

MONOLITNI TRANSFORMATORI ZA SI RF INTEGRISANA KOLA

Stojanović Goran, Ljiljana Živanov

Univerzitet u Novom Sadu, Fakultet tehničkih nauka, Srbija i Crna Gora

Sadržaj: U ovom radu prikazane su različite realizacije monolitnih transformatora za silicijumska RF integrisana kola. Predstavljen je ekvivalentni model transformatora. Prikazani su rezultati simulacija međusobne induktivnosti od broja zavoja i s-parametara u funkciji frekvencije. Simulirane vrednosti pokazuju odlično slaganje sa merenim rezultatima u literaturi.

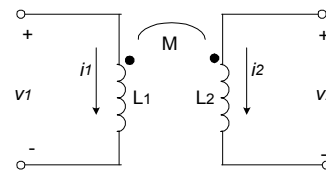
Ključne reči: RF transformator, s-parametri, monolitni transformator

1. UVOD

Slično kao induktori i transformatori nalaze značajnu primenu u tipičnim RF integrisanim kolima. Koriste se u naponski kontrolisanim oscilatorima (VCO), niskošumnim pojačivačima (LNA), filtrima, pri konverziji diferencijalnog signala u onaj koji to nije, i obrnuto, koriste se u mikserima, kao i u kolima za razdvajanje faze. Jasno je da transformatori sve više postaju standardne komponente u integrisanim kolima i zbog toga je važno imati tačan model transformatora. Pošto su fizičke pojave kao što su "skin" efekat, međusobna sprema, gubici u supstratu i sopstvena rezonantna učestanost zajednički za induktore i transformatore uz nekoliko modifikacija modela induktora može se dobiti odgovarajući model transformatora, o čemu će biti reči detaljnije. Realizovani na silicijumskoj osnovi transformatori generalno imaju nešto lošije karakteristike u smislu malog Q-faktora odnosno niske sopstvene rezonantne učestanosti. Lošije performanse potiču od parazitnih efekata između namotaja samog transformatora i silicijumskog supstrata. Ovi parazitni efekti biće detaljnije razmatrani u radu, i biće dati načini za smanjivanje uticaja neželjenih parazitnih efekata i postizanja što boljih karakteristika monolitnih transformatora.

2. IDEALNI TRANSFORMATOR

Idealni transformator prikazan na Sl. 1 sadrži tri osnovne komponente: samoinduktivnost primara (L1), samoinduktivnost sekundara (L2) i međusobnu induktivnost između primara i sekundara (M) [1]. Magnetni fluks proizveden strujom i_1 koja teče u primarnom namotaju stvara struju i_2 u sekundarnom namotaju.



Sl.1. Električna šema idealnog transformatora.

Naponi i struje na krajevima idealnog transformatora su specifikirani sledećom jednačinom:

$$\begin{aligned}v_1 &= L_1 \cdot \frac{\partial i_1}{\partial t} + M \cdot \frac{\partial i_2}{\partial t}, \\v_2 &= L_2 \cdot \frac{\partial i_2}{\partial t} + M \cdot \frac{\partial i_1}{\partial t}.\end{aligned}\quad (1)$$

Veza između međusobne induktivnosti i samoinduktivnosti primara i sekundara izražena je preko koeficijenta međusobne sprege k , koji se definiše na sledeći način:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}.\quad (2)$$

Za idealni transformator $k = 1$, a za većinu praktičnih monolitnih transformatora vrednost k je između 0.3 i 0.9. Transformator može biti konfigurisan kao trokrajna ili četvorokrajna komponenta, pri čemu jedan ili više krajeva mogu biti vezani na masu. Za razliku od idealnog transformatora, realni RF transformatori imaju brojne neželjene gubitke o kojima će biti reči u sledećem delu.

3. ANALIZA GUBITAKA U MONOLITNIM RF TRANSFORMATORIMA

Ubačeni gubici su značajan faktor koji govori o kvalitetu RF transformatora. Gubici predstavljaju meru efikasnosti prenošenja signala sa primara na sekundarni namotaj. Ovi gubici su određeni omskim gubicima u metalnim namotajima, disipacionim gubicima u supstratu silicijuma i gubicima usled magnetne sprege.

