

SVEUČILIŠTE U ZAGREBU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

DIPLOMSKI RAD br. 942

**UPOTREBA NEFOSTEROVSKOG
NEGATIVNOG KONDENZATORA U
STRUKTURAMA ZA SUBVALNO
TUNELIRANJE I RASPRŠENJE
ELEKTROMAGNETSKE ENERGIJE**

Petar Kolar

Zagreb, lipanj 2015.

Zagreb, 6. ožujka 2015.

Predmet: **Inovativni elektromagnetski sustavi**

DIPLOMSKI ZADATAK br. 942

Pristupnik: **Petar Kolar (0036459047)**
Studij: Informacijska i komunikacijska tehnologija
Profil: Radiokomunikacijske tehnologije

Zadatak: **Upotreba nefosterovskog negativnog kondenzatora u strukturama za subvalno tuneliranje i raspršenje elektromagnetske energije**

Opis zadatka:

Načiniti kritički pregled literature o upotrebi nefosterovskog negativnog kondenzatora u antenskoj tehnologiji i metamaterijalima. Posebno ispitati mogućnost upotrebe negativnog kondenzatora u sustavu za tuneliranje elektromagnetske energije temeljenom na zračnoj prijenosnoj liniji s metalnom pregradom, prethodno razvijenoj na zavodu za radiokomunikacije). Predložiti poboljšanje konstrukcije pasivnog i aktivnog dijela originalnog eksperimenta kako bi se postigla veća razlika u koeficijentima prijenosa ostvarenima bez, i s prisutnim negativnim kondenzatorom, uz stabilan rad. Rad sustava potrebno je simulirati u komercijalnom programu za punovalnu elektromagnetsku analizu CST Microwave Studio (pasivno dio). Utjecaj uključivanja nefosterovskog negativnog kondenzatora ispitati tako da se punovalnom modelu dodaju prilazi, izračuna raspršna matrica ekvivalentnog višeprolaznog sklopa te izveze u komercijalni program za analizu električnih krugova Advanced Design System. Ovakav model potrebno je dopuniti modelom negativnog kondenzatora i načiniti analizu raspršne matrice nove strukture. Praktično načiniti eksperimentalni prototip sustava u RF području (do 300 MHz) i mjerenjima pomoću vektorskog analizatora mreža verificirati zaključke numeričke analize te demonstrirati efekt širokopojasnog tuneliranja.

Zadatak uručen pristupniku: 13. ožujka 2015.

Rok za predaju rada: 30. lipnja 2015.

Mentor:


Prof. dr. sc. Silvio Hrabar

Djelovođa:


Prof. dr. sc. Krešimir Malarić

Predsjednik odbora za
diplomski rad profila:


Prof. dr. sc. Zvonimir Šipuš

You've got to stick to what you believe in, just carry on and don't change because you think that's what people want. That's how something new comes up. Doing what everybody else is doing is the easy way out, you've got to do your own thing.

Tony Iommi, the guitarist of *Black Sabbath*

and the father of heavy metal

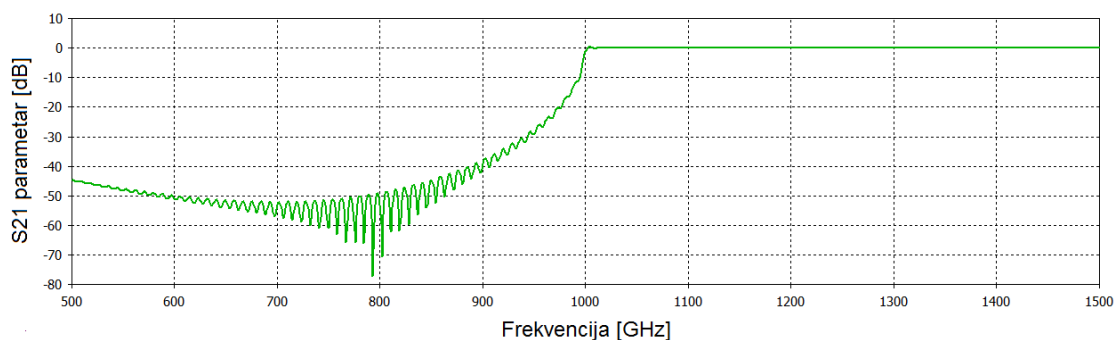
Sadržaj

1. Uvod	1
2. Efekt subvalnog tuneliranja	3
2.1. Teoretski prikaz i ideja efekta subvalnog tuneliranja	3
2.2. Načini smanjenja permitivnosti	5
2.3. Problem uskopojasnosti efekta subvalnog tuneliranja.....	7
3. Numerička verifikacija efekta subvalnog tuneliranja u RF području	11
3.1. Projektiranje prototipa za prikaz širokopojasnog efekta subvalnog tuneliranja	13
3.2. Projektiranje negativnog kondenzatora za umetanje u prototip	16
3.3. Umetanje SPICE modela negativnog kondenzatora u prototip i rezultati simulacija.....	20
3.4. Analogija između punjenja planparalelnog valovoda ENZ materijalom ^[10,11] i umetanja negativnog kondenzatora u liniju sa malom karakterističnom impedancijom	23
4. Eksperimentalna verifikacija efekta subvalnog tuneliranja u RF području ...	27
4.1. Izrada i modifikacija prototipa negativnog kondenzatora	27
4.2. Ideje i planovi za nastavak rada na ovome projektu	37
5. Zaključak.....	39
6. Literatura	40
7. Sažetak.....	42
8. Summary	43
Prilog 1: Aproksimacija operacijskog pojačala THS4303 idealnim pojačalom s jednim polom i njegova analiza stabilnosti.....	44
Popis 1: Popis slika	53
Popis 2: Popis tablica.....	57

1. Uvod

Valovodna tehnika je relativno stara tehnika – proučava se i spominje u literaturi već krajem 19. stoljeća! Rasprostiranje signala putem valovoda je dobro jer su gubici u valovodima vrlo mali, snaga signala može biti jako velika, a preslušavanje je gotovo nikakvo.

Međutim, kao i sve na ovom svijetu, tako i valovodi imaju svoje nedostatke, odnosno nedostatak. Taj nedostatak je tzv. zaporna frekvencija (engl. *cutoff frequency*). Naime, dimenzije valovoda MORAJU biti takve da su sumjerljive s polovicom valne duljine (ili njezinim višekratnicima) radne frekvencije. Npr. ukoliko se koristi valovod čija je stranica na koju je vektor električnog polja okomit dugačka 15 cm, to znači da kroza nj prolazi signal čija je valna duljina dvostruko veća, što znači 30 cm, a valnoj duljini od 30 cm pripada frekvencija od 1 GHz. Dakle, zaporna frekvencija takvog valovoda bila bi 1 GHz, a prijenos okolnih frekvencija bi bio kao što je prikazano na slici 1.1.



Slika 1.1. Prijenosni (S_{21}) parametar signala koji se raspoređuje valovodom poprečne dimenzije 15 cm

Vidljivo je da se signali frekvencija od 1 GHz naviše u potpunosti prenose, dok su signali ispod 1 GHz prigušeni 50-ak decibela, što znači da se tek sto-tisućiti dio tih signala prenese valovodom, te se slobodno može reći da se takvi signali ne prenose valovodom.

Zašto spominjem valovode, koji uopće nisu tema ovog diplomskog rada? Da bih odgovorio na to pitanje, najprije ću citirati vic koji moj mentor, prof. dr. sc. Silvio Hrabar, često voli pričati, a on glasi ovako: „Japanci u Hitachiju su razvili kanister od 50 litara koji je ovoliko velik“ (onda prstima pokaže nešto veličine kovanice). Pa, ako Japanci mogu imati „džepni“ kanister od 50 litara, zašto ne bismo mi imali valovode manjih dimenzija od polovice valne duljine radne frekvencije?

Da bi se to postiglo, jedno od potencijalnih rješenja upravo je tema ovog diplomskog rada, a to je širokopojasno subvalno tuneliranje temeljeno na nefosterovskom negativnom kondenzatoru, no do toga rješenja u ovom diplomskom radu doći će se postupno.

Najprije će biti opisana teoretska pozadina iza efekta tuneliranja, zatim će biti navedeni neki eksperimenti koji su prikazali efekt tuneliranja najprije pomoću prirodnih materijala i na optičkim frekvencijama, a nakon toga u radiofrekvencijskom području korištenjem metamaterijala. S obzirom na to da su navedeni eksperimenti pokazali uskopojasni efekt tuneliranja, bit će opisan način na koji se može postići širokopojasni efekt, a zatim će biti predloženo i opisano projektiranje i dizajniranje eksperimenta koji će pokazati takav efekt. Nakon toga će biti prikazani rezultati simulacija modeliranog eksperimenta, i na kraju, rezultati mjerenja stvarnog, konstruiranog eksperimenta.

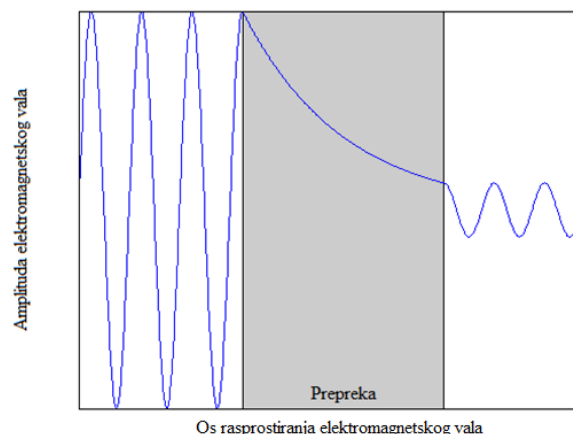
Nadam se da će moj rad biti sjeme stabljike čiji će plod u budućnosti biti rješenje problema zaporne frekvencije valovoda, ili ako već ne sjeme, onda barem plodno tlo i voda koje će pomoći već posijanom sjemenu da bolje i brže (na)raste.

2. Efekt subvalnog tuneliranja

Iako je već u 17. stoljeću opisana difrakcija svjetlosti na kružnom otvoru puno većem od valne duljine ^[1] te je time postavljen temelj klasičnoj optici, prijenos elektromagnetske energije kroz otvore puno manje od valne duljine je „postao zanimljiv“ mnogo kasnije. Takav je prijenos teoretski razmatran 1944. godine ^[2] i pokazano je da je amplituda vala prenesenog kroz subvalni otvor proporcionalna s $k \cdot (r/\lambda)^4$, gdje je r polumjer otvora, a λ predstavlja valnu duljinu vala. Ideja o poboljšanom prijenosu kroz subvalne otvore pojavila se dosta kasnije, a takav prijenos je tek 1999. pokazan na optičkim frekvencijama ^[3]. U radiofrekvencijskom i mikrovalnom području takav prijenos postignut je korištenjem metamaterijala, i to najprije 2006. godine korištenjem prekrivača načinjenih od metamaterijala koji su se stavljali s prednje i stražnje strane otvora, a služili su kao usmjerivači energije iz prostora u otvor (prednji), te iz otvora u prostor (stražnji) ^[4], zatim 2009. godine, stavljanjem *split ring* rezonatora u otvor ^[5], kao i dualni slučaj, koji je napravljen 2011. godine, a on je takav da se otvor dizajnira da izgleda poput *split ring* rezonatora ^[6]. Nakon navedenih radova, ovo područje počinje se mnogo značajnije istraživati, te je danas ovo područje mnogo istraženije i mnogo „egzotičnije“.

2.1. Teoretski prikaz i ideja efekta subvalnog tuneliranja

Sama ideja prijenosa elektromagnetske energije kroz subvalni otvor je sljedeća: val nadolazi na prepreku na kojoj se nalazi otvor puno manji od valne duljine. S obzirom na to da je otvor puno manji od valne duljine, dolazi do refleksije elektromagnetske energije od prepreke, a u otvoru se javlja tzv. evanescentni val, odnosno val oblika e^{-kx} . Ukoliko je prepreka dovoljno „tanka“, dio dolazne energije ipak će se prenijeti kroz otvor na drugu stranu prepreke, ali će amplituda prenesenog vala biti znatno manja (slika 2.1.).



Slika 2.1. Prijenos elektromagnetske energije
kroz subvalni otvor u prepreci

Kako poboljšati prijenos? Kao što je već napomenuto, oblik evanescentnog vala je sljedeći:

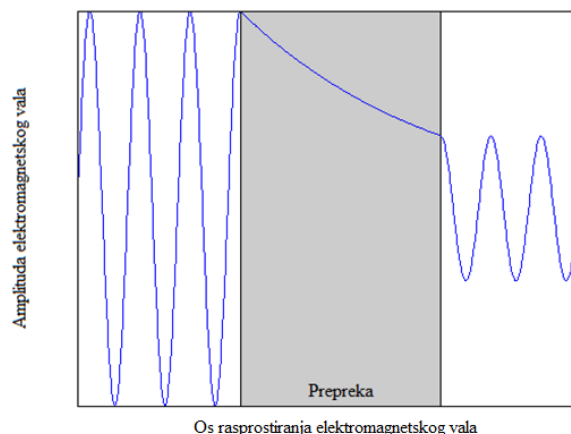
$$E_{\text{evanescent}} = A \cdot e^{-k \cdot x} \quad (\text{I.2.1.})$$

U izrazu 2.1. x predstavlja os rasprostiranja elektromagnetskog vala, dok k predstavlja valni broj elektromagnetskog vala, koji je jednak:

$$k = \omega \sqrt{\mu \epsilon} \quad (\text{I.2.2.})$$

U izrazu 2.2. ω predstavlja kružnu frekvenciju elektromagnetskog vala, μ predstavlja permeabilnost, a ϵ permitivnost sredstva kroz koje se kreće elektromagnetski val. Iz izraza 2.1. i 2.2. vidimo dva potencijalna rješenja za poboljšanje prijenosa. Prvo rješenje je da se smanji debljina prepreke, ali ovo rješenje se neće promatrati u ovom radu i može se nazvati trivijalnim rješenjem. Drugo rješenje je da se smanji vrijednost valnog broja elektromagnetskog vala, čime bi se postiglo sporije „trnjenje“ evanescentnog polja u nulu. Smanjenje valnog broja moguće je postići smanjenjem permeabilnosti i/ili permitivnosti sredstva. Kada bi se na taj način smanjio valni broj, evanescentni val bi imao blaži pad amplitude i amplituda prenesenog vala bi bila veća (slika 2.2.).

U ovom radu ostvaruje se poboljšani prijenos kroz subvalni otvor smanjenjem permitivnosti sredstva.



Slika 2.2. Prijenos elektromagnetske energije
kroz subvalni otvor u prepreci
uz poboljšanje prijenosa

2.2. Načini smanjenja permitivnosti

Dva su osnovna načina smanjenja permitivnosti sredstva. Prvi način je da se sredstvo ispuni ENZ (engl. *Epsilon Near Zero*) materijalom, tj. materijalom čija je vrijednost relativne permitivnosti između 0 i 1. Takvi materijali, koji u radiofrekvencijskom ili mikrovalnom području imaju navedena svojstva, nažalost, koliko je poznato, ne postoje u prirodi, ali se mogu dizajnirati umetanjem metalnih inkluzija u materijal-domaćin ^[7]. To je jako komplicirano tako da se ovo rješenje ne proučava u ovom radu. Drugi način je kompenzacija reaktivnog karaktera otvora. Naime, na određenoj frekvenciji otvor ima ili induktivni ili kapacitivni karakter te bi se spajanjem elementa suprotnog karaktera (kondenzator ako je otvor induktivnog karaktera i obratno) na određenoj frekvenciji postigla rezonancija i prijenos elektromagnetske energije kroz otvor bi bio maksimalan. S obzirom na to da je znatno jednostavnije, ovo rješenje se proučava u ovom radu.

Uzmimo za primjer da otvor ima kapacitivan karakter. Tada je admitancija otvora jednaka:

$$Y_{C_{otvor}} = j\omega C_{otvor} \quad (I.2.3.)$$

gdje $Y_{C_{otvor}}$ predstavlja admitanciju otvora, ω predstavlja kružnu frekvenciju, a C_{otvor} predstavlja kapacitet otvora.

Kada se otvoru paralelno spoji induktivitet, tada je ukupna admitancija otvora jednaka:

$$Y_{C_{otvor}}' = j\omega C_{otvor} - j\frac{1}{\omega L_{dodano}} = j\omega \left(C_{otvor} - \frac{1}{\omega^2 L_{dodano}} \right) = j\omega C_{otvor}' \quad (I.2.4.)$$

gdje $Y_{C_{otvor}}'$ predstavlja novonastalu vrijednost admitancije otvora, L_{dodano} predstavlja vrijednost induktiviteta koji je spojen paralelno otvoru, a C_{otvor}' predstavlja novonastalu vrijednost kapaciteta otvora.

Iz izraza 2.3. i 2.4. vidi se da se dodavanjem induktiviteta u nekom frekvencijskom području smanji ukupna vrijednost admitancije otvora, što se može gledati i kao smanjenje vrijednosti kapaciteta otvora. Sada pogledajmo osnovni izraz za izračun kapaciteta pločastog kondenzatora:

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \text{geometrija} \quad (I.2.5.)$$

gdje C predstavlja kapacitet pločastog kondenzatora, ε_0 predstavlja vrijednost permitivnosti vakuumu, ε_r predstavlja relativnu permitivnost izolatora koji se nalazi između ploča kondenzatora, S predstavlja površinu ploča pločastog kondenzatora, a d predstavlja razmak između ploča pločastog kondenzatora.

Iz izraza 2.5. vidi se da kapacitet kondenzatora ovisi o permitivnosti sredstva u kondenzatoru i samom geometrijskom dizajnu i dimenzijama kondenzatora. Sada usporedimo vrijednosti C_{otvor} i C_{otvor}' iz izraza 2.3. i 2.4. Dimenzije i geometrijski dizajn otvora se nije mijenjao, a vrijednost C_{otvor} je veća od vrijednosti C_{otvor}' . To ukazuje na to da C_{otvor}' ima manju vrijednost relativne permitivnosti od C_{otvor} ! S obzirom na to da promatramo subvalni otvor u metalnoj prepreci koja se nalazi u zraku, to znači da je vrijednost relativne permitivnosti otvora jednaka jedinici, a pošto je relativna permitivnost kapaciteta C_{otvor}' manje vrijednosti, očito je da se paralelnim spajanjem induktiviteta prividno smanjuje relativna permitivnost zraka, odnosno dobiva se „ENZ zrak“!

Analogno tome, otvor može imati i induktivni karakter:

$$Y_{L_{\text{otvor}}} = -j \frac{1}{\omega L_{\text{otvor}}} \quad (\text{I.2.6.})$$

U izrazu 2.6. $Y_{L_{\text{otvor}}}$ predstavlja vrijednost admitancije otvora, ω predstavlja kružnu frekvenciju, a L_{otvor} predstavlja vrijednost induktiviteta otvora.

