

MODEL I SIMULACIJA KVADRATURNOG HIBRIDA ŠIROKOPOJASNOG BALANSNOG MIKROVALNOG POJAČALA

Datum prijave: 21.11.2014.
Datum prihvatanja: 15.12.2014.

UDK: 621.39
Stručni rad

Enes Ciriković, dipl.ing.

Visoka škola za menadžment u turizmu i informatici u Virovitici
Matije Gupca 78, 33000 Virovitica, Hrvatska
Telefon: 033-492-270 Fax: 033-721-037 E-mail: enes.cirikovic@vsmti.hr

SAŽETAK - Pri modeliranju širokopojasnih mikrovalnih pojačala nameću se praktični izazovi poput činjenice da mikrovalni tranzistori općenito nisu prilagođeni širokopojasnom dizajnu, što implicira da konjugirano-kompleksna prilagodba daje relativno uzak pojas maksimalnog pojačanja te zahtijeva smanjenje maksimalnog pojačanja na štetu ulaznog i izlaznog prilagođenja impedancije. Stoga, da bi se postigli što bolji rezultati u pogledu navedenih zahtjeva na povoljan odnos širine pojasa i maksimalnog pojačanja, potrebno je odabrati pristup izrade koji najbolje odgovara tim zahtjevima. Ovisno o konačnim ciljevima primjene, na raspolaganju su različiti pristupi modeliranja i izrade širokopojasnih pojačala, svaki sa svojim prednostima i nedostacima, pa se tako pristupom modeliranja balansnog pojačala postiže dobra prilagodba ulazne i izlazne impedancije, prvenstveno zahvaljujući kvadraturnim usmjernim sprežnicima. Time se problemi pojačanja i razine šuma prebacuju na individualna svojstva pojačala u topologiji balansnog pojačala. U radu će se prikazati softverski model i simulacija kvadraturnog hibrida u mikrotrakastoj tehnologiji te rezultati optimizacije u skladu sa zahtjevima teorijskog modela.

SUMMARY - Due to the basic gain-bandwidth limitation of microwave transistors, there is limited options in practical modelling and design of broadband microwave amplifiers, which implies bandwidth degradation of maximum gain in terms of complex-conjugated impedance matching. Considering on required condition for achieving proper gain-bandwidth relation, there is several available approaches in design and implementation of broadband microwave amplifiers. As every design approach has it's pro's and con's, balanced amplifier design technique closely match required terms of good input and output impedance matching with the primary help of quadrature directional couplers. This work is presenting software simulation and optimisation of microstrip quadrature directional coupler with goals of basic theory requirements.

Ključne riječi: balansno pojačalo, kvadraturni hibrid, širokopojasno mikrovalno pojačalo

1. UVOD

U slučaju idealnog mikrovalnog pojačala, pojačanje bi bilo ujednačeno uz dobro prilagođenje na impedancije tereta i generatora preko željene širine frekvencijskog pojasa. Konjugirano kompleksnom prilagodbom ostvaruje se maksimalno pojačanje unutar relativno uskog frekvencijskog pojasa, dok će projektiranje pojačala za pojačanje nešto manje od maksimalnog omogućiti ujednačenje pojačanje u širem pojasu frekvencija uz nešto lošiju prilagodbu na ulazu i izlazu. Ovi problemi proizlaze iz činjenice da mikrovalni tranzistori obično nisu dobro prilagođeni na 50 Ω , ali i iz zakonitosti opadnja sa 6 dB/oktavi te promjenjivost raspršnih parametara i s frekvencijom. Stoga se kod projektiranja širokopojasnih pojačala mora voditi računa o više međusobno ovisnih čimbenika, pa je tako razvijeno i nekoliko manje ili više učinkovitih tehnika rješavanja navedenih problema projektiranja.

Tako u slučaju balansnih pojačala dva pojačala s hibridnim sprežnicima od 3 dB na svojem ulazu i izlazu daju dobru prilagođenost preko oktavne ili veće širine pojasa.