S obzorim da se za namotaje transformatora koristi metal konačne specifične otpornosti nastaju gubici u metalu. Gubici u metalu mogu se smanjiti tako što se koristi deblji metalni sloj i/ili metal manje specifične

otpornosti. Dobar način za smanjenje uticaja ovih gubitaka je i realizacija primara i sekundara u više razdvojenih metalnih slojeva, u tehnološkom procesu u kome je to moguće.

Zbog relativno male specifične otpornosti silicijuma (u odnosu na GaAs) gubici u supstratu predstavljaju značajan faktor degradiranja performansi monolitnih transformatora. Zbog postojanja kapacitivne sprege struja ne teče samo kroz metalne namotaje već i kroz Si supstrat. Takođe, usled planarne geometrije induktora, magnetno polje prodire dublje u supstrat, uvodeći na taj način struju i odgovarajuće gubitke. Gubici u supstratu se mogu smanjiti korišćenjem supstrata veće specifične otpornosti, upotrebom debljeg izolacionog sloja (SiO_2) između namotaja i supstrata da bi se oni što više udaljili jedno od drugog, ili upotrebom uzemljenog štita koji sprečava prodiranje struje u sam supstrat. Kako različite varijante realizacije uzemljenog štita (*patterned ground shield*) mogu biti korišćene da bi se smanjili gubici u supstratu i time poboljšale performanse RF transformatora, može se detaljnije videti u referenci [2]. Odličan način za smanjenja uticaja ovih gubitaka je pravljenje namotaja koji se samo na četiri kraja spojeni sa osnovom, a neposredno ispod namotaj je uklonjen supstrat (postupkom ecovanja) [3],[4].

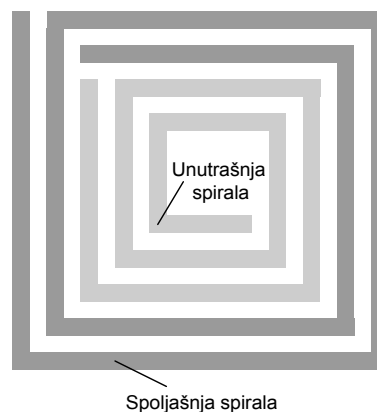
Da bi se poboljšala električna sprega između namotaja odnosno smanjila neželjena magnetna sprega (magnetni fluks), obično se povećava broj zavojava spiralnih namotaja ili se smanjuje razmak između samih namotaja.

4. RAZLIČITE REALIZACIJE MONOLITNIH TRANSFORMATORA

Koji paraziti efekti će dominirati kod transformatora zavisi od načina njegove realizacije i konfiguracije.

Trakasti transformator (*tapped transformer*). Ova konfiguracija monolitnog transformatora je prikazana na Sl. 2, i ova konfiguracija je najpogodnija za trokrajne primene. Jasno je da ova realizacija nije simetrična, i da postoji samo bočna magnetna sprega. Svi namotaji su napravljeni u jednom metalnom sloju na vrhu, zbog minimiziranja kapacitivnosti između krajeva i supstrata. Zbog prostorno odvojene pozicije primarnog i sekundarnog kalema koeficijent međusobne sprege je mali ($k \approx 0.3 - 0.5$).

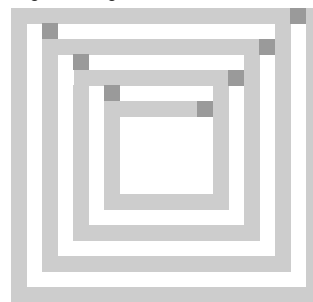
Naslagani transformator (*stacked transformer*). Naslagani transformator, prikazan na Sl. 3, koristi više metalnih nivoa, da bi se postigla i vertikalna i bočna magnetna sprega. Na ovaj način se postiže najbolje iskorišćenje površine na čipu, postižu se velike vrednosti samoinduktivnosti i velike vrednosti koeficijenta međusobne sprege ($k \approx 0.9$). Ova konfiguracija je pogodna i za trokrajne i za četvorokrajne primene. Osnovni nedostatak je velika kapacitivnost između krajeva, što dovodi do smanjenja sopstvene rezonantne učestanosti. U nekim slučajevima, kao što su uskopropusni transformatori, ova kapacitivnost može biti iskorišćena kao sastavni deo rezonantnog kola. U današnjim procesima sa više metalnih nivoa ova kapacitivnost može biti smanjena povećanjem debljine oksida između spirala.



