

6-bitni aktivni pomerač faze - vektor modulator za opseg učestanosti oko 28 GHz -a

Vuković Aleksandar 2018/3034, *student*

Sažetak—U nastavku su predstavljeni blokovi aktivnog pomerača faze - vektor modulator za tehnologiju IHP SiGe BiCMOS 130nm za opseg učestanosti oko 28 GHz (od 26.5 GHz do 29.5 GHz). Pomerač faze je kontrolisan 8-bitnim digitalno analognim konvertorom.

I. UVOD

NAJČEŠĆI integrisani fazni pomerači se zasnivaju na vektor-modulatoru, topologiji sa raspoređenim parametrima (distribuirani) kao i topologijama reflektivnog i prekidačkog tipa. U nastavku je prikazan integrisani aktivni fazni pomerač zasnovan na vektor modulatoru.

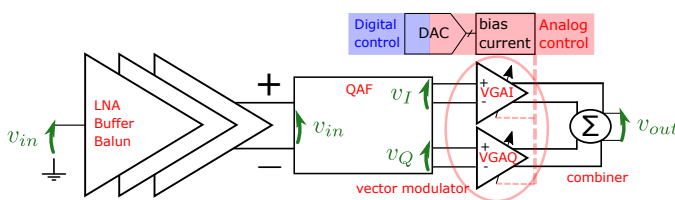
A. Specifikacije pomerača faze

Za razvoj i optimizaciju pomerača, potrebno je voditi računa o mnogobrojnim ograničenjima, od kojih treba izdvojiti:

- opseg kontrole faze, teži 360° .
- fazna rezolucija, gde je poželjna linearna kontrola
- grupno kašnjenje, ima veliki uticaj na širokopojasne sisteme jer dovodi do disperzije (rasprašivanja)
- slabljenje signala, koje zavisi i od faze, ova zavisnost od faze se može nadoknaditi pojačavačima sa podesivim pojačanjem

ali i ne zanemariti sveprisutne zahteve vezane za širokopojasnost, linearnost kod velikog signala, potrošnju, prostor na čipu, šum i stabilnost sistema. Ove specifikacije se moraju razmatrati za sve topologije pomerača zasebno, zbog različitih podblokova.

B. Arhitektura pomerača faze sa vektor modulatorom



Slika 1. Arhitektura aktivnog faznog pomerača

Pomeranje faze, tj. sinteza faze se ostvaruje i zasnovana je na sabiranju kvadrturnih vektora linearnom operacijom koja je u idealnom slučaju nezavisna od učestanosti u određenom opsegu učestanosti. Digitalna kontrola pomeraja faze može biti implementirana direktno kao bit znaka I i Q signala koji se pojavljuju na ulazu pojačavača ili indirektno preko DA konvertora kojim se upravlja polarizacija tih pojačavača podesivih pojačanja (VGA), tako što će bit najveće težine postati bit znaka. U ovoj arhitekturi je iskorišćeno indirektno ostvarivanje ove kontrole znaka ulaznih signala vektor modulatora. Kako

bi se lako izvršila promena znaka ulaznog signala on se prethodno prevodi u diferencijalni oblik pomoću *BALUN*-a, da bi se potom *I/Q all-pass* filtrom generisali signali u kvadraturi. Arhitektura aktivnog faznog pomerača je prikazana na slici 1.[1]

Operacijom sabiranja dva signala u kvadraturi može se dostići fazni opseg od 90° , a operacijama sabiranjem i negiranjem se ostvaruje fazni opseg 360° .

Pošto se pojačavačem podesivog pojačanja upravlja DA konvertorom, fazna rezolucija pomerača faze je ograničena brojem bitova tog konvertora, ali ovaj broj se može degradirati i samom degradacijom signala koje modulišemo.

II. GENERATOR SIGNALA U KVADRATURI

Generator I/Q signala je ključan za rad faznog pomerača, jer od njegovih performansi zavisi preciznost faze, a time i kvalitet fazne modulacije. Važne specifikacije I/Q generatora su fazno i amplitudsko odstupanje ova dva signala u kvadraturi, njihovo slabljenje i propusni opseg, od kojih su opseg i fazno odstupanje fundamentalna ograničenja.