Da bi se otvoru smanjio njegov induktivni karakter, treba mu paralelno spojiti kondenzator:

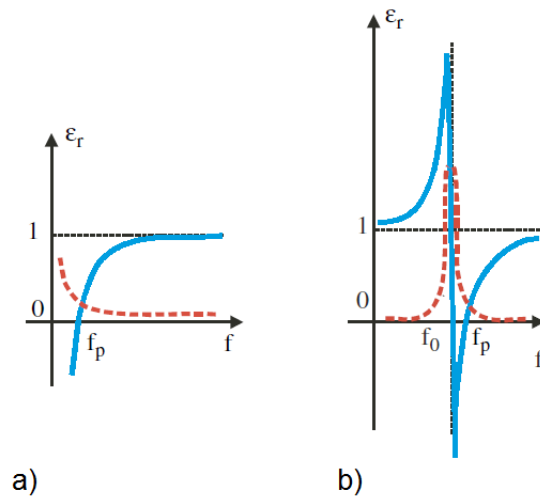
$$Y_{L_{\text{otvor}}} ' = -j \frac{1}{\omega L_{\text{otvor}}} + j \omega C_{\text{dodano}} = -j \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{L_{\text{otvor}}} - \omega^2 C_{\text{dodano}} \right) = -j \frac{1}{\omega L_{\text{otvor}}}, \quad (\text{I.2.7.})$$

$Y_{L_{\text{otvor}}} '$ predstavlja novonastalu vrijednost admitancije otvora dobivenu paralelnim spajanjem kondenzatora otvoru, C_{dodano} predstavlja vrijednost dodanog kondenzatora, a L_{otvor}' predstavlja novonastalu vrijednost induktiviteta otvora.

Iz izraza 2.7. može se vidjeti da se paralelnim spajanjem kondenzatora smanjila apsolutna vrijednost admitancije otvora u odnosu na vrijednost admitancije u izrazu 2.6. To znači da se i u ovom slučaju fiktivno prorijedi zrak u otvoru, kao i u slučaju kada otvor ima kapacitivni karakter (izrazi 2.3. – 2.5.).

2.3. Problem uskopojasnosti efekta subvalnog tuneliranja

Nažalost, oba navedena rješenja imaju problem uskopojasnosti. Što se tiče prvog rješenja, svi prirodni i umjetni ENZ materijali imaju ENZ svojstva u uskom pojasu frekvencija; prirodni materijali zato jer se njihova permitivnost mijenja po Drudeovom ili Lorentzovom disperzijskom modelu (slika 2.3.), koji u vrlo uskom pojasu imaju vrijednost relativne permitivnosti blisku nuli, a umjetni ENZ materijali, odnosno ENZ metamaterijali, zato jer razmak inkluzija u materijalu-domaćinu diktira frekvenciju na kojoj se javlja ENZ svojstvo, koje je također uskopojasno ^[7,8].



Slika 2.3. Disperzijski modeli ^[81]: a) Drudeov model, b) Lorentzov model

Plavo – realni dio; Crveno crtano – imaginarni dio

f_p – frekvencija plazme (frekvencija nakon koje relativna permitivnost postaje pozitivna)

f_0 – frekvencija pola Lorentzovog modela

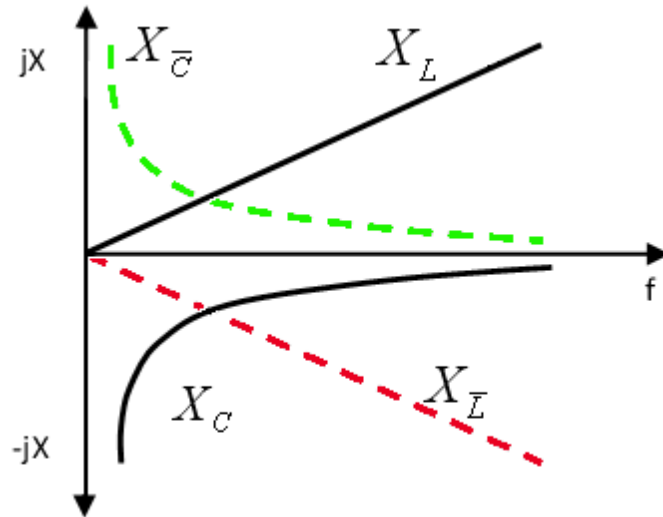
Što se pak tiče drugog rješenja, problem je taj da se koristi princip rezonancije da bi se poboljšao prijenos:

$$f_{\text{rezonantno}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{I.2.8.})$$

$f_{\text{rezonantno}}$ predstavlja vrijednost rezonantne frekvencije titrajnog kruga, L predstavlja vrijednost induktiviteta, a C predstavlja vrijednost kapaciteta u titrajnom krugu.

Iz izraza 2.8. vidljivo je da se pomoću diskretnih vrijednosti induktiviteta i kapaciteta rezonancija može postići u vrlo uskom pojasu frekvencija, što znači da je u vrlo uskom pojasu frekvencija reaktivni karakter otvora kompenziran, odnosno ostvareno ENZ svojstvo je vrlo uskopojasno.

Ukoliko bi se željela postići širokopojasna rezonancija, morali bi postojati negativni kondenzatori i negativne zavojnice. Njihove krivulje su komplementarne krivulje pozitivnih elemenata u odnosu na nulu (slika 2.4.). Kada bi postojali idealni negativni kondenzatori i idealne negativne zavojnice, tada bi se mogla postići rezonancija u cijelom frekvencijskom pojasu jer bi se neki reaktivni karakter mogao u potpunosti kompenzirati spajanjem njemu komplementarnog elementa.



Slika 2.4. Frekvencijska ovisnost reaktancije ^[7]

X_L – induktivitet (crno – pozitivni, crveno crtkano – negativni)

X_C – kapacitet (crno – pozitivni, zeleno crtkano – negativni)

Nažalost, pasivnim izvedbama nemoguće je postići negativne kondenzatore i negativne zavojnice konstantnih, frekvencijski neovisnih vrijednosti. Za pojašnjenje ove tvrdnje poslužit će izraz za energiju elektromagnetskog vala koji se rasprostire nekim sredstvom:

$$W_{uk} = W_e + W_m = \frac{1}{2} \varepsilon_0 \varepsilon_r |E|^2 + \frac{1}{2} \mu_0 \mu_r |H|^2 \quad (I.2.9.)$$

U izrazu 2.9. W_{uk} predstavlja ukupnu energiju elektromagnetskog vala, W_e predstavlja dio energije uskladišten u električnom polju, W_m predstavlja dio energije uskladišten u magnetskom polju, ε_0 i ε_r predstavljaju permitivnost vakuumu i relativnu permitivnost sredstva kroz koje se rasprostire elektromagnetski val, μ_0 i μ_r predstavljaju permeabilnost vakuumu i relativnu permeabilnost sredstva kroz koje se rasprostire elektromagnetski val, E predstavlja vršnu vrijednost električnog, a H magnetskog polja. Ukoliko ε_r i μ_r iznose 1, izraz 2.9. postaje:

$$W_{uk_0} = W_{e_0} + W_{m_0} = \frac{1}{2} \varepsilon_0 |E|^2 + \frac{1}{2} \mu_0 |H|^2 \quad (I.2.10.)$$

Izraz 2.10. prikazuje energiju elektromagnetskog vala koji se rasprostire vakuumom i to je najmanji iznos energije koji se može uskladištiti u elektromagnetski val. Ako bi se u izraz 2.9. uvrstile vrijednosti ε_r i μ_r manje od 1 ili čak manje i od 0, ispalo bi da je uskladištena energija manja od one uskladištene u vakuumu, što je nemoguće. Također, pasivnim

izvedbama nemoguće je istovremeno postići vrijednost $\varepsilon_r < 1$ i vrijednost $\mu_r < 1$. Ako je vrijednost relativne permitivnosti manja od 1, to znači da vrijednost relativne permeabilnosti mora biti veća od 1 zato jer je vrijednost relativne permitivnosti manja od 1 postignuta tako da je dio energije iz električnog polja „premješten“ u magnetsko polje. Da bi se taj dio energije „premjestio“ iz električnog u magnetsko polje, potrebno je neko vrijeme, što upućuje na disperzivno ponašanje. Zbog toga je pravilan izraz za uskladištenu energiju:

$$W_{uk} = W_e + W_m = \frac{1}{2}|E|^2 \frac{\partial(\omega\varepsilon(\omega))}{\partial\omega} + \frac{1}{2}|H|^2 \frac{\partial(\omega\mu(\omega))}{\partial\omega}, \quad (\text{I.2.11.})$$

a izraz 2.9. je samo poopćeni izraz koji vrijedi za nedisperzivna sredstva i sredstva bez gubitaka. Također, pokazuje se da su strmine reaktancija i susceptancija pasivnih materijala uvijek pozitivne, odnosno da vrijedi:

$$\frac{\partial X(\omega)}{\partial\omega} > 0, \quad \frac{\partial B(\omega)}{\partial\omega} > 0 \quad (\text{I.2.12.})$$

Izraz 2.12. još se naziva Fosterov teorem o reaktanciji.

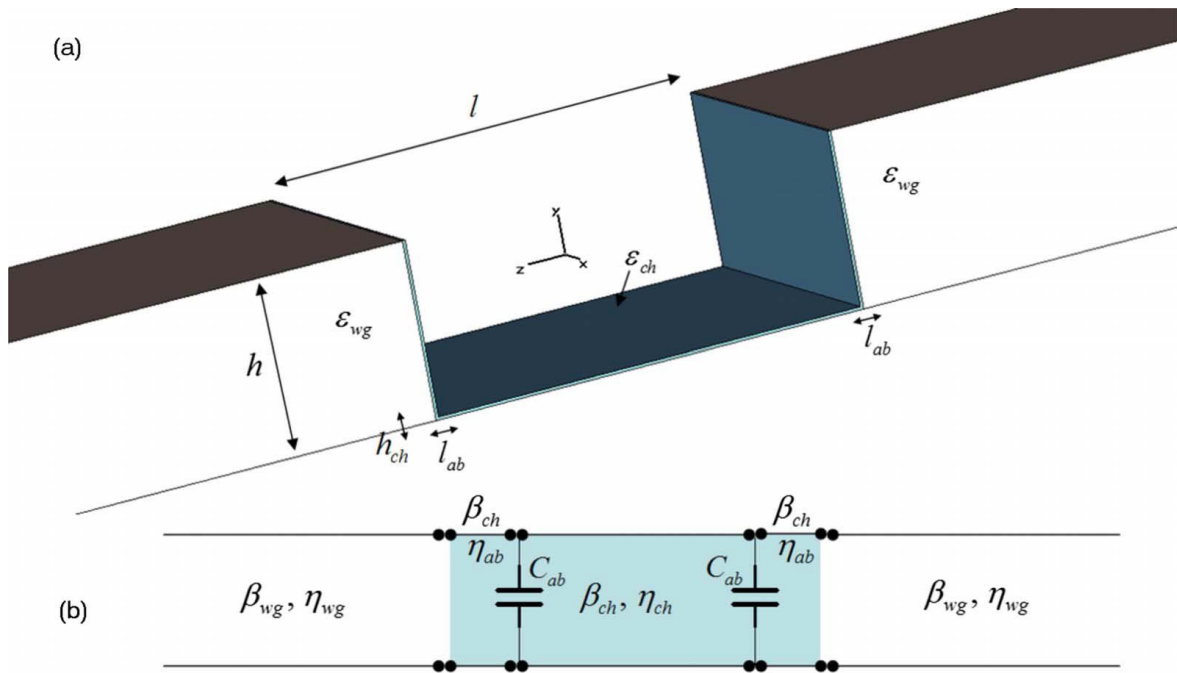
Da bi se izveli negativni kondenzatori i negativne zavojnice čije su vrijednosti frekvencijski neovisne, izraz 2.12. ne smije biti zadovoljen, odnosno mora biti upravo suprotan:

$$\frac{\partial X(\omega)}{\partial\omega} < 0, \quad \frac{\partial B(\omega)}{\partial\omega} < 0 \quad (\text{I.2.13.})$$

To pak dovodi do toga da je energija iz izraza 2.11. negativna, što upućuje na to da negativni reaktivni elementi moraju biti aktivne izvedbe. Zbog toga što negativni, frekvencijski neovisni reaktivni elementi ne zadovoljavaju Fosterov teorem o reaktanciji, takvi elementi nazivaju se *nefosterovskim elementima*.

3. Numerička verifikacija efekta subvalnog tuneliranja u RF području

2006. godine teoretski je pokazana mogućnost tuneliranja elektromagnetske energije u vrlo uske kanale punjene ENZ materijalom ^[10], a 2008. godine napravljena je analiza efekta u tehnologiji prijenosnih linija i numerički eksperiment u kojem se koriste dva jednaka metalna planparalelna valovoda između kojih je stavljen vrlo uzak planparalelni valovod punjen ENZ materijalom ^[11]. Eksperiment je prikazan na slici 3.1.



Slika 3.1. ^[11] a) Geometrija eksperimenta

b) Nadomjesna shema u tehnologiji prijenosnih linija

Na slici 3.1.a) prikazana je geometrija eksperimenta; dva planparalelna valovoda visine h i permitivnosti sredstva između planparalelnih ploča ϵ_{wg} spojeni su preko vrlo uskog planparalelnog valovoda visine $h_{ch} \ll h$, duljine l i permitivnosti sredstva $\epsilon_{ch} < \epsilon_{wg}$. l_{ab} su prijelazi sa permitivnosti ϵ_{wg} na ϵ_{ch} , koji su u nadomjesnoj shemi na slici 3.1.b) nadomješteni kao parazitni kapaciteti C_{ab} . Plavo označeno područje na slici 3.1.b) zapravo je uski valovod punjen ENZ materijalom.

Pokazano je da se, gledajući nadomjesnu shemu prikazanu na slici 3.1.b), umetanjem ENZ materijala u uski valovod može postići prilagođenje ulazne i izlazne linije sa središnjom („plavom“) linijom ^[11].

Naime, izraz za karakterističnu impedanciju prijenosne linije glasi:

$$\eta_{wg} = \frac{h}{w} \frac{2\pi f \mu_0}{\beta_{wg}} = \frac{h}{w} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_{wg}}}, \quad (\text{I.3.1.})$$

gdje je h razmak između ploča planparalelnog valovoda, w je širina ploča planparalelnog valovoda, f je radna frekvencija, μ_0 je permeabilnost vakuuma, ϵ_{wg} je permitivnost sredstva koje se nalazi unutar planparalelnog valovoda, a β_{wg} je valni broj vala koji se rasprostire kroz planparalelni valovod. Izraz za valni broj β_{wg} glasi:

$$\beta_{wg} = 2\pi f \sqrt{\epsilon_{wg} \mu_0} \quad (\text{I.3.2.})$$

Neka indeks wg predstavlja vanjske linije (ulaznu i izlaznu), a indeks ch neka predstavlja središnju („plavu“) liniju. Da bi se postigao maksimalni prijenos s ulaza na izlaz, karakteristična impedancija vanjskih linija η_{wg} mora biti jednaka karakterističnoj impedanciji unutarnje linije η_{ch} , odnosno linije moraju biti prilagođene jedna na drugu. Dakle:

$$\eta_{wg} = \frac{h}{w} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_{wg}}} = \frac{h_{ch}}{w} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_{ch}}} = \eta_{ch} \quad (\text{I.3.3.})$$

U izrazu 3.3. h_{ch} predstavlja razmak između ploča središnjeg („plavog“) planparalelnog valovoda, a ϵ_{ch} predstavlja permitivnost sredstva unutar središnjeg planparalelnog valovoda. S obzirom na to da su širine ploča sva tri planparalelna valovoda jednake, a sva tri valovoda imaju jednaka magnetska svojstva ($\mu_{wg} = \mu_{ch} = \mu_0$), izraz 3.3. može se podijeliti s $\sqrt{\mu_0}/w$, pa se dobije sljedeća relacija:

$$\frac{h}{\sqrt{\epsilon_{wg}}} = \frac{h_{ch}}{\sqrt{\epsilon_{ch}}} \quad (\text{I.3.4.})$$

Ukoliko se postigne jednakost dva omjera u izrazu 3.4., dobije se prilagođenje karakteristične impedancije vanjskih valovoda (η_{wg}) na impedanciju unutarnjeg („plavog“) valovoda (η_{ch}). Time se postigne potpuni prijenos signala s ulaza na izlaz.

I ovdje se javlja problem uskopojasnosti efekta tuneliranja zbog uskog frekvencijskog pojasa u kojem materijal kojim je punjen unutarnji („plavi“) valovod ima ENZ svojstva (vidi potpoglavlje 2.3.).

Ova prijenosna struktura je modificirana i korištena za izradu prototipa pomoću kojega bi se pokazao širokopojasni efekt subvalnog tuneliranja.

3.1. Projektiranje prototipa za prikaz širokopojasnog efekta subvalnog tuneliranja

Kao prijenosni sustav u prototipu odabrana je zračna mikrotrakasta linija jer je način prijenosa sličan načinu prijenosa u planparalelnom valovodu. S obzirom na to da svi mjerni instrumenti imaju unutarnju impedanciju od 50 Ω , tako je i prototip projektiran na 50-omsku vlastitu impedanciju. S obzirom na to da je omjer širine mikrotrakaste linije i razmaka „vrućeg kraja“ od mase bio očekivan da bude veći od 2, taj je omjer proračunat po izrazu 3.5. ^[9]:

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\}, \quad (\text{I.3.5.})$$

gdje je:

$$B = \frac{120\pi^2}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (\text{I.3.6.})$$

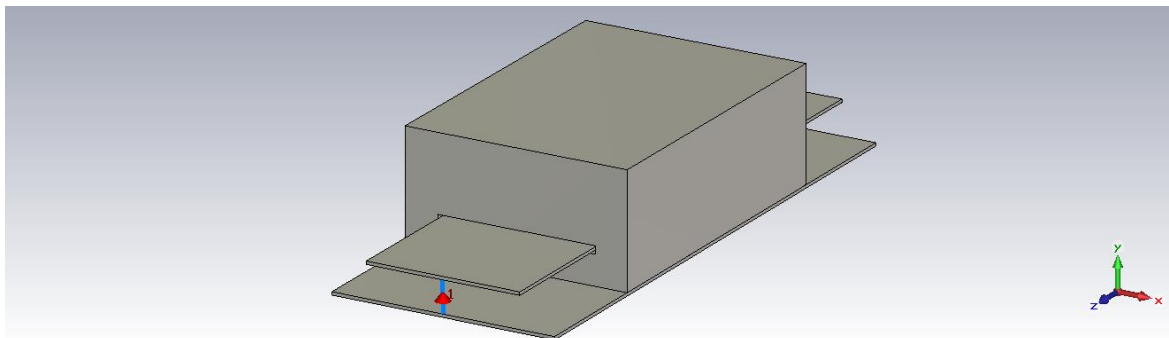
Z_0 predstavlja vlastitu impedanciju linije (u našem slučaju to je 50 Ω), a ϵ_r predstavlja relativnu permitivnost supstrata na kojemu je izrađena linija (u našem slučaju iznosi 1).