Sl.2. Layout trakastog transformatora.

Na primer, u procesu sa pet metalnih nivoa, kapacitivnost između krajeva se smanjuje za 50-70% ako se spiralni kalemovi prave u metalnim nivoima M5 i M3, umesto M5 i M4. Ovo povećanje vertikalnog odvajanja smanjuje koeficijent međusobne sprege k za oko 5%. Mogu se realizovati naslagani transformatori sa dva namotaja primara u nivoima M5 i M3 i jednim sekundarnim između njih u metalnom nivou M4, kao što je predloženo u [5]. Pritom su provodni segmenti u različitim slojevima metala pomeneni za širinu segmenta da bi se smanjile parazitne kapacitivnosti. Postoje i konfiguracije sa pomeranim spiralnim namotajima po dijagonali jedan u odnosu na drugi, a mogu se praviti i naslagani isprepleteni transformatori [1].

Pogled odozgo



Pogled sa strane



Sl.3. Layout naslaganog transformatora.

Isprepletan transformator (*interleaved transformer*). Ova konfiguracija je prikazana na Sl. 4 i pogodna je za četvorokrajne primene i tamo gde se zahteva simetrija. I ovde su parazitne kapacitivnosti smanjene ako se transformator pravi u metalnom sloju na vrhu, a tako se onda mogu postići i visoke rezonantne učestanosti. Koeficijent međusobne sprege je u srednjem intervalu ($k \approx 0.7$). Kao značajnu prednost ovakve realizacije transformatora treba napomenuti činjenicu da su izvodi na suprotnim stranama, što olakšava vezu ka ostatku kola u kome se monolitni transformator koristi.

Kao podvarijantu treba spomenuti da RF transformator može biti i bifilaran, odnosno da se namotaji primara i sekundara motaju zajedno (u istom

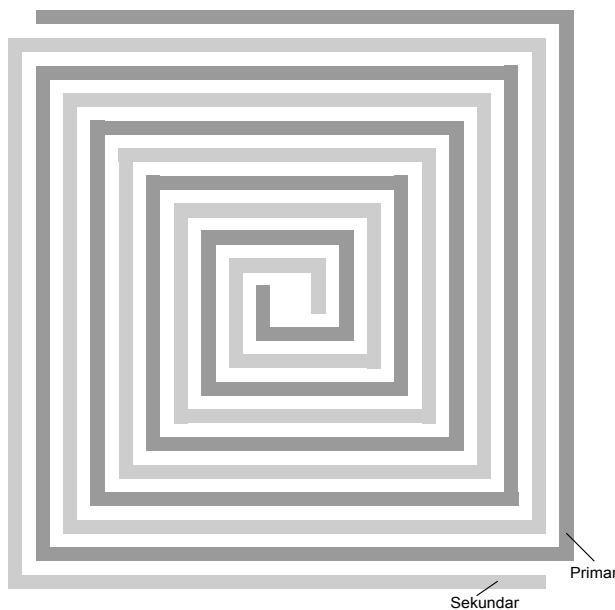
smeru) na izvesnom paralelnom rastojanju jedan od drugog, kao u referencama [2], [6].

Da bi smo izabrali najbolju konfiguraciju transformatora za datu primenu potrebno je poznavati ekvivalentni model transformatora.