A. RC-CR filter

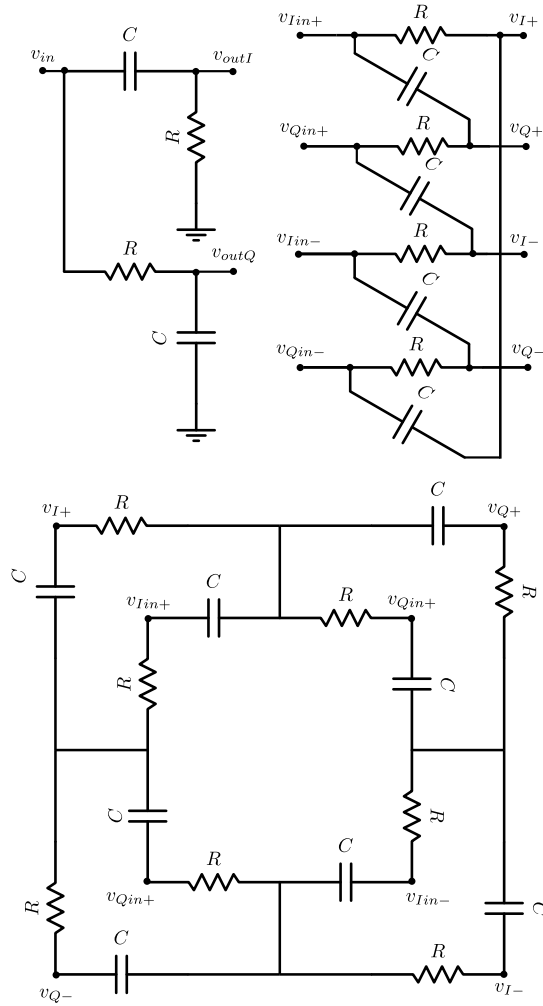
Kao jednostavan primer I/Q generatora je predstavljen RC-CR filter i njegova polifazna verzija. Kod ovog filtra se javlja problem slabljenja i osetljivosti na varijacije procesa. Izlazna impedansa filtra je kapacitivna, pa dodavanjem na izlaz kola čija kapacitivnost je obično istog reda kao i ova kapacitivnost, što se odražava kao izrazito uskopojasno ponašanje ovog filtra koje ograničava mogućnosti pomerača faze, iako sam po sebi za fazni pomeraj nema izraženu zavisnost od učestanosti. RC filter i njegova polifazna kombinacija su prikazani na sl. 2.

Problem uskopojasnosti se na štetu povećanog slabljenja signala može ublažiti korišćenjem višestepenog polifaznog RC-CR filtra. Ovakav filter je korišćen za implementaciju u radu koji radi na učestanosti od 1 GHz. Višestepeni filter je prikazan na sl. 2, i ima konstantu razliku faza na nekoliko oktava opsega učestanosti, pa se koristi za širokopojasna spread-spectrum rešenja [6].

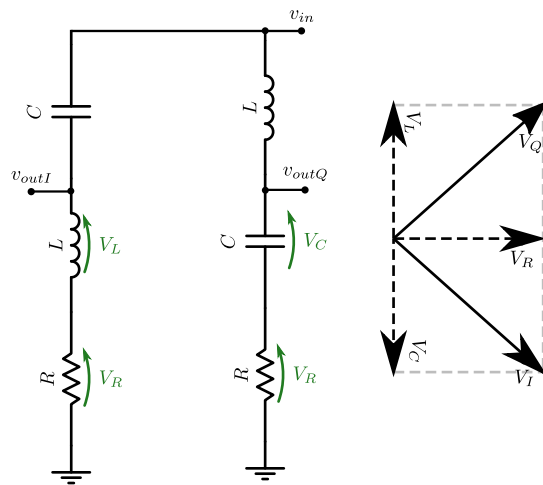
B. Kvadrturni all-pass filter (QAF)