Nakon ubacivanja poznatih vrijednosti u izraze 3.6. i 3.5. dobiven je omjer $w/h = 5.21$. Uzimajući u obzir da konačne vrijednosti moraju biti izvedive za izradu, određene su sljedeće vrijednosti:

- širina mikrotrakaste linije (w): 24.5 mm
- razmak između mikrotrakaste linije i mase (h): 4.7 mm
- debljina mikrotrakaste linije (t): 0.5 mm
- duljina mikrotrakaste linije (L): 90 mm

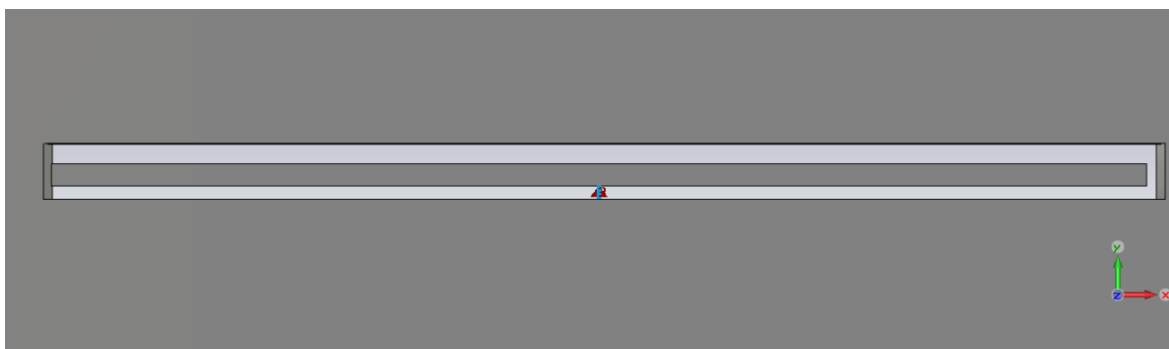
Umjesto sužavanja ili w ili h na području na kojem će se ostvarivati efekt tuneliranja, odlučeno je da će se na sredinu duljine mikrotrakaste linije postaviti metalna prepreka u kojoj se nalazi prorez takav da ja razmak između svake stranice mikrotrakaste linije i

proreza 0.5 mm, a dimenzija metalne prepreke je 35.5x18x50 mm. Metalna prepreka postavljena je tako da 50 mm mikrotrakaste linije prolazi kroz nju, a 20 mm sa svake strane se nalazi u zraku. Prerez u metalnoj prepreci služi smanjenju vlastite impedancije linije, te je odabranim dimenzijama vlastita impedancija linije smanjena na 2.2Ω u području u kojem mikrotrakasta linija prolazi kroz prorez u metalnoj prepreci. Opisani prototip modeliran je u komercijalnom programu za punovalnu elektromagnetsku analizu CST Microwave Studio ^[19], a njegov izgled prikazan je na slici 3.2.



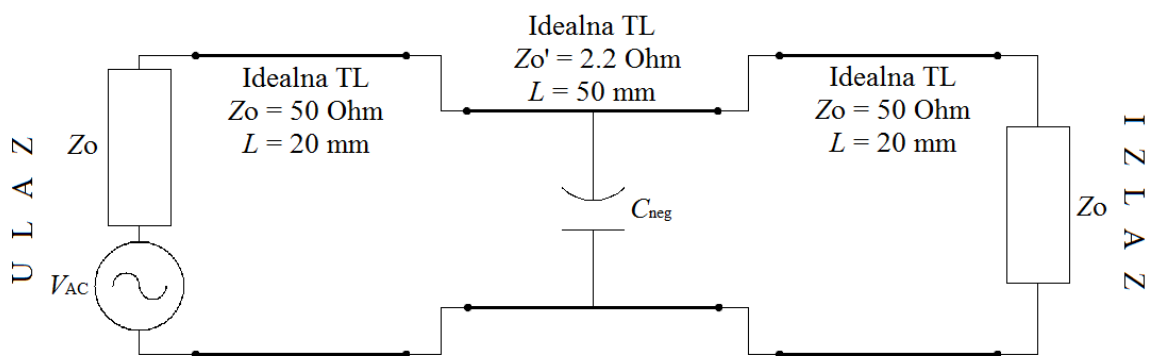
Slika 3.2. Prikaz modela prototipa u programu CST Microwave Studio ^[19]

Na oba ruba prototipa u smjeru z-osi postavljeni su prolazi (kao što je prolaz 1 na slici 3.2.), kao i u sredinu metalne prepreke, i to između donje stranice mikrotrakaste linije i donje stranice proreza (slika 3.3.). Taj prolaz predviđen je za postavljanje negativnog kondenzatora radi poboljšanja prijenosa, ali o tome nešto kasnije. Nakon toga je izračunata prototipova raspršna matrica dimenzija 3x3, koja je ubačena u komercijalni program za analizu električnih krugova Agilent Advanced Design System ^[20]. Time je model prototipa prikazan kao troprolazni sklop čiji su parametri određeni raspršnom matricom uvezenom iz CST Microwave Studija ^[19].



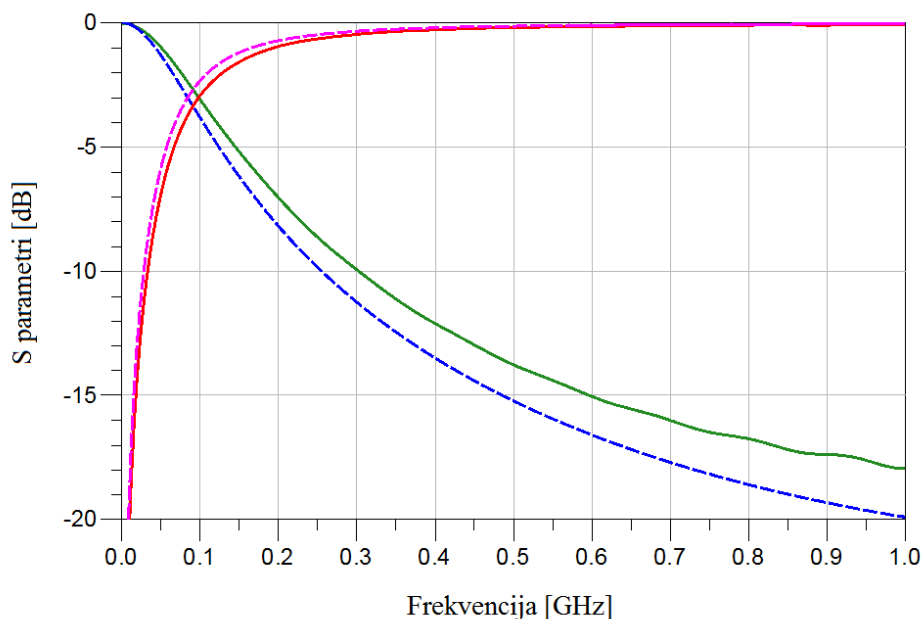
Slika 3.3. Treći prolaz u prototipu postavljen na sredinu metalne prepreke između mikrotrakaste linije i metalne prepreke

Također, napravljena je nadomjesna shema prototipa pomoću prijenosnih linija, kako bi se mogla izvršiti analiza stabilnosti prototipa. Nadomjesna shema prikazana je na slici 3.4.



Slika 3.4. Nadomjesna shema prototipa; prijenosne linije sa $Z_0 = 50 \Omega$ predstavljaju zračne mikrotrakaste linije, a linija sa $Z_0 = 2.2 \Omega$ predstavlja mikrotrakastu liniju koja prolazi kroz prorez u prepenci

U Agilent Advanced Design Systemu ^[20] napravljena je simulacija prijenosa signala s ulaza na izlaz i za model i za nadomjesnu shemu te je napravljena usporedba dobivenih rezultata (slika 3.5.). Vidljivo je da krivulje nadomjesne sheme vrlo dosljedno prate krivulje modela prototipa, što znači da je određena nadomjesna shema zadovoljavajuće točnosti. Ovime je završen proces projektiranja prototipa te su na modelu prototipa i nadomjesnoj shemi izvršene simulacije koje bi trebale pokazati efekt širokopojasnog tuneliranja.



Slika 3.5. Usporedba rezultata modela prototipa i njegove nadomjesne sheme

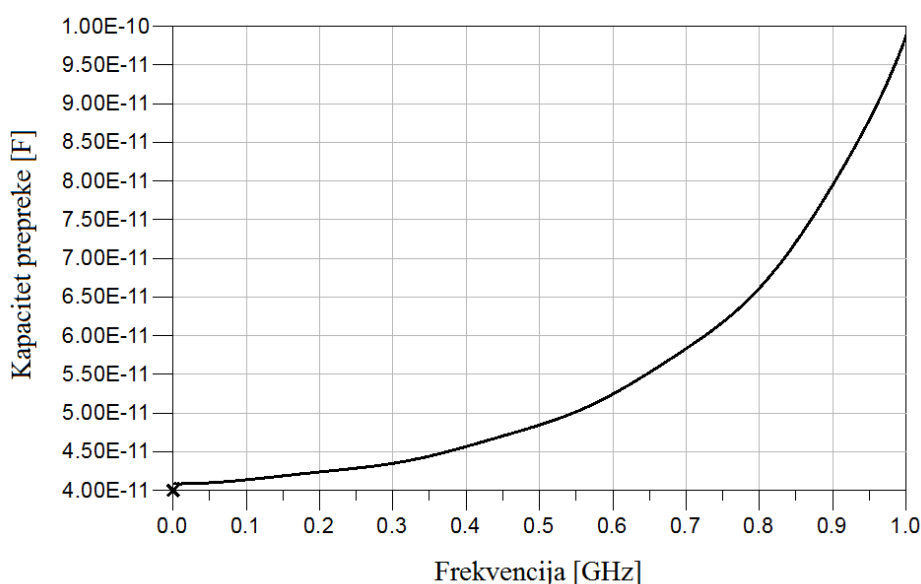
S21 parametri: Zeleno – model prototipa; Plavo crtkano – nadomjesna shema

S11 parametri: Crveno – model prototipa; Ružičasto crtkano – nadomjesna shema

3.2. Projektiranje negativnog kondenzatora za umetanje u prototip

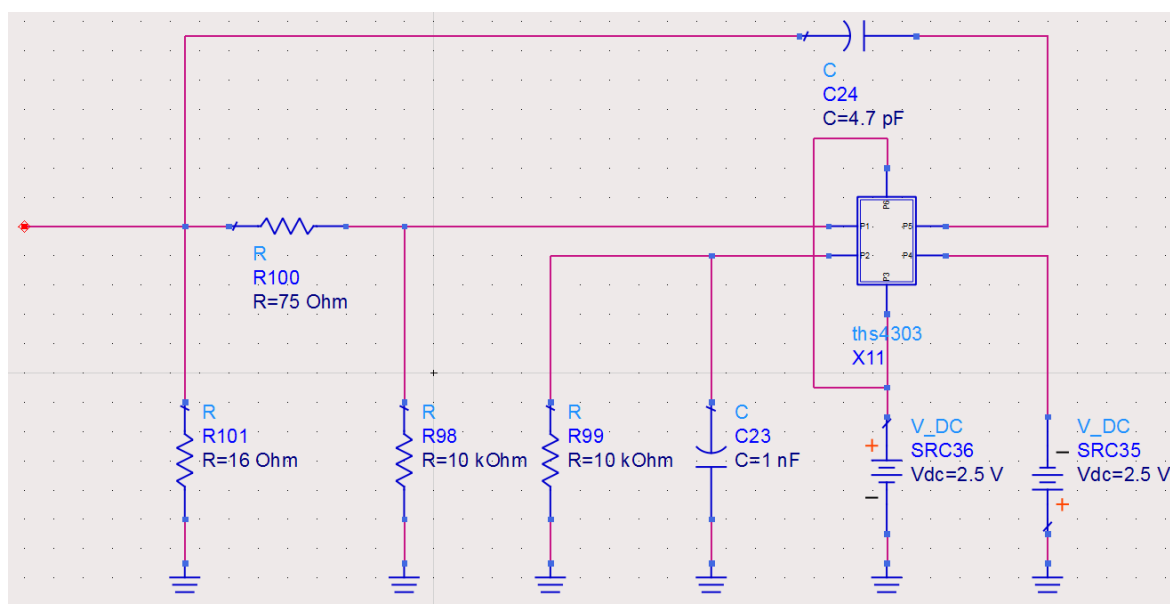
Projektiranje negativnog kondenzatora najosjetljiviji je dio projektiranja eksperimenta koji će pokazati efekt subvalnog tuneliranja. Kod projektiranja potrebno je paziti da kapacitet negativnog kondenzatora po apsolutnoj vrijednosti ne premaši vrijednost kapaciteta prototipa. Vrijednosti elemenata sklopa negativnog kondenzatora moraju biti odabrane tako da se sklop u što većem frekvencijskom pojasu ponaša kao negativni kondenzator, a ne kao pojačalo, te je potrebno odabrati vrijednosti elemenata sklopa da efekt tuneliranja bude što izraženiji.

Potrebno je napomenuti da je za prikaz efekta širokopojasnog subvalnog tuneliranja odabran negativni kondenzator jer su prototipovi negativnog kondenzatora već konstruirani i ispitani na Zavodu za radiokomunikacije ^[12], dok prototipovi negativnih zavojnica još nisu ispitani. Zbog navedenog razloga je i kod projektiranja prototipa (opisanog u potpoglavlju 3.1.) koji će pokazati efekt širokopojasnog subvalnog tuneliranja metalna prepreka konstruirana tako da ima izražen kapacitivni karakter (slika 3.6.).

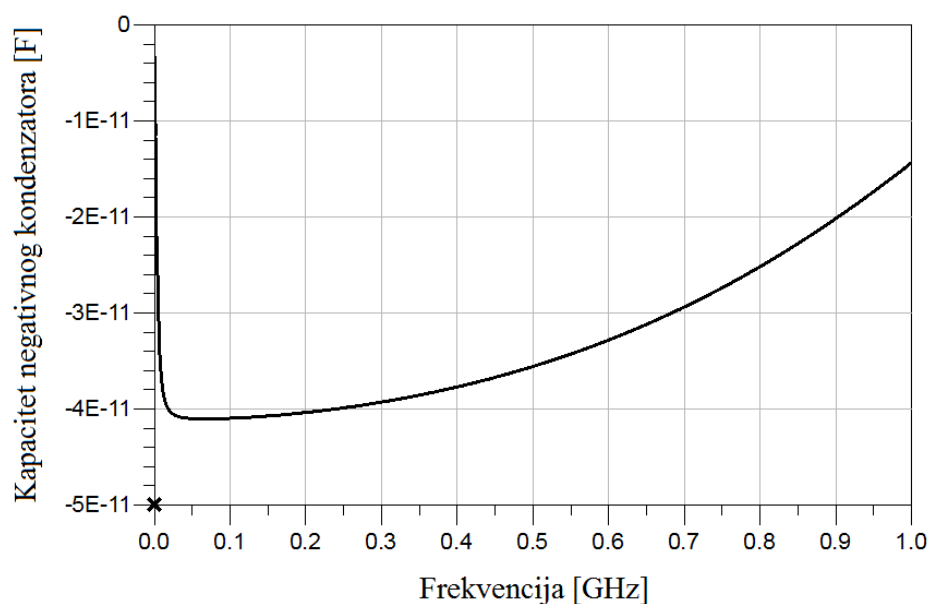


Slika 3.6. Frekvencijska ovisnost vrijednosti kapaciteta metalne prepreke u prototipu opisanom u potpoglavlju 3.1. (pogled s prolaza prikazanog na slici 3.3.)

Ubacivanjem realnog SPICE modela negativnog kondenzatora u nadomjesnu shemu prototipa i mijenjanjem elemenata cijelog sklopa negativnog kondenzatora postignut je stabilan rad cjelokupnog sustava; konačna shema negativnog kondenzatora prikazana je na slici 3.7., a vrijednost kapaciteta negativnog kondenzatora prikazana je na slici 3.8.



Slika 3.7. Shema sklopa negativnog kondenzatora



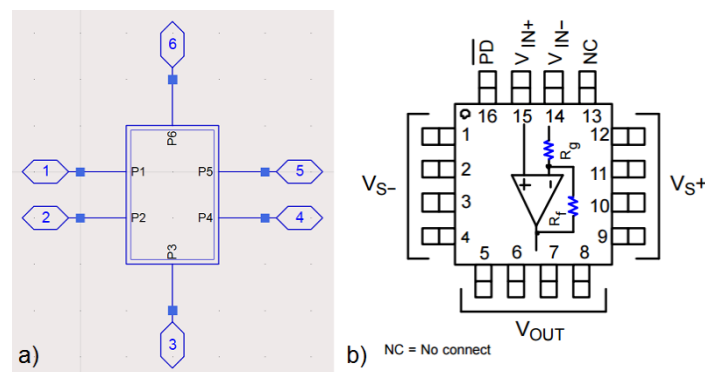
Slika 3.8. Frekvencijska ovisnost vrijednosti kapaciteta negativnog kondenzatora

Iz slika 3.6. i 3.8. vidljivo je da je maksimalna apsolutna vrijednost negativnog kondenzatora manja od minimalne apsolutne vrijednosti metalne prepreke u prototipu, što znači da je ukupni kapacitet sustava pozitivan, te da sustav radi stabilno.

Negativni kondenzator sa slike 3.7. projektiran je kao negativni konverter impedancije (engl. *Negative Impedance Converter* – NIC) u tehnologiji operacijskog pojačala s kondenzatorom u negativnoj grani ^[7,12]. Kao operacijsko pojačalo koristi se operacijsko pojačalo THS4303 tvrtke Texas Instruments ^[13]. Popis vrijednosti i uloga elemenata sklopa negativnog kondenzatora prikazan je u tablici 3.1., simbol SPICE modela pojačala iz Agilent Advanced Design Systema ^[20] prikazan je na slici 3.9.a), a stvarni izgled kućišta pojačala prikazan je na slici 3.9.b).

Oznaka elementa	Vrijednost elementa	Uloga elementa
C_{24}	4.7 pF	Kondenzator u negativnoj povratnoj vezi; diktira vrijednost kapaciteta negativnog kondenzatora
R_{99}	10 k Ω	Smanjuje pojačanje samog pojačala
C_{23}	1 nF	Smanjuje pojačanje pojačala na DC-u
R_{98}	10 k Ω	Naponsko djelilo koje smanjuje pojačanje pojačala za iznos omjera $\frac{R_{98}}{R_{98} + R_{100}}$
R_{100}	75 Ω	
R_{101}	16 Ω	Kompenzira vrijednost negativnog otpora koji stvara sklop na svojem ulazu

Tablica 3.1. Popis vrijednosti i uloga elemenata sklopa negativnog kondenzatora



Slika 3.9. Operacijsko pojačalo THS4303

- a) Simbol SPICE modela iz Advanced Design Systema ^[20]
- b) Stvarni izgled kućišta i raspored nožica ^[13]

Vidljivo je da se broj nožica na SPICE modelu u Advanced Design Systemu i na stvarnom kućištu razlikuje, što znači da se i raspored nožica razlikuje. Relacije između nožica SPICE modela i stvarnog kućišta su sljedeće:

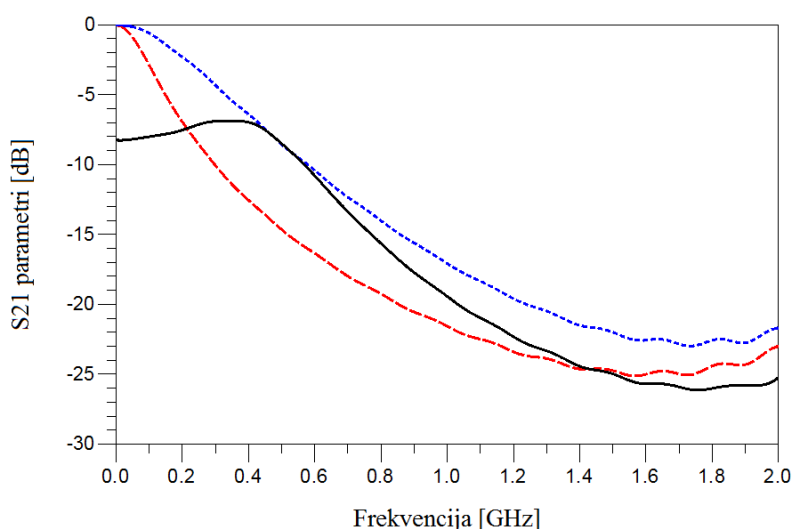
Nožica na SPICE modelu	Uloga nožice	Nožica na stvarnom kućištu
1	Neinvertirajući ulaz	15
2	Invertirajući ulaz	14
3	„+“ kraj napajanja	Brikane 9 – 12
4	„-“ kraj napajanja	Brikane 1 – 4
5	Izlaz	Brikane 5 – 8
6	<i>Power-down</i>	16

Tablica 3.2. Relacije između nožica SPICE modela i nožica stvarnog kućišta

Nožica 13 na stvarnom kućištu nema nikakvu namjenu (NC = *no connect*) pa zato nije ni navedena u tablici 3.2. Također, na slici 3.9.b) vidljivo je da su u samo pojačalo ugrađena dva otpornika; R_f i R_g . Vrijednost otpornika R_f iznosi $450\ \Omega$, dok je vrijednost otpornika R_g $50\ \Omega$. Maksimalno naponsko pojačanje pojačala iznosi 10.

