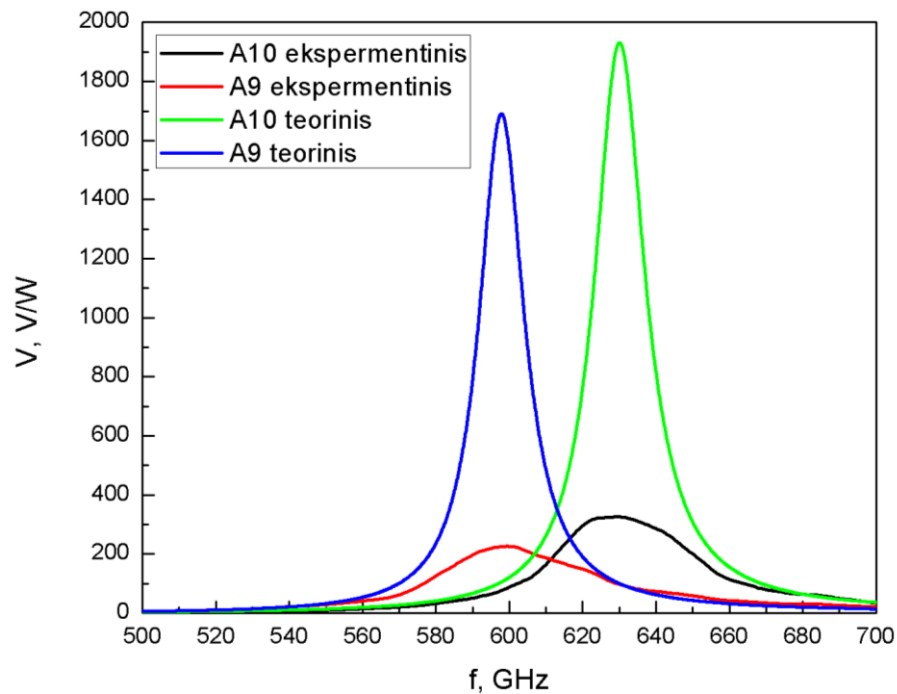
Iš CMOS gamybos technologijos žinome, jog patį tranzistorių sudaro kontaktų varžos ant ištakos bei santakos, kurios buvo įvertintos eksperimentiškai ir lygios $R_k = 708 \, \Omega$. Literatūroje pateikiama užtūros varža $\sim 12.5 \, \Omega \mu\text{m}^2$ [9]. Kadangi nagrinėjamo tranzistoriaus plotis $W = 640 \, \text{nm}$, o užtūros ilgis $150 \, \text{nm}$, užtūros varžą galime apytiksliai įvertinti $130 \, \Omega$. Parazitinės talpos, kurios susidaro dėl lengvai legiruojamų ištakos ir santakos sričių, apytiksliai yra lygios $1/10$ nuo užtūros talpos [10].

Eksperimentiškai nustatytas tranzistoriaus judris $\mu = 195 \text{ cm}^2/\text{Vs}$. Pasinaudoję - $L_{is} = s\tau = s \frac{\mu}{qm_{eff}}$, galime įvertinti plazminių bangų išsiskverbimo gylį į lauko tranzistorių $\sim 10 \text{ nm}$. Todėl aukštadažnis signalas, kaupinamas per ištaką „nemato“ varžos bei ant ištakos ir užtūros esančios parazitinės talpos (47 pav.).

Lauko tranzistoriaus aukštadažnį impedansą galime įvertinti pagal (10) formulę, o antenos impedansą bei naudingumą - iš antenos modeliavimo rezultatų. Žinodami visus šiuos parametrus, ir vadovaudamiesi formule 41) bei ekvivalentine grandine (46 pav.), galima nustatyti teorinį nagrinėjamos sistemos jautrį (47 pav.):

$$R_V = \frac{qf(\omega, \tau)}{4s^2 m_{eff}} \times 8 \left(\frac{|Z_{Trans}| |Z_{par}|}{|Z_{Trans}| |Z_{par} + R_K/2 + Z_A + R_U|} \right)^2 Re(Z_A) n_{ant} \eta_{ats}, \quad (47)$$

čia $Z_{Trans}| |Z_{par}$ – nurodo lygiagretų jungimą tarp tranzistoriaus ir parazitinės talpos, o η_{ats} laikėme lygiu 1.