Kvadrturni *all-pass* filter (prikazan na sl. 3 zajedno sa fazorskim dijagramom)

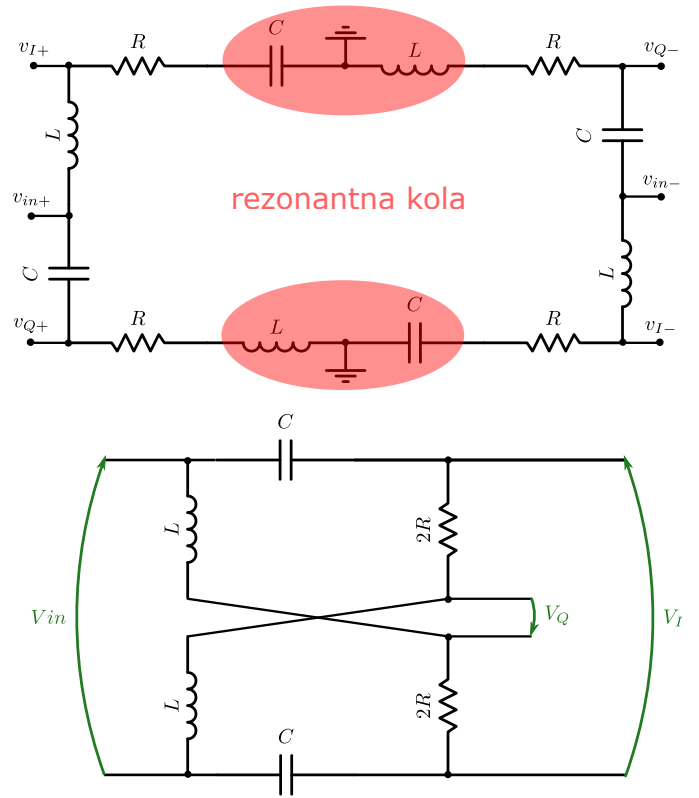
Kao i RC-CR filter, ni QAF nije imun na opterećivanje izlaza kapacitivnošću i zbog toga se koristi diferencijalni QAF.



Slika 2. RC-CR filter kao i polifazna i višestepena verzija



Slika 3. QAF single ended



Slika 4. Transformacija u diferencijalnu all-pass mrežu

Izvođenje diferencijalnog kola iz kvadratnog *all-pass* filtra je prikazano na slici 4. Iskorišćena je sloboda u biranju vrednosti redno vezanih kondenzatora i kalema, pa su izabrane one najpogodnije, kada su u rezonanci, i mogu se izbaciti iz kola, što nam olakšava dizajn.

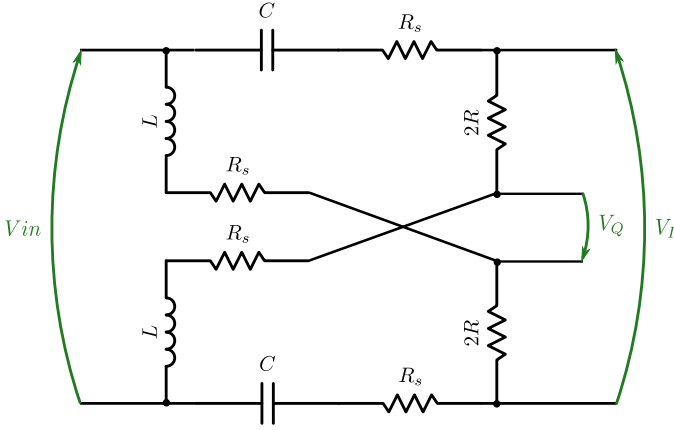
Razlika faza I i Q signala QAF-a odgovara geometriji nula u I/Q karakteristici:

$$\begin{bmatrix} V_{I\pm} \\ V_{Q\pm} \end{bmatrix} = V_{in} \times \begin{bmatrix} s^2 + \frac{2\omega_o}{Q}s - \omega_o^2 \\ \pm \frac{2\omega_o}{Q}s - \omega_o^2 \\ s^2 - \frac{2\omega_o}{Q}s - \omega_o^2 \\ \mp \frac{2\omega_o}{Q}s - \omega_o^2 \end{bmatrix}$$