3.3. Umetanje SPICE modela negativnog kondenzatora u prototip i rezultati simulacija

Nakon što su i prototip i negativni kondenzator projektirani, potrebno je umetnuti negativni kondenzator u prototip i vidjeti rezultate. To je i učinjeno, te su mjerena tri slučaja: prijenos signala kroz neopterećeni prototip, prijenos signala kroz prototip opterećen idealnim negativnim kondenzatorom takve vrijednosti da je maksimalni prijenos na 450 MHz (a ta vrijednost iznosi -36.75 pF), te prijenos signala kroz prototip opterećen SPICE modelom negativnog kondenzatora. Rezultati simulacija su prikazani na slici 3.10.



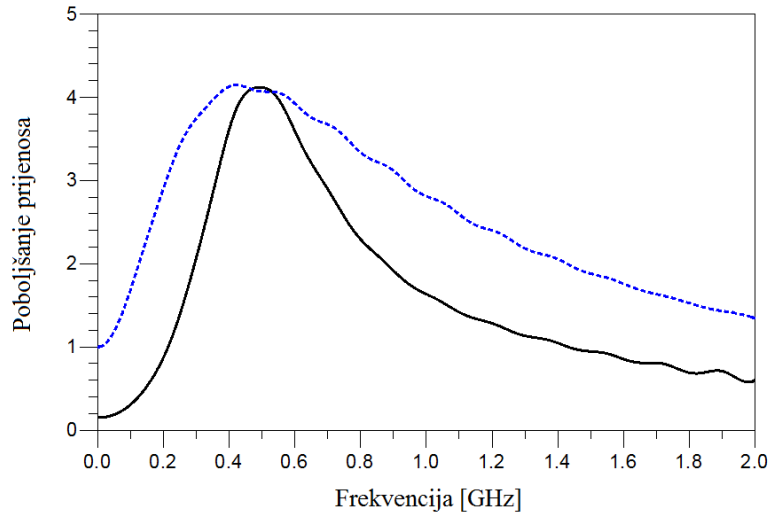
Slika 3.10. Prijenosni (S_{21}) parametri signala kroz prototip u tri različita slučaja

Crveno crtano – neopterećeni prototip

Plavo točkano – prototip opterećen idealnim kondenzatorom od -36.75 pF

Crno – prototip opterećen SPICE modelom negativnog kondenzatora

Vidljivo je poboljšanje prijenosa i u slučaju kad je prototip opterećen idealnim negativnim kondenzatorom i kad je opterećen realnim negativnim kondenzatorom. Naravno, zbog ograničenja operacijskog pojačala THS4303 frekvencijski pojas u kojem realni negativni kondenzator poboljšava prijenos je ograničen. Tako je postignuto poboljšanje prijenosa u frekvencijskom rasponu od 200 MHz do 1.4 GHz. Koliko puta je prijenos poboljšan na određenoj frekvenciji vidljivo je na slici 3.11.



Slika 3.11. Poboljšanje prijenosa signala kroz prototip kada je prototip opterećen:

Plavo crtkano – idealnim kondenzatorom od -36.75 pF

Crno – SPICE modelom negativnog kondenzatora

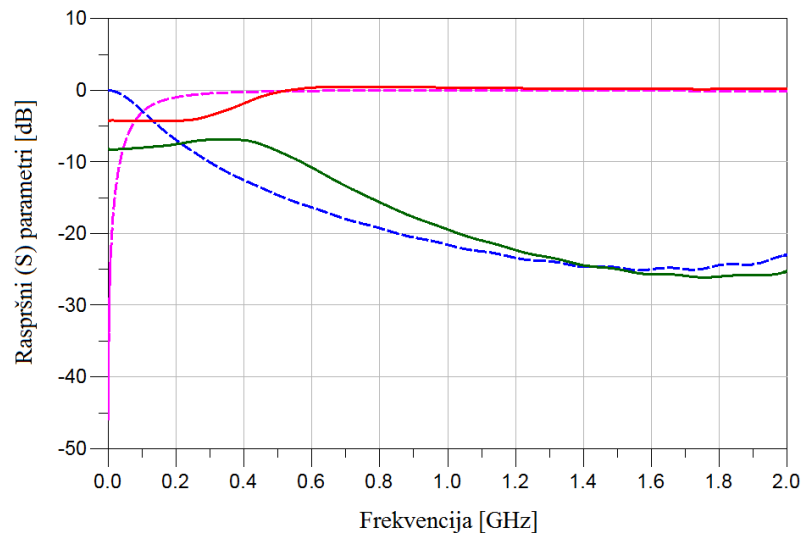
Poboljšanje prijenosa prikazano na slici 3.11. definirano je kao:

$$Poboljšanje = \left(\frac{|S_{21_{opt.}}|}{|S_{21_{neopter.}}|} \right)^2 \quad (I.3.7.)$$

S obzirom na to da su S parametri definirani kao omjeri napona, izraz 3.7. zapravo pokazuje poboljšanje prijenosa snage signala, što znači da je postignuto pojačanje snage i do 4 puta u odnosu na slučaj neopterećenog prototipa!

Međutim, treba voditi računa o još jednoj stvari. Naime, negativni kondenzator je aktivni sklop koji „izvana“ dobiva napajanje. Treba paziti da to napajanje služi isključivo za inverziju predznaka pozitivnom kondenzatoru kako bi se dobio negativni kondenzator, a nipošto ne za pojačanje signala! To znači da je efekt subvalnog tuneliranja ostvaren u onom frekvencijskom području u kojem je istodobno S_{21} parametar prototipa opterećenog negativnim kondenzatorom veći od S_{21} parametra neopterećenog prototipa, te S_{11} parametar prototipa opterećenog negativnim kondenzatorom manji od S_{11} parametra neopterećenog prototipa. Na slici 3.12. vidljivi su i navedeni S_{11} i navedeni S_{21} parametri. Vidljivo je da je S_{11} parametar opterećenog prototipa manji od S_{11} parametra neopterećenog prototipa u frekvencijskom pojasu od ~75 MHz do 530 MHz, a S_{21} parametar opterećenog prototipa je veći od S_{21} parametra neopterećenog prototipa u frekvencijskom pojasu od ~200 MHz do 1.4 GHz.

Kad se uzme presjek ova dva frekvencijska intervala, dobije se da je efekt subvalnog tuneliranja postignut u frekvencijskom rasponu od 200 MHz do 530 MHz, dakle, frekvencijski pojas subvalnog tuneliranja je nešto veći od 300 MHz, tako da je ovim simulacijama željeni efekt verificiran!



Slika 3.12. Raspršni parametri prototipa

S_{11} parametri: Ružičasto crtkano – neopterećeni prototip

Crveno – opterećeni prototip

S_{21} parametri: Plavo crtkano – neopterećeni prototip

Zeleno – opterećeni prototip

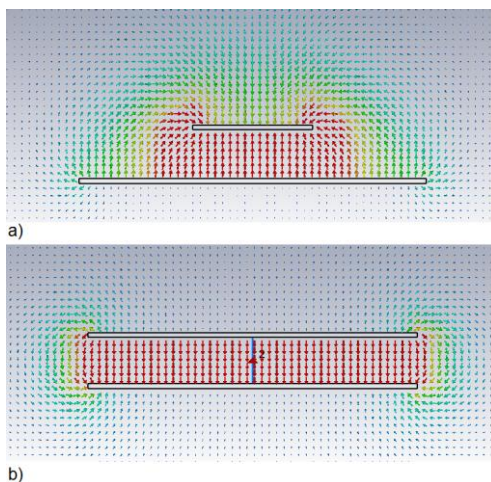
Sljedeći korak je izrada sklopa negativnog kondenzatora na tiskanoj pločici i konstrukcija prototipa u koji će se umetnuti negativni kondenzator.

3.4. Analogija između punjenja planparalelnog valovoda ENZ materijalom ^[10,11] i umetanja negativnog kondenzatora u liniju sa malom karakterističnom impedancijom

Kao što je već opisano u uvodu ovog poglavlja, eksperiment opisan u [10] i [11] izveden je tako da su dva jednaka planparalelna valovoda spojena preko vrlo uskog planparalelnog valovoda punjena materijalom sa ENZ svojstvima, te je pomoću omjera u izrazu 3.1. postignuto prilagođenje središnjeg uskog valovoda na vanjske valovode. Samim time poboljšana je i prijenos signala u okruhu frekvencije na kojoj materijal za punjenje uskog valovoda ima ENZ svojstva.

Kakva je sličnost toga eksperimenta i eksperimenta opisanog u potpoglavljima 3.1. do 3.3.? Krenimo redom.

Najprije treba usporediti prijenosne sustave u oba slučaja. U eksperimentu opisanom u [10] i [11] kao prijenosni sustav je izabran planparalelni valovod, kroz kojega se elektromagnetska energija širi tzv. TEM modom. U eksperimentu opisanom u potpoglavljima 3.1. do 3.3. kao prijenosni sustav je izabrana mikrotrakasta linija, kroz koju se elektromagnetska energija širi tzv. kvazi-TEM modom. Razlika između ta dva moda je ta da se kod kvazi-TEM moda dio energije izrači van prostora između planparalelnih ploča (slika 3.13.a), dok kod TEM moda to nije slučaj (slika 3.13.b).



Slika 3.13 Raspodjela električnog polja kod dva različita moda; smjer propagacije okomit na papir (hladnije boje – slabije polje; toplije boje – jače polje)

a) Kvazi-TEM mod

b) TEM mod

Što se tiče gubitaka, u našem slučaju to nije problem jer mikrotrakasta linija „visi“ u zraku, odnosno „napravljena je na zračnom supstratu“, čiji tangens gubitaka iznosi nula. Dakle, vrijedi analogija između planparalelnog valovoda i zračne mikrotrakaste linije.

Zatim treba usporediti načine postizanja efekta subvalnog tuneliranja u oba slučaja. U eksperimentu opisanom u [10] i [11] taj efekt postiže se umetanjem ENZ materijala u središnji uski valovod, dok se u eksperimentu opisanom u potpoglavljima 3.1. do 3.3. on postiže umetanjem negativnog kondenzatora u prorez. Te dva načina se na prvi pogled čine potpuno različitim, no jesu li oni zapravo različiti?

Kada se negativni kondenzator umetne u prototip, taj se kondenzator spoji paralelno metalnoj prepreci te se ukupni novonastali kapacitet može zapisati kao:

$$C_{novo} = C_{prototip} + C_{neg} \quad (I.3.8.)$$

gdje $C_{prototip}$ predstavlja kapacitet proreza metalne prepreke prototipa, C_{neg} predstavlja vrijednost kapaciteta dodanog negativnog kondenzatora, a C_{novo} predstavlja novonastalu vrijednost kapaciteta.

S obzirom na to da se u prorezu metalne prepreke nalaze dvije ravne metalne pravokutne površine na određenoj međusobnoj udaljenosti, u izraz 3.8. možemo uvrstiti osnovni izraz za izračun kapaciteta pločastog kondenzatora. Izraz 3.8. tada postaje:

$$\epsilon_{r_{novo}} \epsilon_0 \frac{S}{d} = \epsilon_{r_{prototip}} \epsilon_0 \frac{S}{d} + \epsilon_{r_{neg}} \epsilon_0 \frac{S}{d} \quad (I.3.9.)$$

gdje $\epsilon_{r_{prototip}}$ predstavlja relativnu permitivnost sredstva unutar proreza metalne prepreke prototipa, $\epsilon_{r_{neg}}$ predstavlja relativnu permitivnost „izolatora unutar negativnog kondenzatora“, $\epsilon_{r_{novo}}$ predstavlja relativnu permitivnost novonastalog „sredstva“ unutar proreza metalne prepreke prototipa, ϵ_0 predstavlja permitivnost vakuuma, a omjer S/d predstavlja geometrijsku konstrukciju samog proreza.

Treba primijetiti da se ubacivanjem negativnog kondenzatora u prototip ne mijenjaju nikakve dimenzije prototipa, tako da je omjer S/d konstantan. S obzirom na to da je ϵ_0 također konstanta, izraz 3.9. može se podijeliti sa $\epsilon_0 \cdot S/d$ te on postaje:

$$\epsilon_{r_{novo}} = \epsilon_{r_{prototip}} + \epsilon_{r_{neg}} \quad (I.3.10.)$$

Ovime je dobiven izraz koji određuje vrijednost relativne permitivnosti proreza.

Do izraza 3.10. se može doći i na način da se izraz 3.8. podijeli sa C_{prototip} :

$$\frac{C_{\text{novo}}}{C_{\text{prototip}}} = \frac{C_{\text{prototip}} + C_{\text{neg}}}{C_{\text{prototip}}} \quad (\text{I.3.11.})$$

Ukoliko se samo u lijevu stranu izraza 3.11. uvrsti osnovni izraz za izračun kapaciteta pločastog kondenzatora, dobije se:

$$\frac{\varepsilon_{r_{\text{novo}}} \varepsilon_0 \frac{S}{d}}{\varepsilon_{r_{\text{prototip}}} \varepsilon_0 \frac{S}{d}} = \frac{C_{\text{prototip}} + C_{\text{neg}}}{C_{\text{prototip}}} \quad (\text{I.3.12.})$$

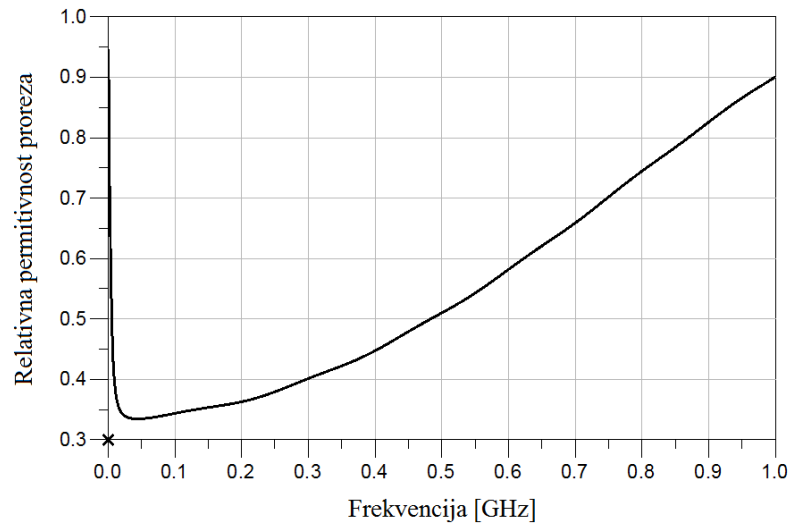
S lijeve strane izraza 3.12. se i u brojniku i u nazivniku pojavljuje konstantni član $\varepsilon_0 \cdot S/d$, tako da se ti članovi mogu skratiti:

$$\frac{\varepsilon_{r_{\text{novo}}}}{\varepsilon_{r_{\text{prototip}}}} = \frac{C_{\text{prototip}} + C_{\text{neg}}}{C_{\text{prototip}}} \quad (\text{I.3.13.})$$

Na kraju se izraz 3.13. pomnoži sa $\varepsilon_{r_{\text{prototip}}}$ da se dobije $\varepsilon_{r_{\text{novo}}}$, pa konačan izraz glasi:

$$\varepsilon_{r_{\text{novo}}} = \frac{C_{\text{prototip}} + C_{\text{neg}}}{C_{\text{prototip}}} \cdot \varepsilon_{r_{\text{prototip}}} \quad (\text{I.3.14.})$$

Izraz 3.14. pogodniji je za unos u Agilent Advanced Design System ^[20] jer su vrijednosti oba kapaciteta dobivena u simulacijama, a vrijednost $\varepsilon_{r_{\text{prototip}}}$ iznosi 1 jer se prototip nalazi u zraku i nije punjen nikakvim dielektrikom. Kada se izraz 3.14. unese u navedeni program, dobije se frekvencijska ovisnost vrijednosti relativne permitivnosti proreza prikazana na slici 3.14. Vidljivo je da je vrijednost relativne permitivnosti proreza kada se u nj umetne negativni kondenzator manja od 1 u cijelom frekvencijskom području, što govori da se sredstvo kojim je popunjen prorez fiktivno prorijedilo. Ne samo da se prorijedilo, nego na promatranom frekvencijskom području u kojem je postignut efekt subvalnog tuneliranja (od 200 do 530 MHz) ta vrijednost pada ispod 0.5, odnosno poprima *Epsilon Near Zero* svojstva! Čini se da se umetanjem negativnog kondenzatora u prorez fiktivno u prorez umeće ENZ materijal, i to širokopojasni ENZ materijal!



Slika 3.14. Frekvencijska ovisnost vrijednosti relativne permitivnosti proreza dobivene umetanjem negativnog kondenzatora u prorez

Očito je da analogija između dva eksperimenta vrijedi, te da je eksperiment opisan u [10] i [11] sa sitnim prilagodbama praktički „natjeran“ da bude širokopojasan!

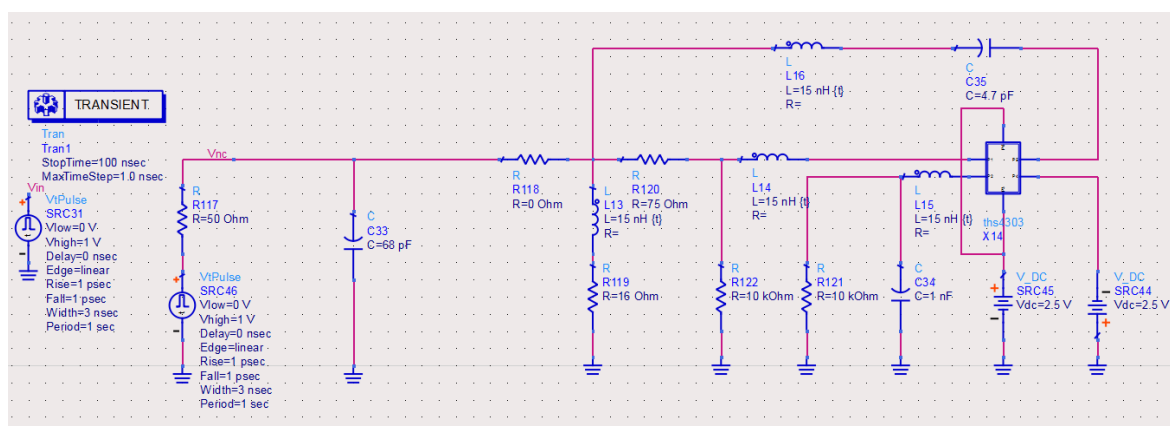
4. Eksperimentalna verifikacija efekta subvalnog tuneliranja u RF području

Nakon projektiranja cjelokupnog eksperimenta i njegove numeričke verifikacije, na red je došao sami eksperiment.