Negativnu povratnu vezu poželjno je koristiti u slučajevima kad je potrebno učvrstiti stabilnost pojačala smanjivanjem pojačanja na nižim frekvencijama, ujednačiti pojačanje unutar određene širine pojasa, te poboljšati prilagođenost na ulazu i izlazu. Posljedica primjene ove metode širine su pojasa veće

od dekade, pod određenu cijenu gubitka pojačanja i povećanja šuma.

Kod prilagodnih mreža za kompenzaciju pojačanja ulazne i izlazne prilagodne mreže moguće je projektirati tako da se ostvari kompenzacija pada s 6 dB/oktavi, ali uglavnom na štetu dobre prilagodbe na ulazu i izlazu.

Disipativne prilagodne mreže omogućuju dobru prilagodbu na ulazu i izlazu uz određeni gubitak pojačanja i povećanu razinu šuma.

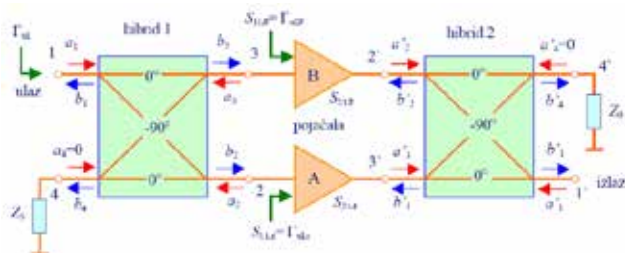
Raspodijeljena pojačala (pojačala s putujućim valom) sadrže nekoliko tranzistora postavljenih u kaskadu duž prijenosne linije te daju dobro pojačanje, prilagođenost i faktor šuma preko širokog pojasa frekvencija. Posebnost ove konfiguracije je u tome što je ukupna strmina jednaka zbroju pojedinačnih strmina tranzistora, dok se parazitne kapacitivnosti pojedinačnih tranzistora ne akumuliraju. FET-ovi spojeni u seriju s induktivnim prijenosnim linijama imaju će niskopropusni karakter te će se svi neželjeni signali disipirati na pasivnim zaključenjima, a korisni signali će se zbrojiti u fazi na izlazu pojačala. Međutim, dimenzije sklopa su velike, a pojačanje nije toliko koliko bi imalo kaskadno pojačalo s istim brojem stupnjeva.

U nastavku rada prikazuje se projektiranje balansnog pojačala, uz prateću potporu teorije te postupak računalnog projektiranja u programskom paketu Agilent Advanced Design System 2009.

2. BALANSNO POJAČALO

Korištenje tehnike kompenzacije prilagodnih mreža radi postizanja ujednačenog pojačanja povlači za sobom probleme loše prilagodbe na impedancije generatora i tereta, što znači visoke ulazne i izlazne odnose stojnih valova. Stoga je balansno pojačalo jedno od povoljnih rješenja za postizanje ujednačenog pojačanja i dobrog odnosa stojnih valova na ulazu i izlazu. Najčešća konfiguracija balansnog pojačala, prikazana na slici 1, koristi dva hibridna sprežnika iznosa sprege 3 dB, poznati i kao 3 dB djeljitelji snage. Dvije uobičajene realizacije 3 dB hibridnih sprežnika u mikrotrakastoj tehnologiji su Langeov sprežnik i kvadraturni hibrid, te su o praktičnom dijelu rada koristi kvadraturni hibrid.

Slika 1. KVADRATURNI HIBRID U MIKROTRAKASTOJ TEHNOLOGIJI



Izvor: Predavanja iz mikrovalne elektronike: Balansno pojačalo, http://www.fer.hr/predmet/mikel_a, ožujak 2007.