C. Diferencijalni degenerisani QAF

Implementiranje generatora signala postaje teže na višim učestanostima, jer se po pravilu sadrže elemente manjih kapacitivnosti i induktivnosti pa paraziti više dolaze do izražaja. Kod promene pojačanja pojačavača menjaju se paraziti, zbog toga se koristi diferencijalni generator, jer se i kontrola može napraviti diferencijalno ($I_{TOTAL} = I_P + I_N = const.$) pa generator vidi znatno manje promene impedanse na izlazu.

Dodavanjem otpornosti na red sa reaktivnim elementima se smanjuje njihov faktor dobrote (Q) i povećava propusni opseg. Ali ove otpornosti povećavaju grešku amplitude, slabljenje I i Q signala i povećavaju potrošnju kola. Neke integrisane tehnologije poseduju otpornike u višim metalnim slojevima



Slika 5. Degeneracija all-pass mreže

za pogoršavanje Q faktora pasivnih mreža za prilagođenje, ali IHP SiGe 130 nm tehnologija nema, pa se koriste parazitne otpornosti ili otpornici u nižim slojevima i supstratu.

Razlika faza I i Q signala degenerisanog QAF-a odgovara geometriji nula u I/Q prenosnoj karakteristici:

$$\begin{bmatrix} V_{I\pm} \\ V_{Q\pm} \end{bmatrix} = V_{in} \times \begin{bmatrix} \pm \frac{s^2 + \frac{2\omega_o}{Q}s - \omega_o^2}{s^2 + \frac{2\omega_o}{Q}(1 + \frac{R_s}{R})s - \omega_o^2} \\ \mp \frac{s^2 - \frac{2\omega_o}{Q}s - \omega_o^2}{s^2 + \frac{2\omega_o}{Q}(1 + \frac{R_s}{R})s - \omega_o^2} \end{bmatrix}$$

Prenosna karakteristika degenerisanog QAF-a ima iste nule kao i običan diferencijalni QAF, ali polovi se zbog pogoršanja Q faktora udaljavaju jedan od drugoga.

III. VEKTOR MODULATOR

Vektor modulator se sastoji od dva pojačavača linearno podesivog pojačanja (VGA - Variable Gain Amplifier) napravljenih u topologiji Gilbertove ćelije. Diferencijalni I/Q izlazni signali QAF generatora pogone ova dva pojačavača (vidi sliku 6).

Linearnost zavisnosti pojačanja u odnosu na struju preslikavanja se može pokazati pomoću izvođenja.

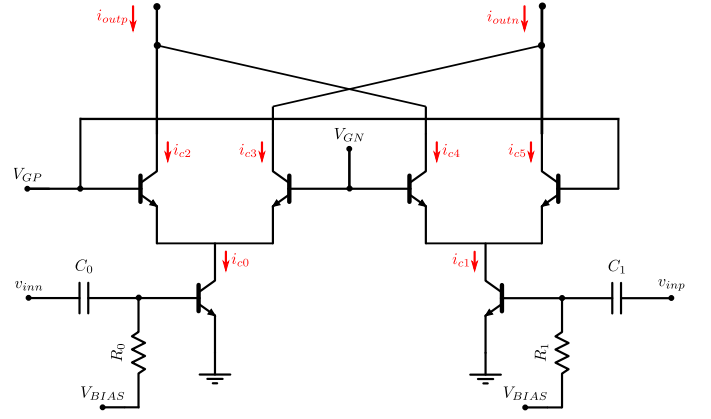
Upotrebom Kirhofovog zakona za izlazne struje kolektora tranzistora (Q_{1-4}) se dobija:

$$\begin{aligned} i_{outn} &= i_{c5} + i_{c3}, \quad i_{outp} = i_{c4} + i_{c2} \\ i_{c0} &= i_{c2} + i_{c3}, \quad i_{c1} = i_{c4} + i_{c5} \end{aligned} \quad (1)$$