47 pav. Teorinių ir eksperimentinių rezultatų palyginimas.

Lyginant eksperimentinius ir teorinius duomenis, matome jog jie skiriasi $\sim 5-6$ kartus. Norėčiau paminėti, jog dėl antenos modeliavimui reikalingų didelių kompiuterinių resursų, modeliuojant nebuvo atsižvelgta į baigtinę žemės plokštumą, joje esančius defektus („skyles“), kontaktų nuvedimui į tranzistoriaus terminalus. Todėl 48 pav. pateikti teoriniai duomenis labiau atspindi maksimalų jautrį, kurį galima pasiekti sumažinus terahercų perdavimo nuostolius.

Rezultatai ir išvados

- Jutiklio jautrio matavimai:
 - Atspindžiai, susidarantys tarp šaltinio ir jutiklio gali lemti 20% paklaidą. Būtinai jų slopinimas.
 - Didžiausias paklaidas lemia prielaidos, daromos skaičiuojant efektyvų antenos plotą. Buvo naudotas vidutinis plotas tenkantis vienai antenai.
- Jutiklių jautrių, esant skirtingiems THz kaupinimo būdams, palyginimas:
 - Naudojant perdavimo linijų elementus nustatyti 75 V/W jautriai ir $\sim 200 \text{ pW}/\sqrt{\text{Hz}}$ NEP (540-560 GHz) $\Rightarrow$ atitinka literatūroje paskelbtus duomenis [5].
 - Įvedus papildomą 180 laipsnių aukštadažnio signalo fazės skirtumą tarp užtūros ir ištakos, detektoriaus jautrį galima padidinti maždaug du kartus iki 170 V/W, atitinkamai NEP $\sim 100 \text{ pW}/\sqrt{\text{Hz}}$.
 - Įvedus papildomą meandro pavidalo kelią tarp antenos ir tranzistoriaus terminalo, kaupinant per ištaką, o signalą nuimant nuo santakos, galimas jautrio sustiprinimas, gautas $R_v = 215 \text{ V/W}$, NEP $\sim 71 \text{ pW}/\sqrt{\text{Hz}}$.
 - Jutikliuose be perdavimo linijų gauti maksimalūs jautriai: $\sim 300 \text{ V/W}$ ir $\sim 50 \text{ pW}/\sqrt{\text{Hz}}$ NEP $\Rightarrow$ atitinka literatūroje paskelbtus duomenis [28].
- Teorinis modeliavimas parodė, kad galimas ~ 5 kartus didesnis jautris, sumažinus THz perdavimo nuostolius.