Kvadraturni hibrid svrstava se u četveroprolazne mikrovalne sklopove, s osnovnom namjenom razdvajanja, odnosno združivanja snage. U osnovi se radi o 3 dB usmjernom sprežniku s faznom razlikom između izravnog i spregnutog prolaza od 90° , s najčešćom tehnikom izrade u mikrotrakastoj tehnologiji (slika 2). Ulazna snaga na prolazu 1, prema slici 2, uz $l = \lambda_g/4$ i 50 omska zaključnja na prolazima 2, 3 i 4, dijeli se na dva jednaka dijela između prolaza 2 i 3, uz potpunu izolaciju prolaza 4, što znači da snaga ne izlazi na taj prolaz. Ponašanje kvadraturnog hibrida može se opisati na sljedeći način. Ulazni će val a_1 na prolazu 1, uz izvor unutarnje impedancije od 50Ω , doći na prolaz 2 kao $a_1 e^{-j\pi/2}/\sqrt{2}$, a na prolaz 3 doći će kao $a_1 e^{j\pi}/\sqrt{2}$. To znači da će fazna razlika između prolaza 2 i 3 biti $\pi/2$. Zbog simetrije hibrida, signal će se nakon pobude prolaza 2 podijeliti na dva jednaka dijela i pojaviti će se na prolazima 1 i 4 uz međusobni fazni pomak od $\pi/2$. Isti princip vrijedi za pobudu ostala dva prolaza. Pobuđeni prolaz vidjet će impedanciju od 50Ω , dok su ostali prolazi zaključeni svojim impedancijama od 50Ω .

Za ovakvu četveroprolaznu mikrovalnu mrežu matrica raspršnih parametara ima oblik:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{e^{-j\pi/2}}{\sqrt{2}} & \frac{e^{j\pi}}{\sqrt{2}} & 0 \\ \frac{e^{-j\pi}}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & \frac{e^{-j\pi}}{\sqrt{2}} \\ \frac{e^{-j\pi}}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & \frac{e^{j\pi}}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{e^{-j\pi}}{\sqrt{2}} & \frac{e^{-j\pi}}{\sqrt{2}} & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

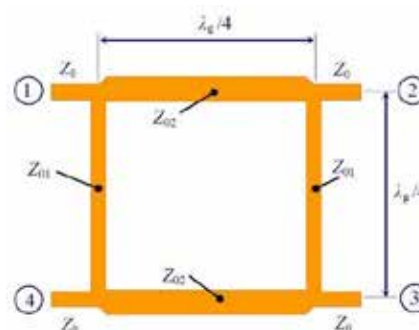
Kad se kvadraturni hibrid koristi u sklopu balansnog pojačala, prolaz 4 će biti zaključen karakterističnom impedancijom $Z_0=50\Omega$. Tada se sprežnik pretvara u troprolazni djeljitelj odnosno združilac snage čiji su raspršni parametri dani s:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{e^{-j\pi/2}}{\sqrt{2}} & \frac{e^{-j\pi}}{\sqrt{2}} \\ \frac{e^{-j\pi/2}}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ \frac{e^{-j\pi}}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Matrica raspršnih parametara ovakvog sklopa pokazuje da su izlazni valovi na prolazima 2 i 3 jednaki $b_2 = a_1 e^{-j\pi/2}/\sqrt{2}$ i $b_3 = a_1 e^{j\pi}/\sqrt{2}$ i to u slučaju da se sklop koristi kao djeljitelj snage uz pobudni val snage a_1 na prolazu 1 i uz $a_2 = a_3 = 0$. Ti će izlazni valovi imati jednake amplitude i bit će međusobno fazno pomaknuti za $\pi/2$. Snaga predana prolazima 2 i 3 zaključnih s 50Ω bit će $|b_2|^2 = |b_3|^2 = |a_1|^2/2$. Iz toga proizlazi da je izlazna snaga na jednom od prolaza jednaka polovici ulazne snage (sprega $C=3$ dB).

Ukoliko se takav sklop koristi kao združilac snage, izlazna snaga na prolazu 1 bit će $b_1 = e^{-j\pi}/\sqrt{2} (a_2 + a_3 e^{-j\pi/2}) = e^{-j\pi/2}/\sqrt{2} (2a_2)$ pri čemu su prolazi 2 i 3 pobuđeni valovima jednakih amplituda fazne razlike $\pi/2$ ($a_3 = a_2 e^{-j\pi/2}$). Snaga predana prolazu 1 zaključnog s 50Ω bit će $|b_1|^2 = 2|a_2|^2$, što je dvostruko veće od snage koja upada na prolaz 2, odnosno na prolaz 3.

Slika 2. Kvadraturni hibrid u mikrotrakastoj tehnologiji



Izvor: Predavanja iz mikrovalne elektronike: Balansno pojačalo, http://www.fer.hr/predmet/mikel_a, ožujak 2007.