4.1. Izrada i modifikacija prototipa negativnog kondenzatora

Kao prvi korak konstruiran je i izmjeren prototip negativnog kondenzatora opisanog u potpoglavlju 3.2. čija je shema prikazana na slici 3.7. Kondenzator je mjeran analizatorom spektra Anritsu MT8222A BTS Master ^[14].

Prva mjerenja pokazala su nestabilan rad prototipa (pojavile su se oscilacije na ~2.8 GHz). Zaključeno je da parazitni induktiviteti, koji u potpoglavlju 3.2. nisu uzeti u obzir, prouzrokuju oscilacije. Ti induktiviteti javljaju se zbog toga što elementi koji sačinjavaju negativni kondenzator nisu koncentrirani u jednoj točki, već postoje neki vodovi ili brike između njih. Zbog toga je u Agilent Advanced Design Systemu ^[20] provedena detaljna analiza utjecaja parazitnih induktiviteta na stabilnost prototipa. Na najkritičnija mjesta u shemi sa slike 3.7. postavljeni su induktiviteti i najprije je ispitan njihov utjecaj kada svi induktiviteti imaju iste vrijednosti, a zatim je ispitan utjecaj svakog induktiviteta posebno. Shema sa slike 3.7. sa ubačenim induktivitetima prikazana je na slici 4.1.



Slika 4.1. Mjerne postavke za ispitivanje utjecaja parazitnih induktiviteta na stabilnost prototipa

Procjena veličine parazitnih induktiviteta je reda veličine par nH po milimetru voda. Zbog toga su vrijednosti induktiviteta ispitane od reda veličine par nH do reda veličine par desetaka nH. Pokazano je da negativni kondenzator ne oscilira sve dok vrijednosti svih induktiviteta ne narastu na 15 nH, kada kondenzator bude na rubu stabilnosti. Kada induktiviteti postanu veći od 15 nH kondenzator prooscilira. Nakon ispitivanja zajedničkog utjecaja svih induktiviteta na stabilnost kondenzatora, ispitan je utjecaj svakog induktiviteta posebno. Rezultati ispitivanja prikazani su u tablici 4.1.

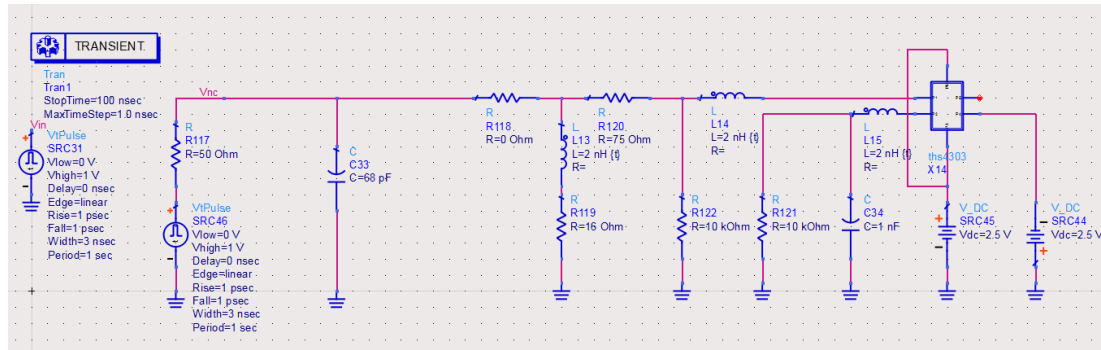
Vrijednosti induktiviteta uz koju je negativni kondenzator na rubu stabilnosti [nH]			
L_{13}	L_{14}	L_{15}	L_{16}
0	0	0	14
0	0	12	0
0	139	0	0
∞	0	0	0
2	2	2	16
2	2	9	2
2	14	2	2
∞	2	2	2
3	3	3	17
3	3	9	3
3	17	3	3
∞	3	3	3
5	5	5	20
5	5	9	5
5	26	5	5
∞	5	5	5

Tablica 4.1. Utjecaj parazitnih induktiviteta na stabilnost negativnog kondenzatora sa sheme na slici 4.1.

Osjenčane vrijednosti označavaju utjecaj kojeg induktiviteta je primarno ispitivan u navedenom slučaju (Napomena: beskonačna vrijednost kod L_{13} znači da taj induktivitet ne utječe na stabilnost negativnog kondenzatora)

Rezultati prikazani u tablici 4.1. pokazuju da su induktiviteti L_{15} i L_{16} ti koji su problematični. Također, pokazano je da nije bitna veličina ta dva induktiviteta, već njihova razlika jer se njihovi utjecaji međusobno kompenziraju.

Nakon toga ispitan je utjecaj povratne veze kondenzatora. Kondenzator C_{35} je maknut iz povratne veze, a samim time je maknut i induktivitet L_{16} . Shema takvih mjernih postavki prikazana je na slici 4.2.



Slika 4.2. Mjerne postavke za ispitivanje utjecaja povratne veze negativnog kondenzatora na stabilnost

Najprije je ispitan istovremeni utjecaj sva tri paralelna induktiviteta. Sustav je ispitan do vrijednosti svih induktiviteta od 100 nH i do tih vrijednosti je sustav radio stabilno. Ispitivanja s većim vrijednostima nisu izvršena jer je procijenjeno da neće doći do tako velikih parazitnih vrijednosti na sklopu. Nakon toga ispitan je utjecaj svakog induktiviteta posebno. Rezultati ispitivanja prikazani su u tablici 4.2.

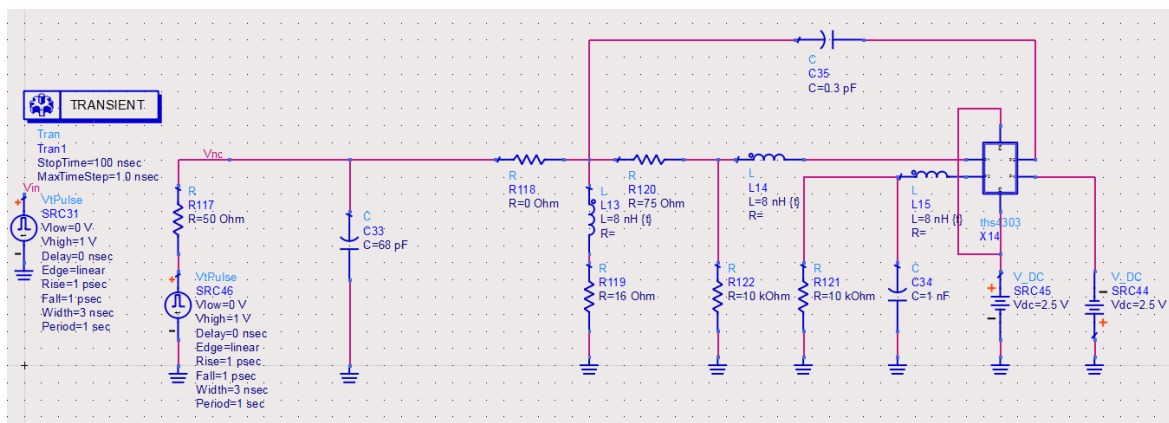
Vrijednosti induktiviteta uz koju je negativni kondenzator na rubu stabilnosti [nH]		
L_{13}	L_{14}	L_{15}
0	0	∞
0	∞	0
∞	0	0
2	2	∞
2	∞	2
∞	2	2
3	3	∞
3	∞	3
∞	3	3
5	5	∞
5	∞	5
∞	5	5

Tablica 4.2. Utjecaj povratne veze negativnog kondenzatora na njegovu stabilnost

(Napomena: beskonačna vrijednost znači da promatrani induktivitet ne utječe na stabilnost negativnog kondenzatora)

Ono što se iz priloženih rezultata može vidjeti jest da je sklop bez povratne veze i kondenzatora u njoj stabilan bez obzira na vrijednosti parazitnih induktiviteta, odnosno da je uvijek stabilan.

Međutim, iako povratne veze teoretski nema ukoliko se iz povratne veze makne kondenzator, na pločici ostanu vodovi koji se nalaze vrlo blizu pa ipak nekakav kapacitet postoji. Stoga je u povratnu vezu stavljen kapacitet malih vrijednosti (0.1 – 0.3 pF) te je tada ispitan utjecaj induktiviteta na stabilnost sklopa. Shema mjernih postavki prikazana je na slici 4.3.



Slika 4.3. Mjerne postavke za ispitivanje utjecaja parazitnih induktiviteta na stabilnost negativnog kondenzatora uz male vrijednosti kapaciteta u povratnoj vezi

Najprije je ispitan istovremeni utjecaj svih induktiviteta i pokazano je da je sklop stabilan sve do vrijednosti induktiviteta od 9 nH, uz koju vrijednost sklop postane nestabilan. Nakon toga ispitan je utjecaj pojedinog induktiviteta na stabilnost sklopa. Rezultati ispitivanja prikazani su u tablici 4.3.

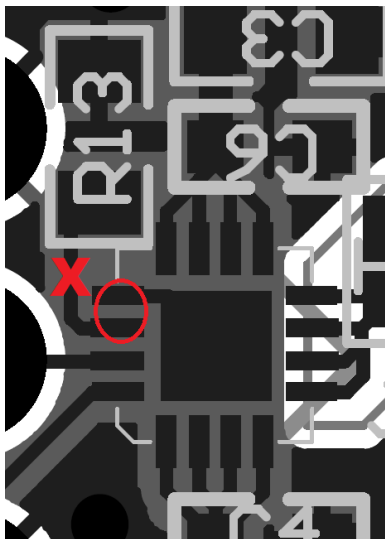
Navedeni rezultati pokazuju slične rezultate kao rezultati iz tablice 4.1., a to je da je L_{15} taj koji je problematičan i koji prouzrokuje oscilacije.

Vrijednosti induktiviteta uz koju je negativni kondenzator na rubu stabilnosti [nH]					
L_{13}		L_{14}		L_{15}	
Vrijednost kapaciteta u povratnoj vezi [pF]					
0.1	0.3	0.1	0.3	0.1	0.3
0	0	0	0	8	8
0	0	∞	∞	0	0
∞	∞	0	0	0	0
2	2	2	2	9	9
2	2	∞	∞	2	2
∞	∞	2	2	2	2
3	3	3	3	9	9
3	3	∞	∞	3	3
∞	∞	3	3	3	3
5	5	5	5	9	9
5	5	∞	∞	5	5
∞	∞	5	5	5	5

Tablica 4.3. Utjecaj parazitnih induktiviteta na utjecaj negativnog kondenzatora uz male vrijednosti kapaciteta u povratnoj vezi; Osjenčane vrijednosti označavaju utjecaj kojeg induktiviteta je primarno ispitivan u navedenom slučaju (Napomena: beskonačna vrijednost znači da promatrani induktivitet ne utječe na stabilnost negativnog kondenzatora)

Dodatna mjerenja potvrdila su ono što su pokazale simulacije, a to je da parazitni induktivitet u povratnoj vezi (L_{16}) i parazitni induktivitet kod RC člana (L_{15}) prouzrokuju nestabilnost rada sklopa. Problem je taj da je nožica 13 operacijskog pojačala THS4303 (vidi sliku 3.9.b), koja predstavlja invertirajući ulaz pojačala, izrazito osjetljiva na spajanje vanjskih elemenata. Prvotna ideja, da je na nožicu 13 spojen RC član koji diktira donju graničnu frekvenciju sklopa, se pokazala kritičnom. Najprije je RC član uklonjen sa pločice, a zatim je napravljen kratki spoj preko njegovih predviđenih mjesta. Na slici 4.4. prikazan je dio tiskane pločice na kojoj se nalazi THS4303 i kritični RC krug. Mjesto za otpornik R_{13} predviđeno je za RC član, ali sada su gornji i donji spoj za taj otpornik kratko spojeni. I uz takve postavke sklop je radio nestabilno. Zbog toga se došlo na ideju da se nožica 13 kratko spoji s nožicom 12 (*no connect* nožica) jer je nožica 12 spojena na masu samog čipa i da se nožica 13 na taj način spoji na masu, jer je taj put do mase najkraći, što znači da taj put sadržava i najmanji parazitni induktivitet. Uz takav spoj nožice 13 sklop

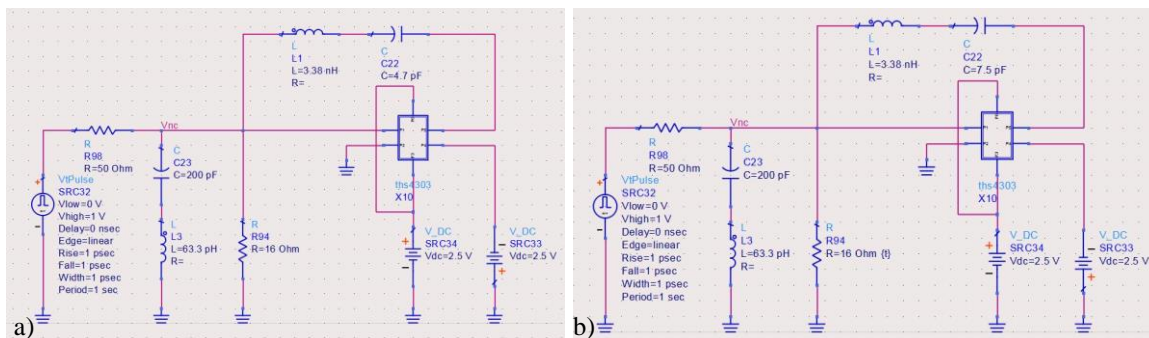
bez povratne veze radi stabilno. Zbog toga je iz sheme negativnog kondenzatora izbačen RC član sadržan od otpornika R_{99} i C_{23} (vidi sliku 3.7.) čime je riješen problem nestabilnosti koji izaziva nožica 13 operacijskog pojačala THS4303.



Slika 4.4. Dio tiskane pločice negativnog kondenzatora sa operacijskim pojačalom THS4303 i vidljivim spojevima na masu; zaokružene nožice su 13 (donja nožica) i 12 (gornja nožica), a X označava prvotni spoj na masu

Međutim, iako je problem osciliranja samog pojačala riješen, spajanjem povratne veze natrag na sklop pojavljuju se jake oscilacije na nekoliko frekvencija. Kao mogući problemi označeni su parazitni induktiviteti kondenzatora u povratnoj vezi i kompenzacijskog kondenzatora te dizajn tiskane pločice.

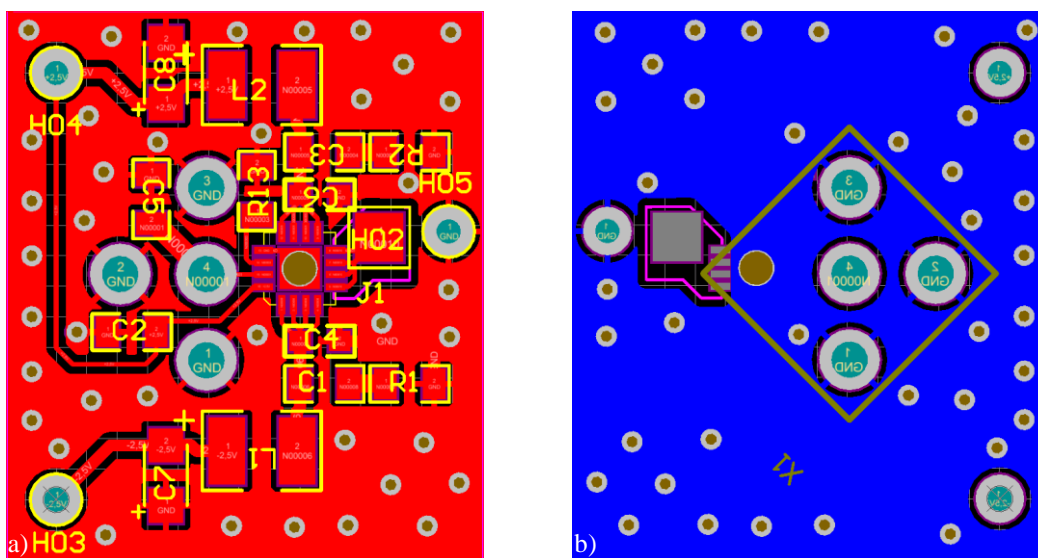
S obzirom na to da kondenzatori imaju rezonantnu frekvenciju na oko 1 GHz, serijski kompenzacijskom kapacitetu (C_{33} sa slika 4.1. do 4.3.) spojen je parazitni induktivitet vrijednosti 63.3 pH, a serijski kapacitetu u povratnoj vezi (C_{35} sa slike 4.1.) spojen je parazitni induktivitet vrijednosti 3.38 nH. Također, napravljene su dvije tranzijentne simulacije: uz vrijednost kondenzatora u povratnoj vezi od 4.7 pF i uz vrijednost 7.5 pF. Sheme mjernih postavki prikazane su na slici 4.5. Potrebno je napomenuti i da je, umjesto 100 pF, kao vrijednost kompenzacijskog kapaciteta stavljeno 200 pF. Tranzijentne analize su i uz vrijednost kapaciteta u povratnoj vezi od 4.7 pF i uz vrijednost od 7.5 pF pokazale stabilan rad sustava. Za svaki slučaj, izvršene su dvije tranzijentne analize s istim postavkama uz razliku da je kompenzacijski kondenzator postavljen na 100 pF, ali analize su i u ovim slučajevima pokazale stabilan rad sustava.



Slika 4.5. Mjerne postavke ispitivanja stabilnosti negativnog kondenzatora uz uzete u obzir parazitne induktivite samih kondenzatora; vrijednost kapaciteta kondenzatora u povratnoj vezi je:

a) 4.7 pF; b) 7.5 pF

Nakon toga ispitan je utjecaj samog dizajna tiskane pločice i je li takav dizajn dobar za negativni kondenzator u ovom radu. Naime, dizajn pločice koji je korišten je prvotno korišten za izradu negativnog kondenzatora opisanog u [12]. Dizajn pločice prikazan je na slici 4.6.