Literatūros sąrašas

- [1] N. Hasegawa, T. Löffler, M. Thomson, ir H. G. Roskos, „Remote identification of protrusions and dents on surfaces by terahertz reflectometry with spatial beam filtering and out-of-focus detection“, *Applied Physics Letters*, t. 83, nr. 19, p. 3996–3998, lapkr. 2003.
- [2] A. G. Davies, A. D. Burnett, W. Fan, E. H. Linfield, ir J. E. Cunningham, „Terahertz spectroscopy of explosives and drugs“, *Materials today*, t. 11, nr. 3, p. 18–26, 2008.
- [3] H.-B. Liu, H. Zhong, N. Karpowicz, Y. Chen, ir X.-C. Zhang, „Terahertz Spectroscopy and Imaging for Defense and Security Applications“, *Proceedings of the IEEE*, t. 95, nr. 8, p. 1514–1527, rugpj. 2007.
- [4] E. Öjefors, A. Lisauskas, D. Glaab, H. G. Roskos, ir U. R. Pfeiffer, „Terahertz Imaging Detectors in CMOS Technology“, *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, rugpj. 2009.
- [5] E. Ojefors, U. R. Pfeiffer, A. Lisauskas, ir H. G. Roskos, „A 0.65 THz Focal-Plane Array in a Quarter-Micron CMOS Process Technology“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, t. 44, nr. 7, p. 1968–1976, liep. 2009.
- [6] S. Boppel ir kt., „CMOS Integrated Antenna-Coupled Field-Effect Transistors for the Detection of Radiation From 0.2 to 4.3 THz“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 60, nr. 12, p. 3834–3843, gruodž. 2012.
- [7] S. Ogura, P. J. Tsang, W. W. Walker, D. L. Critchlow, ir J. F. Shepard, „Design and characteristics of the lightly doped drain-source (LDD) insulated gate field-effect transistor“, *IEEE Transactions on Electron Devices*, t. 27, nr. 8, p. 1359–1367, 1980.
- [8] R. J. Baker, *CMOS: circuit design, layout, and simulation*, 3rd ed. Piscataway, NJ : Hoboken, NJ: IEEE Press ; Wiley, 2010, p 1-140.
- [9] I. Jo ir T. Matsuoka, „Accurate Extraction of Effective Gate Resistance in RF MOSFET“, *Circuits and Systems*, t. 06, nr. 05, p. 143–151, 2015.
- [10] F. Prégaldiny, C. Lallement, ir D. Mathiot, „A simple efficient model of parasitic capacitances of deep-submicron LDD MOSFETs“, *Solid-State Electronics*, t. 46, nr. 12, p. 2191–2198, gruodž. 2002.
- [11] M. Dyakonov ir M. Shur, „Shallow water analogy for a ballistic field effect transistor: New mechanism of plasma wave generation by dc current“, *Physical review letters*, t. 71, nr. 15, p. 2465, 1993.

- [12] M. Dyakonov ir M. Shur, „Detection, mixing, and frequency multiplication of terahertz radiation by two-dimensional electronic fluid“, *IEEE transactions on electron devices*, t. 43, nr. 3, p. 380–387, 1996.
- [13] W. Knap ir kt., „Field effect transistors for terahertz detection: Physics and first imaging applications“, *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, t. 30, nr. 12, p. 1319–1337, 2009.
- [14] S. Boppel, „Field-Effect-Transistor-Based Detection of Terahertz Radiation“, *Doctor dissertation thesis*, Frankfurt, 2013.
- [15] G. R. Aizin ir G. C. Dyer, „Transmission line theory of collective plasma excitations in periodic two-dimensional electron systems: Finite plasmonic crystals and Tamm states“, *Physical Review B*, t. 86, nr. 23, gruodž. 2012.
- [16] J. Banys, *Ryšio perdavimo linijos*, mokomoji knyga. Vilniaus Universitetas, Vilnius 2003m.
- [17] Z. Popovic, B. D. Popovic, *Introductory electromagnetics*. Prentice Hall, p. 320-342, 2000.
- [18] S. Sharma, „Impedance Matching Techniques for Microstrip Patch Antenna“, *Indian Journal of Science and Technology*, t. 10, nr. 28, p. 1–16, vas. 2017.
- [19] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley, p. 27-80 ir 811-865, 2005.
- [20] W. C. Gibson, *The Method of Moments in Electromagnetics*, p. 1-45, 2007.
- [21] Nuoroda į puslapį:
http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/ads2008/mom/ads2008/Theory_of_Operation_for_Momentum.html
- [22] M. Sakhno, A. Golenkov, ir F. Sizov, „Uncooled detector challenges: Millimeter-wave and terahertz long channel field effect transistor and Schottky barrier diode detectors“, *Journal of Applied Physics*, t. 114, nr. 16, p. 164503, spal. 2013.
- [23] S. J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*, p. 470- 474, 2016.
- [24] A. Ortiz-Conde, F. J. G. Sánchez, J. J. Liou, A. Cerdeira, M. Estrada, ir Y. Yue, „A review of recent MOSFET threshold voltage extraction methods“, *Microelectronics Reliability*, t. 42, nr. 4, p. 583–596, 2002.
- [25] M. Shur, T. A. Fjeldly, T. Ytterdal, ir K. Lee, „Unified MOSFET model“, *Solid-state electronics*, t. 35, nr. 12, p. 1795–1802, 1992.
- [26] Nuoroda į puslapį: <http://www.terahertz.co.uk/images/tki/PMETER/manual321.pdf>
- [27] Nyquist-Shannon teorema, nuoroda į puslapį:
https://en.wikipedia.org/wiki/Nyquist%E2%80%93Shannon_sampling_theorem

[28] S. Boppel, A. Lisauskas, V. Krozer, ir H. G. Roskos, „Performance and performance variations of sub-1THz detectors fabricated with 0.15 μm CMOS foundry process“, *Electronics Letters*, t. 47, 2011.