Pobudom prolaza 1, uz prolaz 4 zaključen karakterističnom impedancijom Z_0 , te prolaze 2 i 3 spojene na

ulaze pojačala sa svojim ulaznim koeficijentima refleksije S_{11a} i S_{11b} , stvorit će se reflektirani valovi $S_{11a}a_1 e^{-j\pi/2}/\sqrt{2}$ i $S_{11b}a_1 e^{-j\pi/2}/\sqrt{2}$ na prolazima 2 i 3, koji putuju natrag prema prolazu 1. Ukupni reflektirani signal na prolazu 1 bit će onda

$$b_1 = \frac{a_1}{2} e^{-j\pi} S_{11a} + \frac{a_1}{2} S_{11b} = \frac{a_1}{2} e^{-j\pi} (S_{11a} - S_{11b}),$$

a raspršni parametar S_{11} na prolazu 1 bit će

$$S_{11} = \frac{e^{-j\pi}}{2} (S_{11a} + S_{11b}).$$

Ulazni kvadraturni hibrid sa slike 2 dijeli ulaznu snagu na dva jednaka dijela i usmjerava ju prema pojačalima A i B, dok izlazni hibrid združuje izlazne snage pojačala A i B na svom izlaznom prolazu.

Širina pojasa kvadraturnih hibrida ograničena je na 10-20% zbog četvrtvalnih linija od kojih su načinjene grane hibrida. Širina pojasa može se povećati kaskadnim spajanjem dva ili više kvadraturnih hibrida, dok će dimenzije takovog sklopa postati osjetno veće.

2.1. Analiza i svojstva balansnog mikrovalnog pojačala

Matrica raspršnih parametara balansnog pojačala s kvadraturnim hibridom na središnjoj frekvenciji ima oblik:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -j & 1 & 0 \\ -j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -j \\ 0 & 1 & -j & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Odnosi valova snage u ulaznom krugu opisuju se jednadžbom:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -j & 1 & 0 \\ -j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -j \\ 0 & 1 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Zaključenjem prolaza 4 prilagođenim teretom upadni val snage a_4 postaje jednak nuli, pa se iz (4) dobije sljedeći sustav jednadžbi:

$$b_1 = \frac{-j}{\sqrt{2}} (a_2 + ja_3), \quad b_2 = \frac{-j}{\sqrt{2}} a_1, \quad (5a, 5b)$$

$$b_3 = \frac{-j}{\sqrt{2}} (ja_1), \quad b_4 = \frac{-j}{\sqrt{2}} (ja_2 + a_3). \quad (6c, 5d)$$

Za ulazni koeficijent refleksije pojačala A vrijedi

$$\Gamma_{ulA} = \frac{a_2}{b_2}, \quad (6)$$

iz čega slijedi

$$a_2 = \Gamma_{ulA} b_2. \quad (7)$$

Slično, za ulazni koeficijent refleksije pojačala B vrijedi izraz

$$\Gamma_{ulB} = \frac{a_3}{b_3}, \quad (8)$$

što daje

$$a_3 = \Gamma_{ulB} b_3. \quad (9)$$

Uvrštavanjem (7) i (9) u (5a), dobiva se

$$b_1 = \frac{1}{2} (\Gamma_{ulB} - \Gamma_{ulA}) a_1, \quad (10)$$

pa bi ulazni koeficijent refleksije bio

$$\Gamma_{ul} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{1}{2} (\Gamma_{ulB} - \Gamma_{ulA}). \quad (11)$$

Sličnim manipulacijama jednadžbi dobije se za izlazni koeficijent refleksije pojačala:

$$\Gamma_{iz} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{1}{2} (\Gamma_{izA} - \Gamma_{izB}). \quad (12)$$

Pojačanje balansnog pojačala, S_{21poj} , izvodi se iz početne jednadžbe za val snage na izlazu pojačala

$$b_1 = b_2 S_{21A} \frac{1}{\sqrt{2}} + b_3 S_{21B} \left(\frac{-j}{\sqrt{2}} \right). \quad (13)$$