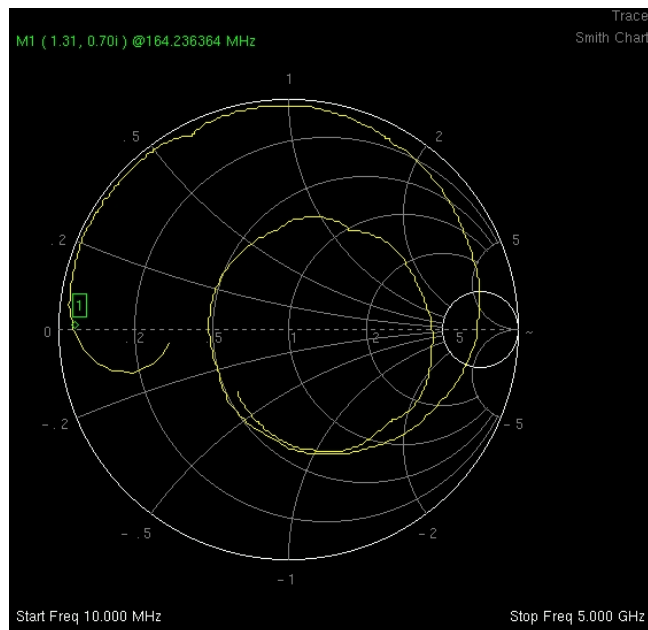


Slika 4.6. Dizajn pločice korišten za izradu negativnog kondenzatora;

a) Strana pločice s elementima; b) Strana pločice s konektorom

Utjecaj dizajna pločice ispitan je na sljedeći način: iz povratne veze sklopa uklonjen je kondenzator, a nakon toga je sklop spojen na vektorski analizator mreže Anritsu MT8222A BTS Master, gdje je promatran S_{11} parametar negativnog kondenzatora u Smithovom dijagramu u frekvencijskom opsegu od 10 Hz do 5 GHz (maksimalni frekvencijski opseg instrumenta). S obzirom na to da je na ulaz sklopa priključen kompenzacijski kondenzator, za očekivati je da se S_{11} parametar na niskim frekvencijama u Smithovom dijagramu kreće oko otvorenog kraja (desni kraj x-osi Smithovog dijagrama)

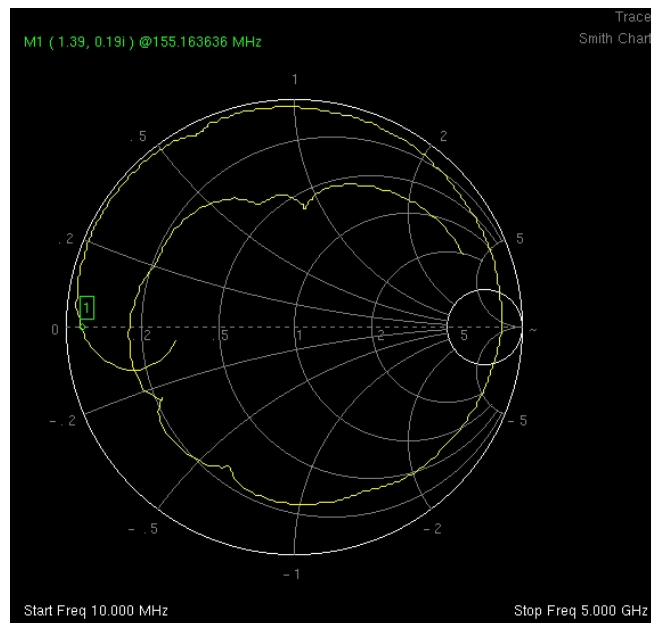
prema donjoj (kapacitivnoj) polutki dijagrama kako frekvencija raste. Međutim, mjerenja su pokazala nešto sasvim drugačije (slika 4.7.):



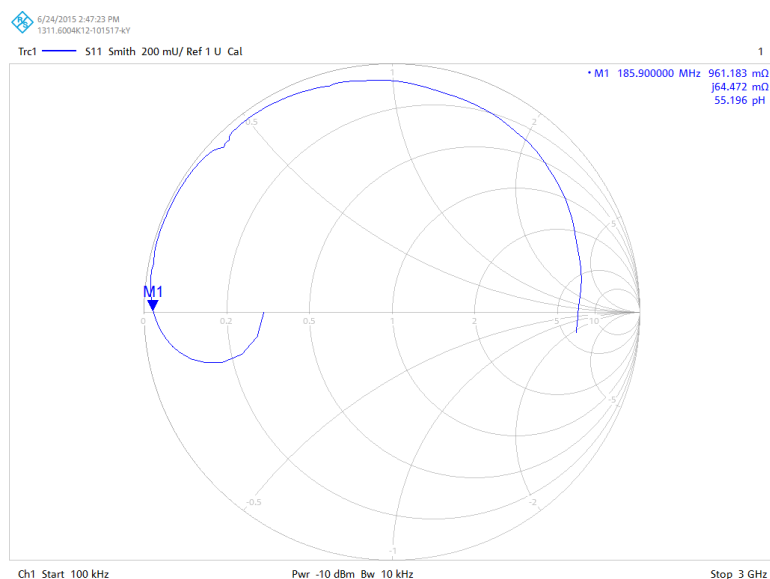
Slika 4.7. S_{11} parametar sklopa bez povratne veze u Smithovom dijagramu

Vidljiva je prva rezonantna frekvencija sklopa već na ~160 MHz i izuzetno induktivan karakter sklopa u pojasu od ~160 MHz do ~3 GHz! Također, S_{11} parametar se na niskim frekvencijama kreće oko potpunog prilagođenja (centra Smithovog dijagrama) prema kratkom spoju (lijevi kraj x-osi Smithovog dijagrama), što je potpuno suprotno očekivanju! Zbog toga je u sljedećem koraku od ulaznog kruga odspojeno pojačalo i sklop je spojen na analizator spektra. Time se gleda utjecaj ulaznog kruga i dizajna pločice na sklop.

Rezultat mjerenja prikazan je na slici 4.8. Vidljive su tri rezonancije; prva rezonancija nalazi se na frekvenciji 155 MHz, druga rezonancija nalazi se na frekvenciji 2.34 GHz, a treća na frekvenciji 3.73 GHz. Kao što je već prije navedeno, mjerenja su vršena vektorskim analizatorom mreže Anritsu MT8222A BTS Master. Međutim, radi veće preciznosti, zadnje mjerenje vršeno je i Rohde & Schwarz ZNC ^[15,16] vektorskim analizatorom mreže, koji je znatno precizniji od Anritsuovog, ali je njegov maksimalni frekvencijski opseg ograničen između 9 kHz i 3 GHz. Rezultat mjerenja Rohde & Schwarz ZNC vektorskim analizatorom mreže prikazan je na slici 4.9.



Slika 4.8. S_{11} parametar ulaznog kruga sklopa u Smithovom dijagramu

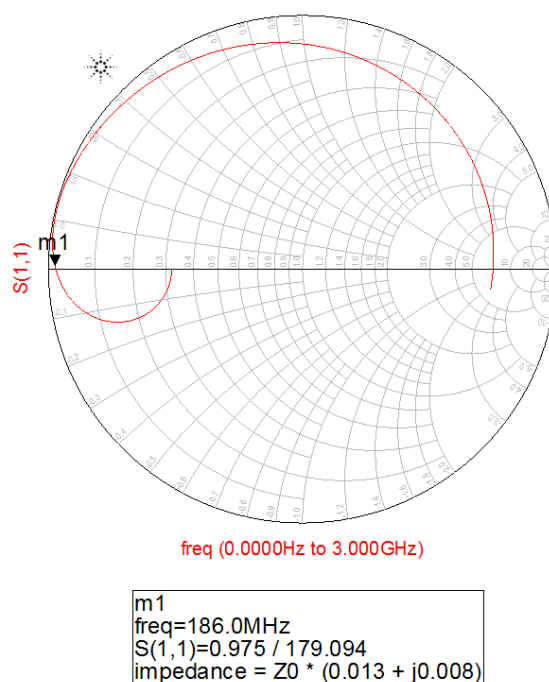


Slika 4.9. S_{11} parametar ulaznog kruga sklopa u Smithovom dijagramu;
mjerjenje Rohde & Schwarz ZNC vektorskim analizatorom mreže

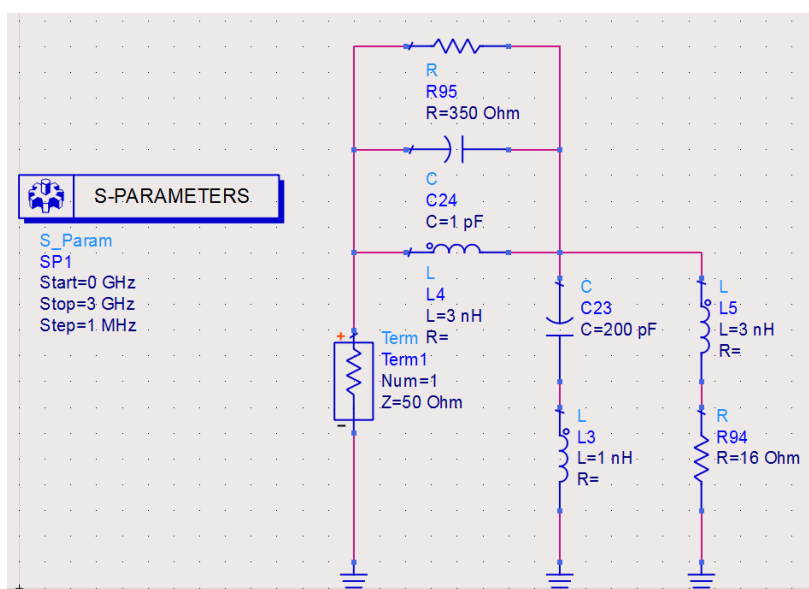
Zbog frekvencijskog ograničenja ovog analizatora vidljive su samo prve dvije rezonancije, ali su one preciznije određene zbog veće preciznosti instrumenta. Tako se prva rezonancija nalazi na frekvenciji oko 185 MHz, a druga rezonancija nalazi se na frekvenciji oko 2.9 GHz.

Nakon mjerenja prikazanih na slikama 4.7. do 4.9., u Agilent Advanced Design Systemu ^[20] projektiran je ulazni krug sklopa negativnog kondenzatora i uspoređivani su simulirani S_{11} parametar i mjereni S_{11} parametar sa slike 4.9. U ulazni krug ubacivani su

parazitni induktiviteti takvih vrijednosti da se S_{11} parametri oba slučaja poklapaju (tzv. *fittanje* krivulja). Postignuta je velika sličnost navedenih parametara (simulirani S_{11} parametar u Smithovom dijagramu prikazan je na slici 4.10.), a konačan izgled ulaznog kruga sklopa prikazan je na slici 4.11.



Slika 4.10. S_{11} parametar ulaznog kruga sklopa u Smithovom dijagramu; simulacija u Agilent Advanced Design Systemu ^[20]



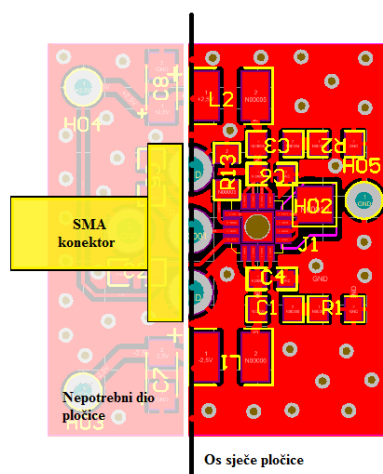
Slika 4.11. Konačan izgled ulaznog kruga sklopa negativnog kondenzatora; simulacija u Agilent Advanced Design Systemu ^[20]

Zaključeno je da svi dodani parazitni induktiviteti (L_3 do L_5) većinom predstavljaju utjecaj parazitnih induktiviteta elemenata i induktivitet vodova na tiskanoj pločici, a dodani parazitni otpornik, kondenzator i dijelom utjecaj parazitnih induktiviteta predstavljaju utjecaj SMA konektora ^[17] preko kojega je sklop spajan na instrumente. Zbog toga je donesen zaključak da sami dizajn pločice prikazan na slici 4.6. nije dobar za izradu negativnog kondenzatora po shemi prikazanoj na slici 3.7. te je odlučeno da se dizajn pločice mora mijenjati.

4.2. Ideje i planovi za nastavak rada na ovome projektu

Zbog nedostatka vremena, eksperimentalna verifikacija efekta subvalnog tuneliranja u RF području nažalost neće biti prikazana u ovome diplomskom radu. Ipak, određeni planovi za daljnji rad postoje i oni će biti navedeni u ovom potpoglavlju.

Najprije je potrebno doraditi dizajn tiskane pločice negativnog kondenzatora i osposobiti je tako da radi stabilno. Ideja je da se iskoristi dizajn prikazan na slici 4.6., ali da se nova pločica smanji na oko polovicu sadašnje. Naime, lijeva polovica pločice prikazane na slici 4.6. je nepotrebna za izradu negativnog kondenzatora iz ovog diplomskog rada, tako da je ideja i plan da se pločica presječe na polovici, a SMA konektor se stavi bočno, dakle vodoravno s plohom pločice. Time bi se znatno smanjio parazitni induktivitet same tiskane pločice. Prikaz planiranih radova na pločici prikazan je na slici 4.12.



Slika 4.12. Prikaz planiranih radova na pločici

Ukoliko ova ideja urodi plodom te kondenzator postane stabilan, sljedeći korak je izrada prototipa prikazanog na slici 3.2. i umetanje kondenzatora u prototip.

Prototip je izrađen na Institutu Ruđer Bošković, Bijenička cesta 54, Zagreb, a njegov izgled prikazan je na slici 4.13.



Slika 4.13. Izgled prototipa predviđenog za eksperimentalnu verifikaciju subvalnog tuneliranja u RF području

Da bi se dovršila konstrukcija prototipa, potrebno je mjedene pločice provući kroz prorez u aluminijskoj prepreci i na krajevima spojiti N konektore ^[18] kako bi se mogla vršiti mjerenja nad strukturom.

Nakon što konstrukcija prototipa bude završena, potrebno je u prototip umetnuti negativni kondenzator, a zatim nad novonastalom strukturom izvršiti mjerenja. Najprije će se struktura spojiti na analizator spektra da se provjeri stabilnost sustava i da dolazi do poboljšanog prijenosa zbog utjecaja negativnog kondenzatora, a ne zbog oscilacija sustava na nekim frekvencijama. Nakon što se utvrdi stabilnost sustava, struktura će se spojiti na vektorski analizator mreže i izvršit će se mjerenje kojim će se eksperimentalno verificirati efekt subvalnog tuneliranja u RF području, ali nešto više o tome u nekim budućim radovima.

5. Zaključak

Na kraju ovog rada, želio bih napraviti jedan kratak osvrt. Najprije je teoretski opisana sama ideja efekta subvalnog tuneliranja i povijesni pregled eksperimenata koji su pokazali navedeni efekt. Nakon toga je predložena izvedba navedenog efekta smanjenjem permitivnosti sredstva u otvoru prepreke i opisana izvedba. Zatim je napravljen pregled već izvedenog numeričkog eksperimenta koji je verificirao efekt subvalnog tuneliranja u RF području, ali je prilično zahtjevan za konstrukciju i za eksperimentalnu verifikaciju navedenog efekta. Zbog toga je predložena i projektirana nova struktura koju je znatno lakše konstruirati, a koja će se koristiti najprije za numeričku, a kasnije i za eksperimentalnu verifikaciju efekta subvalnog tuneliranja. Osim navedene strukture, projektiran je sami sklop negativnog kondenzatora, koji će se umetati u strukturu. Nakon toga numerički je verificiran efekt subvalnog tuneliranja u RF području i prikazani su rezultati verifikacije. Nažalost, zbog različitih problema do kojih je došlo prilikom konstrukcije negativnog kondenzatora, konstrukcija sklopa nije još završena, a samim time ni efekt subvalnog tuneliranja nije eksperimentalno verificiran. Stoga su navedeni planovi za buduće radove za završetak ovog diplomskog zadatka.

Iako računalne simulacije ne opisuju u potpunosti ponašanja u prirodi, smatram da su simulacije kojima je numerički verificiran efekt subvalnog tuneliranja u RF području vjerodostojne i da će se navedeni efekt verificirati i eksperimentalno. U vrijeme pisanja ovog diplomskog rada konstrukcija sklopa negativnog kondenzatora je pri kraju, a prototip u koji će se umetati sklop je konstruiran, tako da je samo pitanje vremena kada će se efekt subvalnog tuneliranja verificirati i eksperimentalno.

Smatram da u ovom području ima još velikog prostora za napredak i vjerujem da se isplati nastaviti istraživanje u sklopu ovog diplomskog zadatka te da će daljnja istraživanja donijeti nove značajne rezultate.

Petar Kolar

6. Literatura

1. F. M. Grimaldi, *Physico-mathesis de Lumine, Coloribus, et Iride*, Aliisque Sequenti Pagina Indicatis, vol. 9, 1- 533, Bologna, 1665.
2. H. A. Bethe, *Theory of diffraction by small holes*, Phys. Rev., vol. 66, 163-182, 1944.
3. D. E. Grupp, H. J. Lezec, T. Thio and T. W. Ebbesen, *Beyond the Bethe Limit: Tunable Enhanced Light Transmission Through a Single Sub-Wavelength Aperture*, Advanced Materials, vol. 11, 860-862, 1999.
4. A. Alù, F. Bilotti, N. Engheta and L. Vegni, *Metamaterial Covers Over a Small Aperture*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, no. 6, 1632-1643, June 2006.
5. K. Aydin, A. O. Cakmak, L. Sahin, Z. Li, F. Bilotti, L. Vegni and E. Ozbay, *Split ring resonator-coupled enhanced transmission through a single subwavelength aperture*, Phys. Rev. Lett., vol. 102, 013904, 2009.
6. L. Sahin, K. Aydin, G. T. Sayan and E. Ozbay, *Enhanced transmission of electromagnetic waves through split-ring resonator-shaped apertures*, Journal of Nanophotonics, vol. 5, 051812-1, 2011.
7. S. Hrabar, I. Krois, I. Bonić, A. Kiričenko and E. U. Muñoz, *Broadband Epsilon-Near-Zero (ENZ) and Mu-Near-Zero (MNZ) Active Metamaterial*, FINAL REPORT FOR CONTRACT FA8655-10-1-3030, 2011.
8. Skupina autora (uredili N. Engheta i R. W. Ziolkowski) , *Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*, Wiley-IEEE Press, August, 2006.
9. J. Bartolić, *Mikrovalna elektronika*, Graphis Zagreb, 2011.
10. M. Silveirinha and N. Engheta, *Tunneling of Electromagnetic Energy through Subwavelength Channels and Bends using ϵ -Near-Zero Materials*, Phys. Rev. Lett., vol. 97, issue 15, 157403, October 2006.
11. A. Alù, M. G. Silveirinha and N. Engheta, *Transmission-line analysis of ϵ -near-zero-filled narrow channels*, Physical Review E, vol. 78, 016604, July 2008.
12. S. Hrabar, I. Krois, I. Bonić, A. Kiričenko and D. Muha, *Reconfigurable Metamaterial Unit Cell Based on Non-Foster Elements*, EOARD-AFRL report FA8655-12-1-2081, October, 2013.

13. Texas Instruments THS4303 Wideband Fixed-Gain Amplifier Datasheet
(<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ths4303.pdf>)
14. Anritsu MT8222A BTS Master Technical Data Sheet
(<http://www.anritsu.com/en-US/Downloads/Brochures-Datasheets-and-Catalogs/Datasheet/DWL3039.aspx>)
15. Rohde & Schwarz ZNC/ZND Vector Network Analyzers User Manual
(https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_manuels/gb_1/z/znc_1/ZNC_ZND_UserManual_en_26.pdf)
16. Rohde & Schwarz ZNC Vector Network Analyzer Specifications
(https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/ZNC_dat-sw_en_5214-5610-22_v0302.pdf)
17. SMA Coaxial Connectors Specifications
(<http://www.amphenolconnex.com/media/downloads/5658/sma.pdf>)
18. N Coaxial Connectors Specifications
(<http://www.amphenolconnex.com/media/downloads/5653/n-type.pdf>)
19. CST Microwave Studio[®]
20. Keysight (Agilent) Advanced Design System[®]
21. Wolfram Mathematica[®]

7. Sažetak

Redni broj diplomskog rada: 942

Naslov diplomskog rada: Upotreba nefosterovskog negativnog kondenzatora u strukturama za subvalno tuneliranje i raspršenje elektromagnetske energije

Efekt subvalnog tuneliranja javlja se prilikom rasprostiranja elektromagnetskog vala kroz otvor puno manji od valne duljine elektromagnetskog vala. Efekt tuneliranja se u ovom radu postiže smanjenjem relativne permitivnosti sredstva u otvoru na vrijednost manju od 1. Opisani su razni načini efektivnog smanjenja permitivnosti koji koriste princip umjetnih materijala (metamaterijala). Analiziran je problem uskopojasnosti efekta subvalnog tuneliranja prilikom korištenja efekta rezonancije s pasivnim elementima te je ponuđeno rješenje navedenog problema korištenjem aktivnih elemenata (tzv. *nefosterovskih* elemenata).