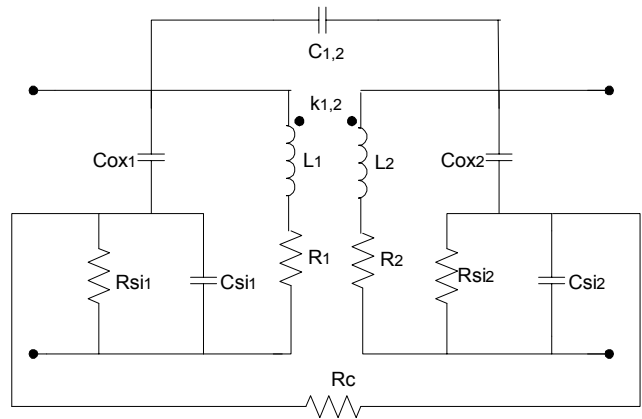
5. EKVIVALENTNI MODEL TRANSFORMATORA

Ranije je većina istraživača koristila model transformatora izveden iz merenja, što naravno, otežava analizu transformatora pre fabrikacije. Modelovanje spiralnog transformatora, iako ga čine dve strukture induktora, nije jednostavno, jer neke pojave koje su se kod analize jednog induktora mogle zanemariti sada postaju značajne. Na Sl. 4 je prikazan tipičan layout isprepletenog planarnog spiralnog transformatora, kod koga oba induktora imaju po 5 zavoja. Za ovu strukturu u ovom radu biće prikazani rezultati simulacija. Ovakva struktura transformatora je već analizirana u [7], ali preko tzv. Grinovih funkcija, koje su dosta komplikovane, a u ovom radu je primenjen jednostavniji pristup.

Jasno je, da je transformator realizovan tako što su dva induktora motana zajedno, pa se zbog toga parametri ekvivalentnog modela mogu računati na isti način kao za jedan induktor [8]. Međusobna spregnuta kapacitivnost ($C_{1,2}$) je posebno važna pošto ona opisuje vezu jednog induktora sa drugim, parazitna je i može biti dominantna. Takođe, u obzir treba uzeti otpornost prema supstratu usled sprege između primarnog i sekundarnog namotaja monolitnog transformatora, što je opisano parametrom R_c . Na osnovu ovoga, ekvivalentni model planarnog transformatora na silicijumskom supstratu je predstavljen na Sl. 5. L_1 i L_2 predstavljaju induktivnosti primaranog odnosno sekundarnog namotaja. Omski gubici u namotajima se uzimaju u obzir preko elemenata R_1 i R_2 . Cox predstavlja kapacitivnost oksida između samih namotaja i supstrata silicijuma. Parazitni uticaj supstrata je izražen preko paralelne veze elemenata C_{si} i R_{si} .



Sl.4. Layout isprepletenog planarnog spiralnog transformatora sa 5 zavoja.

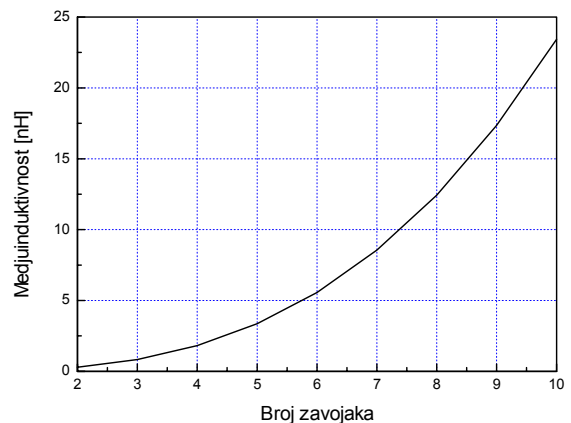


Sl.5. Ekvivalentni model planarnog transformatora.

6. DISKUSIJA REZULTATA SIMULACIJE

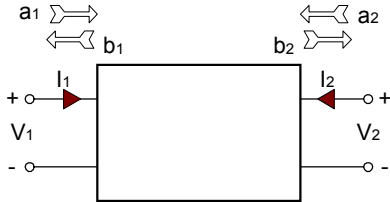
Da bi se izvršila verifikacija dela razvijenog softvera za simulaciju planarnih transformatora, simulirana je test struktura kao u referenci [7]. Transformator je napravljen od dva spiralna induktora od kojih svaki ima po 5 zavoja, širina provodnih linija je $7\mu\text{m}$, a rastojanje između njih $17\mu\text{m}$. Važno je napomenuti da u programu postoji mogućnost da korisnik zadaje i različite širine provodnih linija za jednu i za drugu spiralu, zatim da rastojanja između spirala sa leve i desne strane mogu biti različita.