Zamjenom b_2 i b_3 u jednadžbi (13) izrazima za b_2 i b_3 proizašlih iz jednadžbi (7) i (9), dobiva se

$$b_1 = \frac{-j}{\sqrt{2}} a_1 S_{21} \frac{1}{\sqrt{2}} + \frac{a_1}{\sqrt{2}} S_{21B} \left(\frac{-j}{\sqrt{2}} \right). \quad (14)$$

Stoga prijenosni parametar S_{21poj} pojačala iznosi

$$S_{21poj} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{-j}{2} (S_{21A} + S_{21B}). \quad (15)$$

Prijenosno pojačanje G_T određeno je kvadratom apsolutne vrijednosti S_{21poj} i ima oblik

$$G_T = |S_{21poj}|^2 = \frac{1}{4} |S_{21A} + S_{21B}|^2. \quad (16)$$

Ako je izlaz balansnog pojačala (prolaz 1') prilagođen na karakterističnu impedanciju Z_0 , onda će vrijediti $a_1 = 0$, što povlači $b_2 = b_3 = 0$, a iz čega slijedi:

$$\Gamma_{TA} = 0, \quad \Gamma_{TB} = 0. \quad (17)$$

Kako je

$$\Gamma_{ul} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_T}{1 - S_{22} \Gamma_T}, \quad (18)$$

iz (17) proizlazi

$$\Gamma_{ul}=S_{11}, \quad (19)$$

Odnosno

$$\Gamma_{ul_A}=S_{11_A}, \Gamma_{ul_B}=S_{11_B}. \quad (20)$$

Ako je ulaz balansnog pojačala (prolaz 1) prilagođen na karakterističnu impedanciju Z_0 , onda će vrijediti $a_1=0$, što povlači $b_2=b_3=0$, što konačno daje

$$\Gamma_{iz_A}=S_{22_A}, \Gamma_{iz_B}=S_{22_B}. \quad (21)$$

Uzme li se u obzir da su oba pojačala jednaka, uz pomoć jednadžbi (19) i (20) dobiju se sljedeći izrazi za ulazni i izlazni koeficijent refleksije balansnog pojačala

$$\Gamma_{ul}=\frac{1}{2}(\Gamma_{ul_B}-\Gamma_{ul_A})=\frac{1}{2}(S_{11_B}-S_{11_A}), \quad (22)$$

$$\Gamma_{iz}=\frac{1}{2}(\Gamma_{iz_A}-\Gamma_{iz_B})=\frac{1}{2}(S_{22_A}-S_{22_B}). \quad (23)$$

To znači da će ulaz i izlaz balansnog pojačala biti prilagođeni neovisno o tome koliko su pojačala A i B razgođena, sve dok su oba pojačala međusobno jednaka.

Dakle, za identična osnovna pojačala vrijedit će $S_{11_A}=S_{11_B}$, što daje $\Gamma_{ul}=0$. Također, za $S_{21_A}=S_{21_B}$ iz izraza (15) izlazi $S_{21poj}=-jS_{21_A}$, odnosno

$$G_T=|S_{21poj}|^2=|S_{21_A}|^2. \quad (24)$$

Znači, ulazni i izlazni odnos stojnih valova jednak je jedinici, odnosno $\Gamma_{ul}=0$, a pojačanje balansnog pojačala jednako je pojačanju osnovnog pojačala i to uz uvjet da su oba pojačala identična te da su hibridi idealni. To znači da, iako postoje dva pojačala, ukupno pojačanje nije udvostručeno, već svako od pojačala prima i obrađuje pola ulazne snage čime nastaju manja intermodulacijska izobličenja drugog i trećeg reda.

Jedna od dobrih strana balansnog pojačala ogleda se i po pitanju stabilnosti. U slučaju idealnih hibrida i jednakih pojačala vrijede izrazi:

$$|\Gamma_{ul}|=|\Gamma_{iz}|=0, \quad (25)$$

$$|S_{11poj}|=|S_{22poj}|=0, \quad (26)$$

$$|S_{12_A}|=|S_{12_B}|=|S_{12poj}|, \quad (27)$$

$$|S_{21_A}|=|S_{21_B}|=|S_{21poj}|. \quad (28)$$

pa apsolutna vrijednost determinante raspršne matrice poprima sljedeći oblik

$$|\Delta|=|S_{11}S_{22}-S_{12}S_{21}|=|S_{12poj}S_{21poj}|. \quad (29)$$

Faktor stabilnosti K balansnog pojačala ima oblik

$$K=\frac{1-|S_{11}|^2-|S_{22}|^2+|\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|}=\frac{1+|S_{12poj}S_{21poj}|^2}{2|S_{12poj}S_{21poj}|}. \quad (30)$$