Tuneliranje je ispitano na prijenosnoj liniji s metalnom preprekom i nefosterovskim elementom. Kao nefosterovski element korišten je negativni kondenzator u radiofrekvencijskom opsegu frekvencija temeljen na ultra-brzom operacijskom pojačalu. Prikazan je način projektiranja negativnog kondenzatora, simulacija pomoću simulatora električnih krugova i punovalna simulacija elektromagnetskog dijela. Izrađen je prototip negativnog kondenzatora u radiofrekvencijskom opsegu 10 MHz do 500 MHz, ugrađen u prijenosnu liniju i načinjen niz mjerenja za demonstraciju efekta tuneliranja te su rezultati uspoređeni sa simulacijom.

Ključne riječi: metamaterijali, subvalno, tuneliranje, nefosterovski, element, negativni, kondenzator

8. Summary

Diploma Thesis Serial Number: 942

Diploma Thesis Title: Application of negative capacitor in structure for subwavelength tunneling and scattering of electromagnetic energy

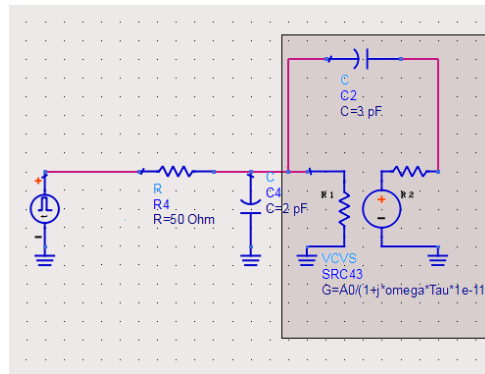
The subwavelength tunneling effect is created while electromagnetic wave propagates through a subwavelength aperture within a metallic screen. In this Diploma Thesis, the subwavelength tunneling effect has been achieved by lowering down a relative permittivity of a medium inside the subwavelength aperture to a value lower than 1. Various possibilities of effective lowering of permittivity by using a principle of artificial materials (metamaterials) have been described. Also, the problem of narrowband behaviour of the subwavelength tunneling effect, by using a principle of passive resonance, has been described. Furthermore, the solution of the tunneling problem by using the active (so-called *non-Foster*) elements has been proposed.

The tunneling effect has been measured by using a transmission line blocked by a metallic obstacle loaded with a non-Foster element. The non-Foster element used in this Thesis is a negative capacitor based on ultra-fast op-amp, operating in RF range. The negative capacitor design has been shown, as well as both electric-circuit simulation and full-wave electromagnetic simulation. The negative capacitor prototype, operating in a frequency range 10 MHz-500 MHz has been constructed and embedded into a transmission line. A set of measurements has been performed in order to demonstrate the subwavelength tunneling effect. All the measurement results have been compared to those from numerical simulations.

Keywords: metamaterials, subwavelength, tunneling, non-Foster, element, negative, capacitor

Prilog 1: Aproksimacija operacijskog pojačala THS4303 idealnim pojačalom s jednim polom i njegova analiza stabilnosti

Uz izradu samog diplomskog zadatka izvršena je aproksimacija operacijskog pojačala THS4303 idealnim pojačalom s jednim polom kako bi se mogla izvršiti i matematička i numerička analiza stabilnosti negativnog kondenzatora izvedenog pomoću navedenog operacijskog pojačala. Ispitivana je stabilnost negativnog kondenzatora kada se on spoji u RC mrežu (slika P.1).



Slika P.1. Ispitna shema negativnog kondenzatora
(negativni kondenzator je osjenčan tamnijom bojom
i označen pravokutnikom)

U istraživačkoj grupi prof. dr. sc. Silvija Hrabara izvedena je nejednakost koja mora biti zadovoljena da bi sustav prikazan na slici P.1. bio stabilan:

$$\left| C_{neg_{max}} \right| < C_p + \frac{\tau}{R} \quad (I.P.1.)$$

U izrazu P.1. $C_{neg_{max}}$ predstavlja najnegativniju vrijednost kapaciteta negativnog kondenzatora (njegova vrijednost na frekvenciji 0 Hz), C_p predstavlja kondenzator RC mreže (na slici P.1. označen kao C_4), R predstavlja otpornik RC mreže (na slici P.1. označen kao R_4), a τ predstavlja vremensku konstantu pola operacijskog pojačala negativnog kondenzatora. Vremenska konstanta pola pojačala τ , odnosno kružna frekvencija pola ω_p predstavlja kružnu frekvenciju kod koje pojačanje pojačala (pojačanje na frekvenciji 0 Hz) padne na polovicu maksimalne vrijednosti.

Vremenska konstanta τ i kružna frekvencija pola ω_p povezane su sljedećim izrazom:

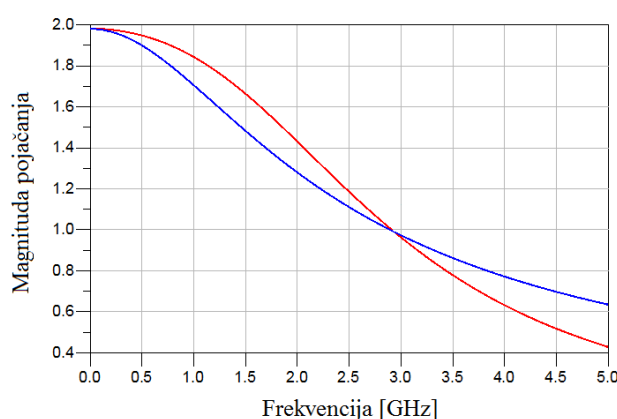
$$\omega_p = \frac{1}{\tau} \quad (\text{I.P.2.})$$

Frekvencija pola f_p i kružna frekvencija pola ω_p su pak povezani sljedećim izrazom:

$$f_p = \frac{\omega_p}{2\pi} \quad (\text{I.P.3.})$$

Da bi se stabilnost mogla promatrati pomoću izraza P.1. očito je da se operacijsko pojačalo mora aproksimirati kao idealno pojačalo s jednim polom i da je potrebno odrediti vrijednost vremenske konstante pola. Upravo to je i napravljeno i to uz naponsko pojačanje pojačala 10 i naponsko pojačanje pojačala 2.

Samo pojačalo THS4303 ima pojačanje 10, a idealno pojačalo s jednim polom koje ima pojačanje 10 uz vrijednost vremenske konstante od 77.6 ps ima istu frekvencijsku točku u kojoj pojačanje pada na polovicu maksimalne veličine. Preko izraza P.2. i P.3. dobije se pripadajuća frekvencija pola vremenskoj konstanti od 77.6 ps koja iznosi 2.1 GHz. Ukoliko bi se ispred pojačala, a unutar povratne veze stavilo naponsko otporničko djelilo koje bi smanjilo pojačanje pojačala THS4303 na 2 (u promatranom slučaju to je djelilo sadržano od otpornika vrijednosti 20 Ω i 5 Ω), idealno pojačalo pojačanja 2 uz vrijednost vremenske konstante od 94 ps ima istu frekvencijsku točku u kojoj pojačanje pada na polovicu maksimalne veličine (slika P.2.):



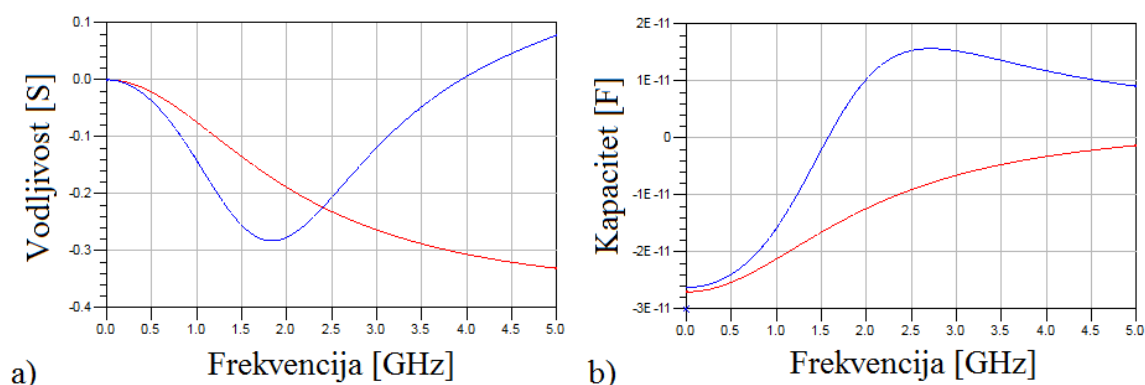
Slika P.2. Amplitudno-frekvencijska karakteristika uz pojačanje 2

Crveno – THS4303

Plavo – idealno operacijsko pojačalo s jednim polom

Preko izraza P.2. i P.3. dobije se pripadajuća frekvencija pola vremenskoj konstanti od 94 ps koja iznosi 2.9 GHz.

Nakon što su određene vremenske konstante pola pojačala uz pojačanje 10 i uz pojačanje 2 (slika P.2.) u povratnu vezu pojačala spojen je kondenzator vrijednosti 3 pF te je promatrana vrijednost vodljivosti i vrijednost kapaciteta novonastalog negativnog kondenzatora. Navedene vrijednosti prikazane su na slici P.3. uz pojačanje 10 i na slici P.4. uz pojačanje 2.

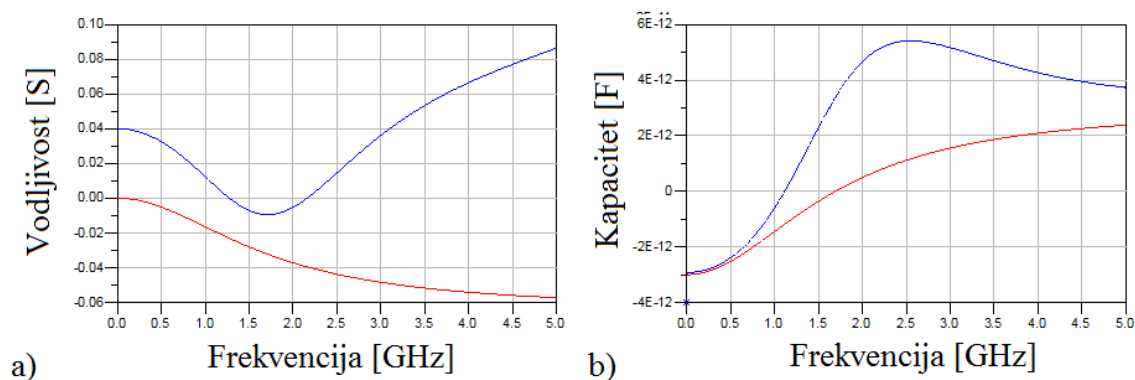


Slika P.3. a) Vodljivost negativnog kondenzatora uz pojačanje 10

b) Kapacitet negativnog kondenzatora uz pojačanje 10

(Plavo – TMS4303;

Crveno – idealno operacijsko pojačalo s jednim polom)



Slika P.4. a) Vodljivost negativnog kondenzatora uz pojačanje 2

b) Kapacitet negativnog kondenzatora uz pojačanje 2

(Plavo – TMS4303;

Crveno – idealno operacijsko pojačalo s jednim polom)

Najnegativnija vrijednost negativnog kondenzatora $C_{\text{neg max}}$ određuje se pomoću sljedećeg izraza:

$$C_{\text{neg max}} = (1 - A_0) \cdot C_n \quad (\text{I.P.4.})$$

U izrazu P.4. A_0 predstavlja pojačanje pojačala na frekvenciji 0 Hz, a C_n predstavlja kondenzator koji je stavljen u povratnu vezu pojačala (C_2 na slici P.1.).

S obzirom na to da u promatranim slučajevima pojačanja iznose 10 i 2, u jednom slučaju pojačalo poveća vrijednost kapaciteta 9 puta i promijeni mu predznak (slika P.3.b), a u drugom slučaju pojačalo kondenzatoru samo promijeni predznak (slika P.4.b). Dakle, u prvom slučaju $C_{\text{neg max}}$ iznosi -27 pF, a u drugom slučaju iznosi -3 pF.

Korištenjem pojačala s pojačanjem 2 u RC mreži sa slike P.1. postignut je stabilan rad sustava, a postavke sustava su sljedeće:

Oznaka elementa u izrazima P.1. i P.4.	Oznaka elementa na slici P.1.	Vrijednost elementa
R	R_4	50 Ω
C_p	C_4	2 pF
C_n	C_2	3 pF
A_0	-	2
τ	-	94 ps

Tablica P.1. Postavke RC mreže na koju se spaja negativni kondenzator

Ono što je zanimljivo i što je novo otkriće je sljedeće: dosadašnje analize su pokazale da ukupni kapacitet sustava mora biti pozitivan kako bi sustav bio stabilan ^[7,12], a u promatranom slučaju ukupan je kapacitet negativan! Ono što stabilizira sustav je član τ/R u izrazu P.1. Naime, s obzirom na to da se vremenska konstanta τ određuje na sljedeći način:

$$\tau = R \cdot C \quad (\text{I.P.5.})$$

vidljivo je da omjer τ/R ima vrijednost kapaciteta. U promatranom slučaju taj omjer iznosi:

$$\frac{\tau}{R} = \frac{94\text{ps}}{50\Omega} = 1.88\text{pF} \quad (\text{I.P.6.})$$

što znači da je nejednakost iz izraza P.1. zadovoljena jer vrijedi:

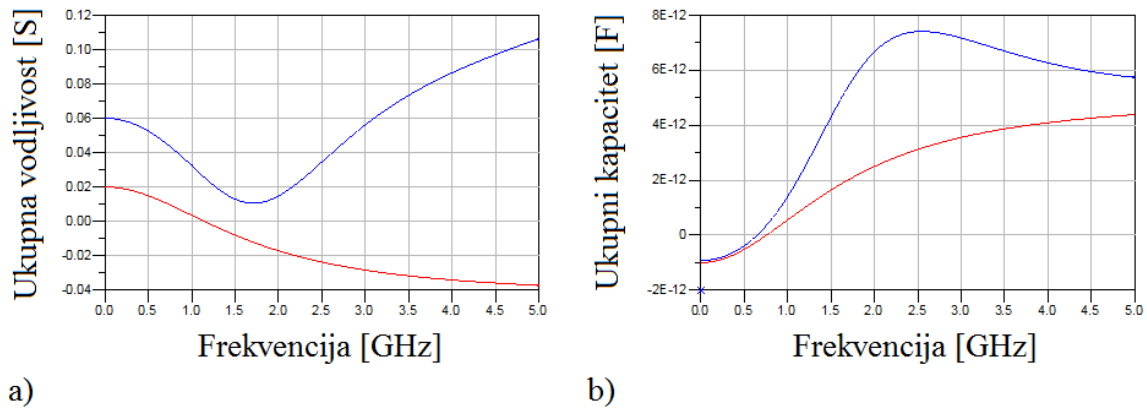
$$|C_{neg_{max}}| = 3\text{pF} < 2\text{pF} + 1.88\text{pF} = 3.88\text{pF} = C_p + \frac{\tau}{R} \quad (\text{I.P.7.})$$

Dakle, pokazano je da stabilnost sustava ne ovisi samo o vrijednosti kapaciteta sustava, već i o kvaliteti operacijskog pojačala i vrijednosti otpora RC mreže, i naravno, otkriveno je da ukupni kapacitet može biti i negativan, a da sustav bude stabilan!

Nadalje, dosadašnje analize su pokazale da je sustav stabilan ako su predznaci vodljivosti i kapaciteta jednaki ^[7,12]. Dakle, ili obje vrijednosti moraju biti pozitivne ili obje vrijednosti moraju biti negativne. U promatranom slučaju to nije uvijek tako. Ukupna vodljivost je izračunata kao paralelni spoj vodljivosti negativnog kondenzatora i otpornika vrijednosti $50 \, \Omega$ (odnosno $0.02 \, \text{S}$), a ukupni kapacitet je izračunat kao paralelni spoj kapaciteta negativnog kondenzatora i kondenzatora vrijednosti $2 \, \text{pF}$ (izraz P.8.):

$$G_{uk} = (1/50)\text{S} + G_{C_{neg}} = 0.02\text{S} + G_{C_{neg}}, \quad C_{uk} = 2\text{pF} + C_{neg} \quad (\text{I.P.8.})$$

Frekvencijska ovisnost ukupne vodljivosti i ukupnog kapaciteta prikazana je na slici P.5.



Slika P.5. a) Ukupna vodljivost cijelog sustava sa slike P.1. uz pojačanje 2

b) Ukupni kapacitet cijelog sustava sa slike P.1. uz pojačanje 2

(Plavo – THS4303;

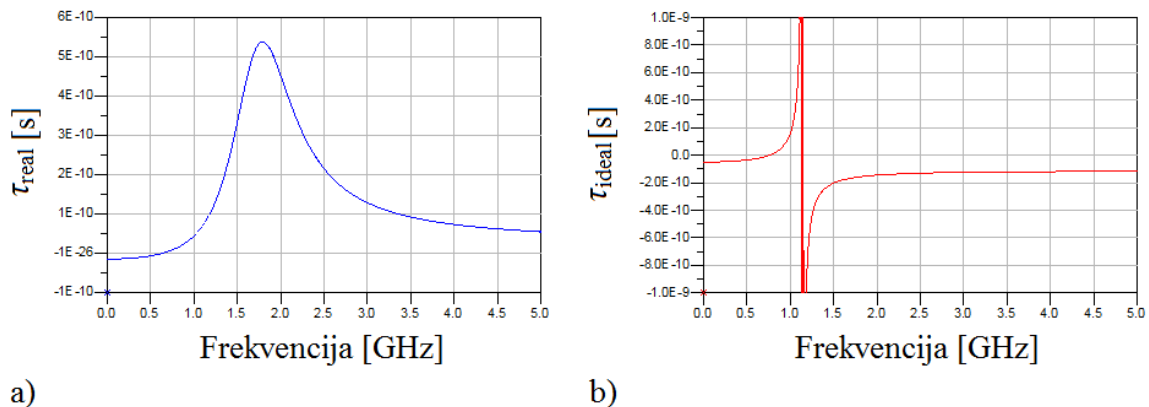
Crveno – idealno operacijsko pojačalo s jednim polom)

Vidljivo je da je na nižim frekvencijama u frekvencijskom pojasu do šestotinjak MHz predznak vodljivosti i kapaciteta suprotan.