Kao jedan od važnih parametara kod spregnutih induktora i transformatora je koeficijent međusobne sprege, koji je i parametar u modelu predstavljenom na Sl. 5. Da bi našli $k_{1,2}$ bilo je neophodno da se prvo izračuna induktivnost jedne spirale. Programom je dobijena vrednost induktivnosti 4.95nH (merena vrednost u [7] je 4.88nH). Potom je trebalo izračunati međusobnu induktivnost kod ova dva induktora koji čine planarni transformator, i za broj zavoja 5 simulirana vrednost je $M = 3.35\text{nH}$, što se može videti na Sl.6. Na Sl. 6 je prikazana zavisnost međusobne induktivnosti od broja zavoja svakog od induktora. Za prethodno navedene vrednosti po formuli (2) izračunato je da je koeficijent međusobne sprege $k_{1,2} = 0.676$.



Sl.6. Međusobna induktivnost između provodnih spirala u planarnom transformatoru u funkciji broja zavoja.

Kao što se može videti sa slike modela planarnog transformatora (Sl. 5) on se može posmatrati kao četvoropol, odnosno mreža sa dva pristupa (ulazni i izlazni). Kao jedna od vrlo važnih karakteristika četvoropola definišu se s-parametri. Način definisanja s-parametara se razlikuje od definisanja svih drugih parametara (z , y , h , g ...). Umesto da direktno mere naponski ili strujni signal, s-parametri mere stepen odvajanja dve komponente signala; svaki od s-parametara je odnos *upadnog* i *reflektovanog* signala.



Sl.7. Šematski prikaz upadnog i reflektovanog signala.

Ako planarni transformator predstavimo kao četvoropol kao na Sl. 7. onda se s-parametri mogu definisati na sledeći način.

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0},$$

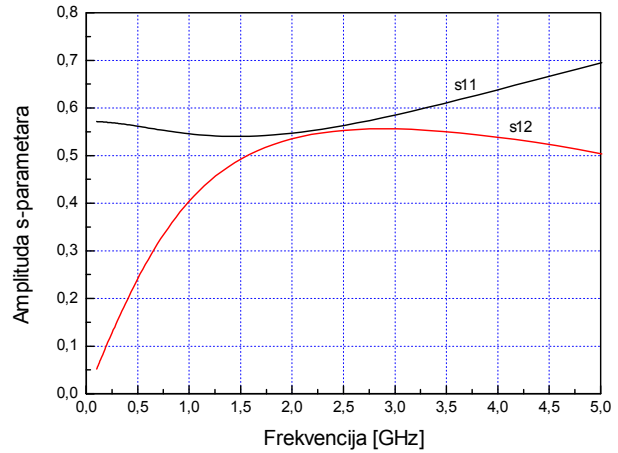
$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}.$$

Koeficijenti s_{ij} su bezdimenzione veličine i predstavljaju odnos *reflektovane* i *upadne* vrednosti. Nakon primene operacija iz teorije mreža za parametar s_{11} se na primer može dobiti sledeća jednačina:

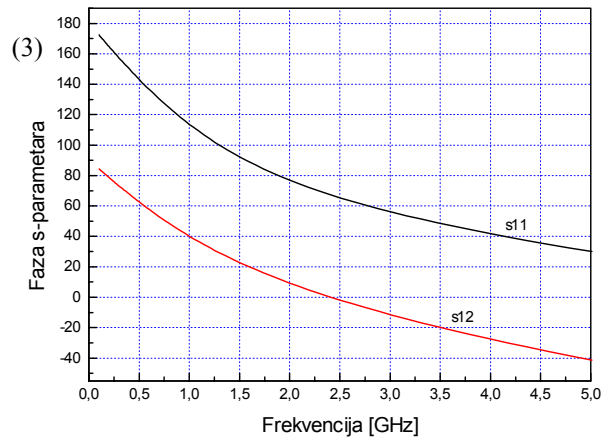
$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{Z_{11} - Z_S^*}{Z_{11} + Z_S} = 2 \cdot \left(\frac{Z_{11}}{Z_{11} + Z_S} \right) - 1, \quad (4)$$