Zamijeni li se umnožak $|S_{12poj}S_{21poj}|$ s x , izraz za faktor stabilnosti poprima jednostavniji oblik

$$K=\frac{1+x^2}{2x}. \quad (31)$$

Minimalna vrijednost faktora stabilnosti nalazi se deriviranjem funkcije K po varijabli x i izjednačavanjem s nulom:

$$\frac{dK}{dx}=\frac{x^2-1}{2x^2}=0. \quad (32)$$

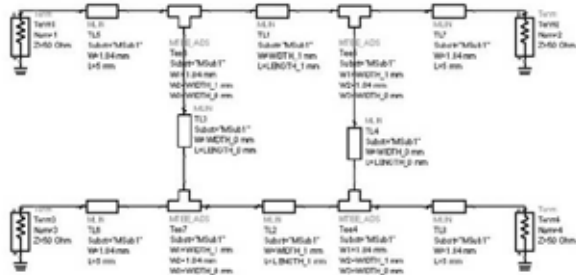
Iz dva dobivena rješenja fizikalno je moguće samo ono s pozitivnim predznakom, dakle $x_2=1$, jer je apsolutna vrijednost umnoška prijenosnih parametara balansnog pojačala uvijek pozitivna. To rješenje daje faktor stabilnosti $K=1$, što ujedno znači da je minimalno moguća vrijednost faktora stabilnosti jednaka jedan, dakle na rubu stabilnosti. Iz navedenog se može zaključiti da maksimalna moguća nestabilnost pojačala nastupa za vrijednost $|S_{12poj}S_{21poj}|=1$, odnosno da je balansno pojačalo na središnjoj frekvenciji hibrida apsolutno stabilno, bez obzira na stanje stabilnosti osnovnih pojačala.

Osnovna pojačala u sklopu balansnog pojačala mogu se projektirati s obzirom na ujednačenost pojačanja, faktor šuma i td., bez obzira na odnose stojnih valova u njihovim ulaznim i izlaznim krugovima što se smatra jednom od njihovih temeljnih prednosti. Isto tako, refleksije signala u ulaznim i izlaznim krugovima osnovnih pojačala apsorbiraju se na 50 omskim zaključenjima kvadrature hibrida, čime su osigurani niski ulazni i izlazni koeficijenti refleksije (dobra prilagođenost na ulazu i izlazu) kao i poboljšana stabilnost kako osnovnih pojačala, tako i cijelog sklopa. S obzirom na pouzdanost, zakaže li s radom jedno od dva osnovna pojačala, balansno pojačalo će i dalje raditi, samo sa 6 dB manjim pojačanjem snage. čime je osigurana dvostruko veća pouzdanost odnosu na osnovno pojačalo. Nadalje, širina pojasa balansnog pojačala, ovisno o pojasnoj širini kvadrature hibrida, može premašiti širinu oktave, što se smatra vrlo dobrim svojstvom. Balansna pojačala lako se kaskadiraju s drugim stupnjevima zbog svojstva dobre izolacije kvadrature hibrida, a točka kompresije od 1 dB otprilike je za 3 dB veća u odnosu na osnovno pojačalo, što znači da će ovo moći podnijeti dvostruko veću snagu bez pojave izobličenja izlaznog signala. Sve navedeno dolazi i s određenim nedostacima poput dvostruko veće potrošnje istosmjerne snage i većih troškova proizvodnje.

3. PROGRAMSKI MODEL I SIMULACIJA KVADRATURNOG HIBRIDA

Kompletan model i simulacija mreže kao i grafički prikazi rađeni su u programskom paketu Agilent Advanced Design System 2009. Ispitni model kvadraturnog hibrida na kojemu je rađena simulacija raspršnih parametara prikazan je slikom 3.