Lukas Dundulis

CMOS terahercinių jutiklių su lopinėlio antenomis charakterizavimas

Santrauka

Pagrindiniai šio darbo tikslai buvo: 1) įvertinti laboratorijoje turimą optinę sistemą detektorių jautrio matavimams, 2) išmatuoti ir palyginti skirtingų papildomojo metalo oksido tranzistoriaus kaupinimo būdų ir inžinerinių sprendimų įtaką detektorių jautriui, 3) atlikti teorinį jutiklių su lopinėlio antena modeliavimą, bei palyginti su eksperimento rezultatais.

Buvo atlikti kalibraciniai optinės sistemos matavimai. Nustatyta, kad dėl atspindžių tarp detektoriaus ir šaltinio susidarancios stovinčios bangos turi didelę įtaką detektorių jautrio matavimų paklaidoms. Būtinai jų slopinimas naudojant plačiajuostį atenuatorių. Atsižvelgiant į nagrinėjamų bandinių dydį suprogramuotas xy- ašių mikrovaldiklis ir nuskanuotas šaltinio spindulys, įvertinta pluošto spindulio priklausomybė nuo dažnio sąsmaukoje.

Išmatuota ir palyginta penkių skirtingų kaupinimo schemų įtaka terahercinių jutiklių jautriui. Nustatyta: 1) naudojant perdavimo linijas ir kaupinant per ištaka ir užtūra jutiklių jautrį galima padvigubinti įvedus papildomą 180 laipsnių aukštadažnio signalo fazės skirtumą tarp užtūros ir ištakos; 2) Atsisakius perdavimo linijų gauti maksimalūs detektorių jautriai iki 300 V/W.

Atlikti teoriniai idealizuotos lopinėlio antenos modeliavimai su programiniu paketu „Momentum ADS“ parodė, didinant antenos rezonansą antenos naudingumas, bei kryptingumas didėja. Kas tiesiogiai buvo stebima ir matavimuose, didėjant antenos rezonansiniam dažniui detektoriaus jautris augo. Pilnos sistemos teoriniai skaičiavimai parodė, kad galimas ~5 kartus didesnis jautris.

Lukas Dundulis

**Characterization of Field Effect Transistor Coupled by Patch Antenna for Terahertz
Detection**

Summary

The main objectives of this work were: 1) to evaluate the optical system in the laboratory for detectors sensitivity measurements, 2) to measure and compare the influence of different complementary metal oxide transistor pumping methods and engineering solutions on the sensitivity of the detectors; 3) to perform theoretical modeling of the sensors with integrated patch antenna and compare it with experimental results.

Calibration measurements of the optical system were performed. It has been determined that the stationary waves due to reflections between the detector and the source have a significant influence on detector sensitivity measurement errors. Necessary inhibition with broadband attenuator. Taking into account the size of the detectors in question, program for xy-axis microcontroller was written to evaluate Gaussian beam radius dependence on frequency.

The effect of five different accumulation schemes on the sensitivity of the terahertz sensors were measured and compared. Established: 1) using the transmission lines and coupling through the gate and drain terminals, the sensitivity can be doubled by introducing an additional 180 degree high-frequency signal phase difference between the gate and the source terminals; 2) Refusing transmission lines in drain coupling best detector sensitivities up to 300 V/W were registered.

The theoretical modeling of the idealized patch antenna with the Momentum ADS software package showed that the antenna's gain and directivity increase with increasing antenna resonance. What was directly observed in the measurements, as the antenna's resonant frequency increased, the detector sensitivity grew. The theoretical calculations of a complete system have shown that a sensitivity of ~ 5 times is possible.