gde je Z_S opterećenje izvora i pošto s-parametri imaju svoju primenu na visokim frekvencijama standardna vrednost za impedansu opterećenja (na ulazu ili izlazu) je 50Ω , pa je ta vrednost korišćena u simulacijama, a Z_{11} je ulazna impedansa četvoropola. Da bi se dobila zavisnost amplitude i faze s-parametara, planarnog transformatora, od frekvencije napisan je program za PSPICE simulator. Prvo je trebalo izračunati vrednosti svih parametara modela transformatora, što je urađeno softverski na isti način kao što su u [8] računati elementi modela induktora. Pošto su induktori u transformatoru iste geometrije onda su i parametri modela isti odnosno mreža sa Sl. 7 je simetrična. Potom je trebalo definisati transformator kao četvoropol, i napisati program za računanje s-parametara, što je slično kao u knjizi *Paula W. Tuinenga* [9]. Dobijene vrednosti amplitude i faze s-parametara u zavisnosti od frekvencije su prikazane na Sl. 8 i Sl. 9. Na niskim učestanostima prenos signala od primara do sekundara je mali. Kako frekvencija raste međusobna sprega postaje značajnija o dostiže svoj maksimum u u opsegu od 2-3GHz, što se može videti na Sl. 8.

Simulirane vrednosti sa Sl. 8 i Sl. 9 pokazuju bolje slaganje sa merenim vrednostima u [7] nego što je to slučaj sa simuliranim vrednostima u [7] programom ASITIC. Naravno, pošto je mreža sa dva pristupa (model transformatora) simetrična onda su simetrične i vrednosti s-parametara, pa stoga su samo prikazane vrednosti simulacija za s_{11} i s_{12} .



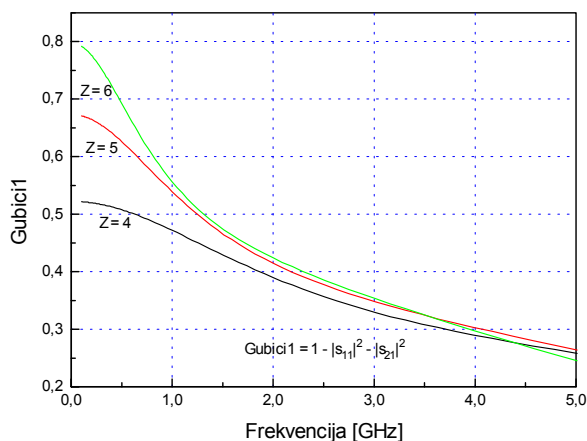
Sl.8. Amplituda s-parametara (s_{11} i s_{12}) u zavisnosti od frekvencije.



Sl.9. Faza s-parametara (s_{11} i s_{12}) u zavisnosti od frekvencije.

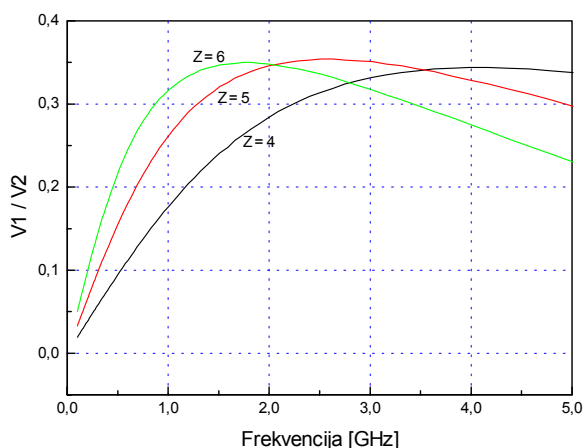
Već je bilo reči o tome da o kvalitetu monolitnih transformatora govore ukupni gubici. Kao mera kvaliteta u literaturi [10] se uvodi faktor $Loss_1 = 1 - |s_{11}|^2 - |s_{21}|^2$ (ovako definisan za port 1, slično može biti definisan i za port 2). Da bi se analizirao uticaj broja zavojaka na performanse strukture monolitnog transformatora sa Sl. 4, izvršena je simulacija veličine ovih gubitaka u funkciji frekvencije za 4, 5 i 6 zavojaka. Rezultati su prikazani na Sl. 10. Pored prethodnog parametra koji se više odnosi na snagu gubitaka u namotajima i supstratu, često se uvodi i parametar naponsko pojačanje, tj. količnik napona v_1/v_2 odnosno v_2/v_1 koji se pre svega odnosi na magnetnu i kapacitivnu sreću između portova. Na Sl. 11 su prikazani rezultati simulacija za istu strukturu monolitnog transformatora sa slike 4, s tim što se menjao broj zavojaka Z . Naponsko pojačanje je veće što je veći

broj zavojaka, ali sa većim brojem zavojaka veća je i kapacitivna sprega što dominira na višim frekvencijama.