Slika 3. RAČUNALNI MODEL KVADRATURNOG HIBRIDA



Izvor: Izradio autor rada

Linije TL1, TL2, TL3 i TL4 predstavljaju ogranke kvadraturnog hibrida čije su duljine i širine početno bile definirane teorijskim vrijednostima, a to su $\lambda_g/4$ na središnjoj frekvenciji od 3 GHz na supstratu čiji su parametri prikazani slikom 5.6, te odgovarajuće širine linija karakterističnih impedancija 50Ω , odnosno $50/\sqrt{2} \Omega$. Širina linija 50 omskih ogranaka prije optimizacije iznosila je 1,84 mm, a širina $50/\sqrt{2} \Omega$ linijskih ogranaka bila je 3,02 mm. Linije TL5, TL6 i TL7 čine spojeve linijskih ogranaka s odgovarajućim prolazima hibrida. Svi su prolazi zaključeni s 50Ω u skladu s definicijom određivanja raspršnih parametara.

Slika 4. PARAMETRI SUPSTRATA

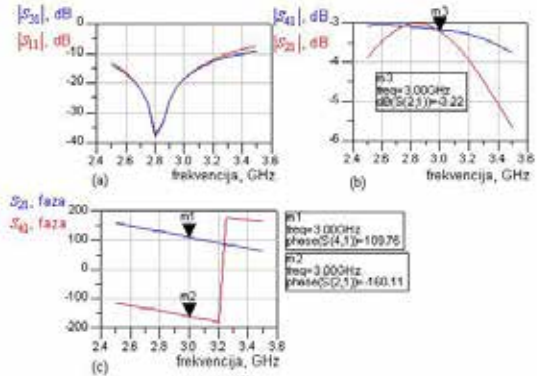
MSub
MSUB
MSub1
H=0.61 mm
E _r =2.19
Mur=1
Cond=5.81E+7
Hu=1.0e+30 meter
T=36 um
TanD=0.0009
Rough=0 mm

Izvor: Izradio autor rada

Parametri supstrata prikazani na slici 4 imaju redom sljedeća značenja: H - visina supstrata, E_r - relativna dielektričnost, Mur - relativna permeabilnost, Cond - vodljivost, Hu - udaljenost oklopa od površine supstrata, T - debljina metalizacije, TanD - tangens kuta gubitaka, Rough - površinska hrapavost.

Rezultati simulacije raspršnih parametara prije optimizacije (slika 5) otkrili su određena odstupanja od idealnih parametara kvadraturnog hibrida, a najznačajnije su bili pomaknuti minimumi raspršnih parametara S₁₁ i S₃₁ sa središnje frekvencije od 3 GHz na stotinjak MHz nižu frekvenciju, te maksimumi parametara S₂₁ i S₄₁.

Slika 5. PRIKAZ SIMULACIJE RASPRŠNIH PARAMETARA KVADRATURNOG HIBRIDA PRIJE OPTIMIZACIJE: (a) Simulacija raspršnih parametara S₃₁ i S₁₁; (b) Simulacija raspršnih parametara S₂₁ i S₄₁; (c) Fazna razlika između prolaza 1 i 4



Izvor: Izradio autor rada

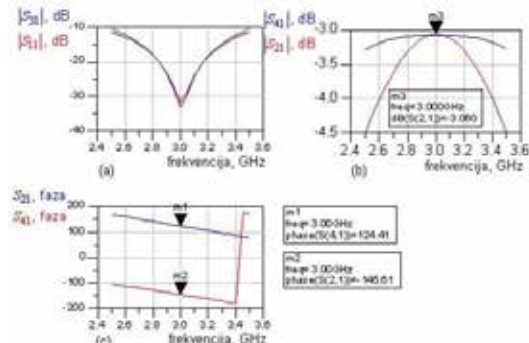
Glavni ciljevi optimizacije išli su za postizanjem što manjeg koeficijenta refleksije na prolazu 1, inače pobudnom prolazu u sklopu balansnog pojačala, zatim za što boljom izolacijom, odnosno što manjom vrijednosti raspršnog parametra S₃₁, te za spregom od 3 dB između prolaza 2 i 4. Također, cilj je bio zadržati faznu razliku od 90° između prolaza 2 i 4. Ciljevi optimizacije dani su slikom 6, a rezultati optimizacije u nastavku, slikom 7.