Da bi se uvjerali u to izračunata je vremenska konstanta cjelokupnog sustava koja je definirana kao:

$$\tau_{uk} = R_{uk} \cdot C_{uk} = \frac{C_{uk}}{G_{uk}} \quad (\text{I.P.9.})$$

Tako definirana vremenska konstanta prikazana je na slici P.6.:

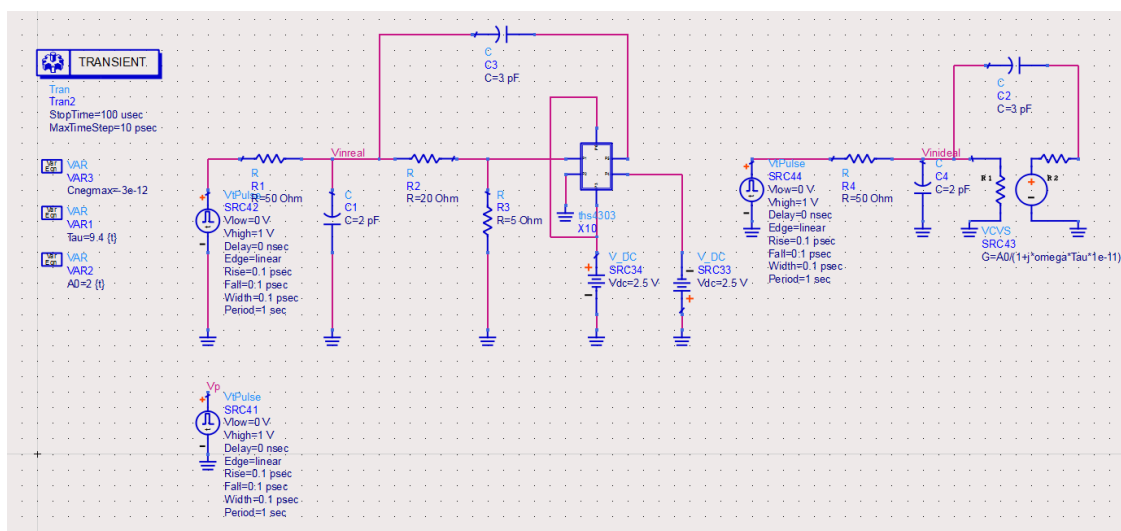


Slika P.6. a) Vremenska konstanta sustava uz THS4303

b) Vremenska konstanta sustava uz idealno operacijsko pojačalo s jednim polom

I slika P.6. potvrđuje da su predznaci ukupne vodljivosti i ukupnog kapaciteta suprotni na frekvencijama do šestotinjak MHz. Dakle, pokazano je da sustav može biti stabilan iako predznaci ukupne vodljivosti i ukupnog kapaciteta nisu jednaki!

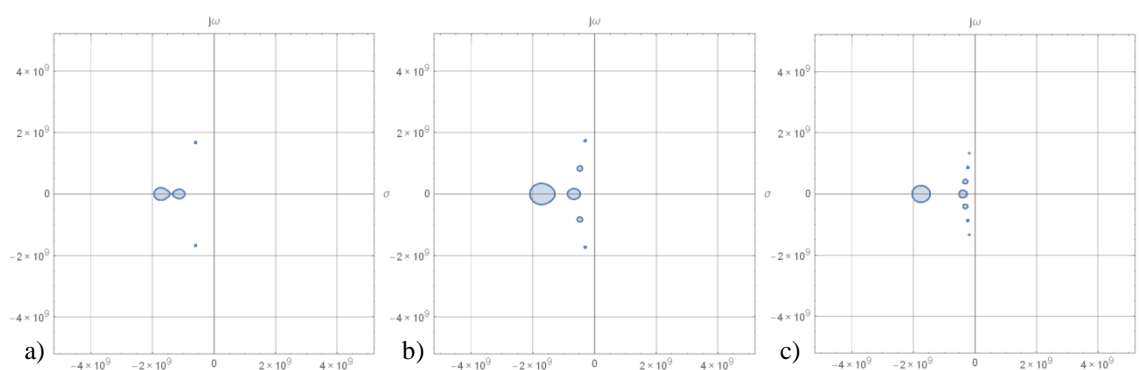
Mjerne postavke cjelokupnog sustava prikazane su na slici P.7.



Slika P.7. Mjerne postavke cjelokupnog sustava

Sljedeće ispitivanje odnosilo se na utjecaj prijenosne linije na stabilnost sustava. Naime, ukoliko se između RC kruga i negativnog kondenzatora (slika P.1.) stavi prijenosna linija, ona izrazito utječe na stabilnost sustava. Pokazano je da je do neke vrijednosti vremenske konstante pojačala sustav nestabilan već uz duljinu linije od nekoliko milimetara, a nakon te vrijednosti sustav je stabilan neovisno o duljini linije. Zbog toga je ispitana sljedeća pretpostavka: ukoliko se uz neku određenu duljinu linije postigne stabilan rad za neku vrijednost vremenske konstante pojačala, sustav je stabilan neovisno o duljini linije.

Navedena pretpostavka je ispitana traženjem polova prijenosne funkcije sustava; u program Wolfram Mathematica^[21] unesene su vrijednosti iz tablice P.1., osim vremenske konstante pojačala, koja je mijenjana, a duljina linije između RC kruga i negativnog kondenzatora postavljena je na duljinu od jednog metra. Vrijednost vremenske konstante od 315 ps pokazala se kao granična vrijednost kod koje sustav počne raditi stabilno. Dakle, uz vrijednosti iz tablice P.1., osim vremenske konstante koja iznosi 315 ps i uz duljinu linije od jedan metar svi polovi prijenosne funkcije sustava nalaze se u lijevoj poluravnini (slika P.8.b).



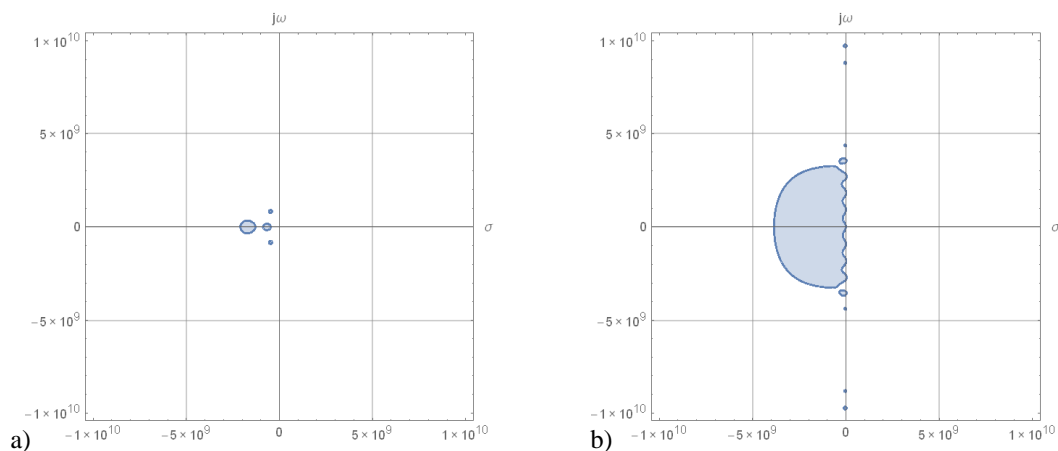
Slika P.8. Polovi prijenosne funkcije sustava uz vrijednosti iz tablice P.1., vremensku konstantu 315 ps i duljinu linije:

a) 0.5 m; b) 1 m; c) 2 m

Ukoliko se mijenja duljina linije, polovi se pomiču uzduž $j\omega$ osi i to na način da se raširuju skraćanjem linije (slika P.8.a), a sužavaju produljenjem linije (slika P.8.c).

Problem ovakvog prikazivanja polova je taj da se ne mogu točno prikazati polovi, već neko određeno područje oko polova. Zbog toga postoji kompromis između preciznosti prikaza polova i broja prikazanih polova. Naime, na slikama P.8.a) do P.8.c) ne vide se polovi koji se kreću uzduž $j\omega$ osi. Kada se smanji preciznost prikaza polova vidljivo

područje sa slika P.8.a) do P.8.c) postane jedno veliko područje, ali se vide polovi na $j\omega$ osi. Primjer prikaza različitih preciznosti prikazan je na slici P.9., a kao primjer je uzet slučaj sa slike P.8.b).



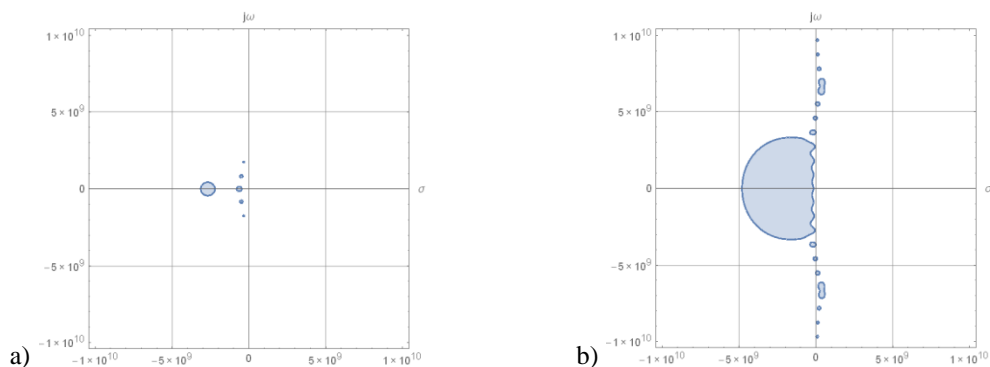
Slika P.9. Prikaz polova prijenosne funkcije sustava za slučaj sa slike P.8.b)

a) Veća preciznost prikaza

b) Manja preciznost prikaza

Vidljivo je na slici P.9.b) da su zbog manje preciznosti prikaza polovi sa slike P.9.a) „sakriveni“ unutar jednog velikog područja, ali su zato vidljivi polovi blizu $j\omega$ osi s lijeve strane.

Na sličan način ispitani su polovi prijenosne funkcije sustava uz vremensku konstantu pojačala uz postavke kao na slici P.8.b) uz razliku da je vremenska konstanta pojačala postavljena na 250 ps. Dakle, uz navedenu vrijednost vremenske konstante neki polovi prijenosne funkcije sustava bi se trebali nalaziti u desnoj poluravnini. Rezultati potvrđuju tu pretpostavku (slika P.10.):



Slika P.10. Prikaz polova prijenosne funkcije sustava za slučaj sa slike P.8.b) uz $\tau = 250$ ps

a) Veća preciznost prikaza

b) Manja preciznost prikaza

Vidljivo je na slici P.10.b) da neki polovi prelaze u desnu poluravninu, što znači da je sustav nestabilan. Osim u Wolfram Mathematici ^[21], slučajevi sa slika P.8., P.9. i P.10. su simulirani i u Agilent Advanced Design Systemu ^[20] i rezultati simulacija se poklapaju s rezultatima prikazanim na navedenim slikama.

Dakle, sve provedene simulacije navode na sljedeći zaključak: Uz male vrijednosti vremenske konstante pojačala polovi sustava nalaze se u desnoj poluravnini. Povećanjem vrijednosti vremenske konstante polovi se pomiču prema lijevo i za određenu vrijednost vremenske konstante svi se polovi nalaze u lijevoj poluravnini. Jednom kada se svi polovi nalaze u lijevoj poluravnini, stabilnost sustava je potpuno neovisna o duljini linije koja spaja RC krug sa negativnim kondenzatorom.

Popis 1: Popis slika

Slika 1.1. Prijenosni (S_{21}) parametar signala koji se raspoređuje valovodom dimenzije 15 cm

Slika 2.1. Prijenos elektromagnetske energije kroz subvalni otvor u prepreci

Slika 2.2. Prijenos elektromagnetske energije kroz subvalni otvor u prepreci uz poboljšanje prijenosa

Slika 2.3. Disperzijski modeli ^[8]: a) Drudeov model, b) Lorentzov model

Plavo – realni dio; Crveno crtkano – imaginarni dio

f_p – frekvencija plazme (frekvencija nakon koje relativna permitivnost postaje pozitivna)

f_0 – frekvencija pola Lorentzovog modela

Slika 2.4. Frekvencijska ovisnost reaktancije ^[7]

X_L – induktivitet (crno – pozitivni, crveno crtkano – negativni)

X_C – kapacitet (crno – pozitivni, zeleno crtkano – negativni)

Slika 3.1. ^[11] a) Geometrija problema

b) Nadomjesna shema u tehnologiji prijenosnih linija

Slika 3.2. Prikaz modela prototipa u programu CST Microwave Studio ^[19]

Slika 3.3. Treći prolaz u prototipu postavljen na sredinu metalne prepreke između mikrotrakaste linije i metalne prepreke

Slika 3.4. Nadomjesna shema prototipa; prijenosne linije sa $Z_0 = 50 \Omega$ predstavljaju zračne mikrotrakaste linije, a linija sa $Z_0 = 2.2 \Omega$ predstavlja mikrotrakastu liniju koja prolazi kroz prorez u prepreci

Slika 3.5. Usporedba rezultata modela prototipa i njegove nadomjesne sheme

S_{21} parametri: Zeleno – model prototipa; Plavo crtkano – nadomjesna shema

S_{11} parametri: Crveno – model prototipa; Ružičasto crtkano – nadomjesna shema

Slika 3.6. Frekvencijska ovisnost vrijednosti kapaciteta metalne prepreke u prototipu opisanom u potpoglavlju 3.1. (pogled s prolaza prikazanog na slici 3.3.)

Slika 3.7. Shema sklopa negativnog kondenzatora

Slika 3.8. Frekvencijska ovisnost vrijednosti kapaciteta negativnog kondenzatora

Slika 3.9. Operacijsko pojačalo THS4303

a) Simbol SPICE modela iz Advanced Design Systema ^[20]

b) Stvarni izgled kućišta i raspored nožica ^[13]

Slika 3.10. Prijenosni (S_{21}) parametri signala kroz prototip u tri različita slučaja

Crveno crtkano – neopterećeni prototip

Plavo točkano – prototip opterećen idealnim kondenzatorom od -36.75 pF

Crno – prototip opterećen SPICE modelom negativnog kondenzatora

Slika 3.11. Poboljšanje prijenosa signala kroz prototip kada je prototip opterećen:

Plavo crtkano – idealnim kondenzatorom od -36.75 pF

Crno – SPICE modelom negativnog kondenzatora

Slika 3.12. Raspršni parametri prototipa

S_{11} parametri: Ružičasto crtkano – neopterećeni prototip

Crveno – opterećeni prototip

S_{21} parametri: Plavo crtkano – neopterećeni prototip

Zeleno – opterećeni prototip

Slika 3.13 Raspodjela električnog polja kod dva različita moda; smjer propagacije okomit na papir (hladnije boje – slabije polje; toplije boje – jače polje)

a) Kvazi-TEM mod

b) TEM mod

Slika 3.14. Frekvencijska ovisnost vrijednosti relativne permitivnosti proreza dobivene umetanjem negativnog kondenzatora u prorez

Slika 4.1. Mjerne postavke za ispitivanje utjecaja parazitnih induktiviteta na stabilnost prototipa

Slika 4.2. Mjerne postavke za ispitivanje utjecaja povratne veze negativnog kondenzatora na stabilnost

Slika 4.3. Mjerne postavke za ispitivanje utjecaja parazitnih induktiviteta na stabilnost negativnog kondenzatora uz male vrijednosti kapaciteta u povratnoj vezi

Slika 4.4. Dio tiskane pločice negativnog kondenzatora sa operacijskim pojačalom THS4303 i vidljivim spojevima na masu; zaokružene nožice su 13 (donja nožica) i 12 (gornja nožica), a X označava prvotni spoj na masu

Slika 4.5. Mjerne postavke ispitivanja stabilnosti negativnog kondenzatora uz uzete u obzir parazitne induktivitete samih kondenzatora; vrijednost kapaciteta kondenzatora u povratnoj vezi je: a) 4.7 pF; b) 7.5 pF

Slika 4.6. Dizajn pločice korišten za izradu negativnog kondenzatora;

a) Strana pločice s elementima; b) Strana pločice s konektorom

Slika 4.7. S11 parametar sklopa bez povratne veze u Smithovom dijagramu

Slika 4.8. S11 parametar ulaznog kruga sklopa u Smithovom dijagramu

Slika 4.9. S11 parametar ulaznog kruga sklopa u Smithovom dijagramu; mjerenje Rohde & Schwarz ZNC vektorskim analizatorom mreže

Slika 4.10. S11 parametar ulaznog kruga sklopa u Smithovom dijagramu; simulacija u Agilent Advanced Design Systemu ^[20]

Slika 4.11. Konačan izgled ulaznog kruga sklopa negativnog kondenzatora; simulacija u Agilent Advanced Design Systemu ^[20]

Slika 4.12. Prikaz planiranih radova na pločici

Slika 4.13. Izgled prototipa predviđenog za eksperimentalnu verifikaciju subvalnog tuneliranja u RF području

.....

Slika P.1. Ispitna shema negativnog kondenzatora (negativni kondenzator je osjenčan tamnijom bojom i označen pravokutnikom)

Slika P.2. Amplitudno-frekvencijska karakteristika uz pojačanje 2

Crveno – THS4303

Plavo – idealno operacijsko pojačalo s jednim polom

Slika P.3. a) Vodljivost negativnog kondenzatora uz pojačanje 10

b) Kapacitet negativnog kondenzatora uz pojačanje 10

(Plavo – THS4303; Crveno – idealno operacijsko pojačalo s jednim polom)

Slika P.4. a) Vodljivost negativnog kondenzatora uz pojačanje 2

b) Kapacitet negativnog kondenzatora uz pojačanje 2

(Plavo – THS4303; Crveno – idealno operacijsko pojačalo s jednim polom)

Slika P.5. a) Ukupna vodljivost cijelog sustava sa slike P.1. uz pojačanje 2

b) Ukupni kapacitet cijelog sustava sa slike P.1. uz pojačanje 2

(Plavo – THS4303; Crveno – idealno operacijsko pojačalo s jednim polom)

Slika P.6. a) Vremenska konstanta sustava uz THS4303

b) Vremenska konstanta sustava uz idealno operacijsko pojačalo s jednim polom

Slika P.7. Mjerne postavke cjelokupnog sustava

Slika P.8. Polovi prijenosne funkcije sustava uz vrijednosti iz tablice P.1., vremensku konstantu 315 ps i duljinu linije

a) 0.5 m

b) 1 m

c) 2 m

Slika P.9. Prikaz polova prijenosne funkcije sustava za slučaj sa slike P.8.b)

a) Veća preciznost prikaza

b) Manja preciznost prikaza

Slika P.10. Prikaz polova prijenosne funkcije sustava za slučaj sa slike P.8.b) uz $\tau = 250$ ps

a) Veća preciznost prikaza

b) Manja preciznost prikaza

Popis 2: Popis tablica

Tablica 3.1. Popis vrijednosti i uloga elemenata sklopa negativnog kondenzatora

Tablica 3.2. Relacije između nožica SPICE modela i nožica stvarnog kućišta

Tablica 4.1. Utjecaj parazitnih induktiviteta na stabilnost negativnog kondenzatora sa sheme na slici 4.1.; Osjenčane vrijednosti označavaju utjecaj kojeg induktiviteta je primarno ispitivan u navedenom slučaju (Napomena: beskonačna vrijednost kod L_{13} znači da taj induktivitet ne utječe na stabilnost negativnog kondenzatora)

Tablica 4.2. Utjecaj povratne veze negativnog kondenzatora na njegovu stabilnost (Napomena: beskonačna vrijednost znači da promatrani induktivitet ne utječe na stabilnost negativnog kondenzatora)

Tablica 4.3. Utjecaj parazitnih induktiviteta na utjecaj negativnog kondenzatora uz male vrijednosti kapaciteta u povratnoj vezi; Osjenčane vrijednosti označavaju utjecaj kojeg induktiviteta je primarno ispitivan u navedenom slučaju (Napomena: beskonačna vrijednost znači da promatrani induktivitet ne utječe na stabilnost negativnog kondenzatora)

.....

Tablica P.1. Postavke RC mreže na koju se spaja negativni kondenzator