Sl.10. Amplituda gubitaka monolitnog transformatora u zavisnosti od frekvencije.

Ovo dovodi do opadanja naponskog pojačanja na višim učestanostima. Kod simetričnih struktura RF transformatora odnos $v1/v2$ (može se izračunati kao $s_{12}/[s_{22}+1]$) i $v2/v1$ je isti.



Sl.11. Odnos $v1/v2$ kod monolitnog transformatora u zavisnosti od frekvencije.

7. ZAKLJUČAK

U ovom radu je dat osvrt na monolitne transformatore čija je primena u RF integrisanim kolima sve veća. Ovakvi transformatori imaju mnogo veći faktor međusobne sprege nego obični spregnuti induktori na istom supstratu. Ukazano je na parazitne gubitke koji se javljaju kod monolitnih transformatora i dat je pregled praktičnih načina za njihovo smanjenje. Uvedene su definicije s-parametara i data je zavisnost njihove amplitude i faze od frekvencije rada. Rezultati simulacija pokazuju značajno slaganje sa eksperimentalnim podacima iz literature. Naravno, nedostatak planarnih transformatora je što zauzimaju dosta površine na čipu i u poslednje vreme je dato više ideja o realizaciji transformatora tako što su provodne spirale naslagane

jedna preko druge u različitim metalnim nivoima, kako bi se ovaj problem rešio.

8. LITERATURA

- [1] Sunderarajan S. Mohan: "The design, modeling and optimization of on-chip inductor and transformer circuits", a dissertation submitted to the department of electrical engineering and the committee on graduate studies of Stanford university, 1999.
- [2] Kiat T. Ng, Behyad Rejaei and Joachim N. Burghartz: "Substrate effects in monolithic RF transformers on silicon", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 1, january 2002, pp. 377-383.
- [3] Y. Choi, J. Yoon, B. Kim, E. Yoon: "A High-performance MEMS transformer for silicon RF ICs", Proc. of IEDM'96, 1996, pp. 653-656.
- [4] H. Jiang, Z. Li, N. Tien: "Reducing silicon-substrate parasitics of on-chip transformers", Proc. of IEDM'96, 1996, pp. 649-652.
- [5] Alireza Zolfaghari, Andrew Chan, Behzad Razavi: "Stacked inductors and transformers in CMOS technology", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 36, no. 4, april 2001, pp.620-628.
- [6] John R. Long: "Monolithic transformers for Silicon RF IC Design", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35, no. 9, september 2000, pp. 1368-1382.
- [7] Ali M. Niknejad: "Analysis, design and optimization of spiral inductors and transformers for Si RF ICs", dissertation, University of California.
- [8] C. Patrick Yue, C. Ryu, J. Lau, T. H. Lee, S. S. Wong: "A physical model for planar spiral inductors on silicon", Proc. of IEDM'96, 1996, pp. 155-158.
- [9] Paul W. Tuinenga: "A Guide to circuit simulation & analysis using Pspice", Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1992.
- [10] K. Ng, T. Kruijff, M. Soyuer, J. Burghartz: "Analysis of Generic Spiral-Coil RF Transformers on Silicon", Proc. of IEDM'96, 1996, pp. 103-107.

ZAHVALNOST

Realizacija ovog rada je finansijski pomognuta od strane Ministarstva za nauku, tehnologiju i razvoj, Vlade Republike Srbije, u okviru projekta IT.1.04.0062.B.

TRANSFORMER FOR SI RF INTEGRATED CIRCUITS

Abstract: In this paper are present different realization monolithic transformer for silicon RF integrated circuits. Equivalent model for transformer is introduced. Simulation results for mutual inductance versus number of turn and s-parameter versus frequency are described. Simulation values are good agreement with measurement values in references.

Key Words: RF transformer, s-parameters, monolithic transformers