Slika 6. OPTIMIZACIJSKI CILJEVI KVADRATURNOG HIBRIDA

GOAL	GOAL
Goal	Goal
OptimGoal1	OptimGoal2
Expr="db(S2,1)"	Expr="db(S4,1)"
SimInstanceName="SP1"	SimInstanceName="SP1"
Min=-3.0	Min=-3.0
Max=-3.0	Max=-2.9
Weight=1	Weight=1
RangeVar[1]="freq"	RangeVar[1]="freq"
RangeMin[1]=2.8 GHz	RangeMin[1]=2.9 GHz
RangeMax[1]=3.2 GHz	RangeMax[1]=3.1 GHz

Izvor: Izradio autor rada

Slika 7. PRIKAZ REZULTATA OPTIMIZACIJE: (a) Raspršni parametri S₃₁ i S₁₁ nakon optimizacije; (b) Raspršni parametri S₂₁ i S₄₁ nakon optimizacije; (c) Fazna razlika između prolaza 1 i 4 nakon optimizacije



Izvor: Izradio autor rada

Rezultati optimizacije pokazuju da su zadovoljeni postavljeni ciljevi, a to su iznos sprege hibrida od 3 dB, velika izolacija prolaza 3, dobra prilagođenost prolaza 1, te ispravan fazni odnos između prolaza 2 i 4.

4. ZAKLJUČAK

U radu je prikazan princip rada širokopolasnog mikrovalnog balansnog pojačala, te kvadratnog hibrida kao bitnog dijela pojačala odgovornog za dobro prilagođenje ulazne i izlazne impedancije te u konačnici povoljan odnos širine pojasa i maksimalnog pojačanja. S obzirom na kompleksnost dizajna takvih sklopova, korištenje softverskih alata za modeliranje i analizu mikrovalnih sklopova uvelike olakšava nužan proces optimizacije u pojedinim fazama modeliranja. Zahtjevi za optimizacijom inicijalnog modela kvadratnog hibrida išli su za postizanjem što manjeg koeficijenta refleksije na pobudnom prolazu balansnog pojačala, što boljom izolacijom prolaza 3, te spregom od 3 dB između prolaza 2 i 4. Sve navedeno uspješno je postignuto nakon pravilno postavljenih optimizacijskih ciljeva čime se pokazuje korisnost upotrebe alata za simulaciju i dizajn mikrovalnih elektroničkih sklopova. Na temelju dobivenih rezultata moguće je pristupiti praktičnoj realizaciji simuliranog sklopa, te eventualno daljnjoj integraciji u simulaciji i dizajnu balansnog pojačala sa središnjom frekvencijom na 3 GHz.

LITERATURA

1. Pozar, D. M: Microwave engineering, 4th edition, John Wiley & Sons, New York, 2011.
2. Gonzalez, G: Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design, 2nd edition, Prentice Hall, New Jersey, 1997.
3. Pozar, D. M: Microwave and RF Design of Wireless Systems, John Wiley & Sons, New York, 2001.
4. Glover, I. A; Pennock S. R; Shepherd P. R: Microwave Devices, Circuits and Subsystems for Communications Engineering, John Wiley & Sons, Whiltshire, Great Britain, 2005.
5. Predavanja iz mikrovalne elektronike: Uvod u pojačala, http://www.fer.hr/predmet/mikel_a, ožujak 2007.
6. Predavanja iz mikrovalne elektronike: Balansno pojačalo, http://www.fer.hr/predmet/mikel_a, ožujak 2007.
7. Predavanja iz mikrovalne elektronike: Izvedbe pojačala, http://www.fer.hr/predmet/mikel_a, ožujak 2007.
8. <http://course.ee.ust.hk/elec518/lect6.pdf> (22.11.2014.)
9. Introduction to Agilent ADS circuit simulation tools, http://www.ece.ucsb.edu/~long/ece594a/ADS_introduction.pdf, (22.11.2014.)
10. http://www.datasheet4u.com/html/M/A/4/MA4TF5005_MA-Com.pdf.html (12.11.2014.)