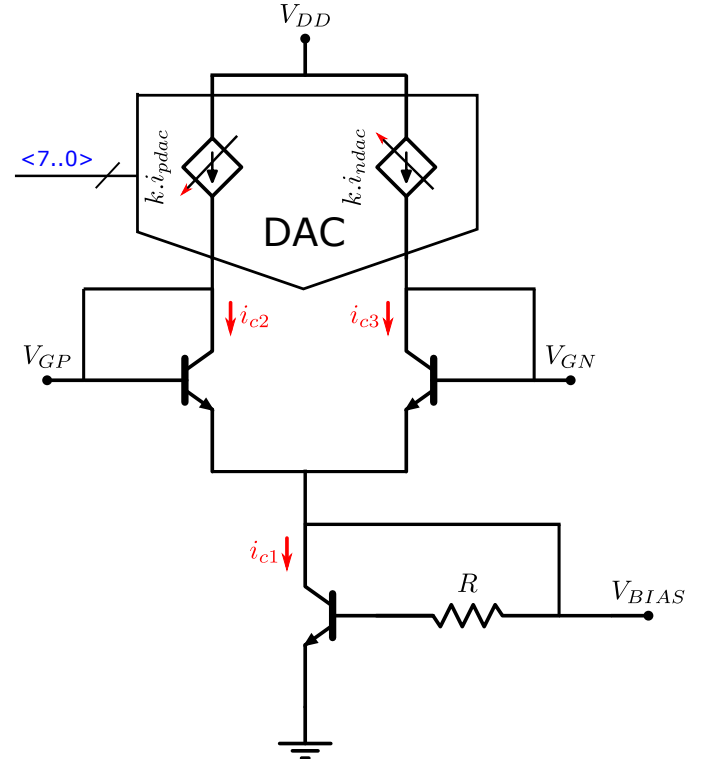
a preslikavanjem struja:

$$i_{c0} = i_{in}, \quad i_{c1} = -i_{in} \quad (2)$$

Transkonduktansa HBT bipolarnog tranzistora je proporcionalna struji kolektora:



Slika 6. Linearno podesiv pojačavač (Gilbertova ćelija)



Slika 7. Kolo za polarizaciju VGA

$$g_m = \frac{qI_c}{kT} \quad (3)$$

pa se struje kolektora mogu izraziti preko odnosa transkonduktanskog pojačavača:

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \quad (4)$$

Transkonduktanse tranzistora Q2 i Q4 su jednake kao i Q3 i Q5

$$g_{m2} = g_{m5}, \quad g_{m3} = g_{m4} \quad (5)$$

Koristeći jednačine (1), (2), (3) i (4), struje i_{c2-5} se mogu izraziti:

$$\begin{aligned} \frac{i_{c2}}{i_{in}} &= \frac{i_{c2}}{i_{c2} + i_{c3}} = \frac{g_{m2}}{g_{m2} + g_{m3}}, \\ -\frac{i_{c5}}{i_{in}} &= -\frac{i_{c5}}{i_{c4} + i_{c5}} = -\frac{g_{m5}}{g_{m4} + g_{m5}} \end{aligned} \quad (6)$$

Na osnovu (5) i dualnosti parova struja kolektora, struje i_{c2-5} se mogu izraziti kao:

$$\begin{aligned} i_{c2} = -i_{c5} &= \frac{g_{m2}}{g_{m2} + g_{m3}} i_{in} = \frac{I_{c2}}{I_{c2} + I_{c3}} i_{in}, \\ i_{c3} = -i_{c4} &= \frac{g_{m3}}{g_{m2} + g_{m3}} i_{in} = \frac{I_{c3}}{I_{c2} + I_{c3}} i_{in}, \end{aligned} \quad (7)$$

$$i_{outp} = -i_{outn}$$

$$i_{outp} = i_{c2} + i_{c4} = \frac{I_{c2} - I_{c3}}{I_{c2} + I_{c3}} i_{in} = \frac{I_{PDAC} - I_{NDAC}}{I_{PDAC} + I_{NDAC}} i_{in}$$

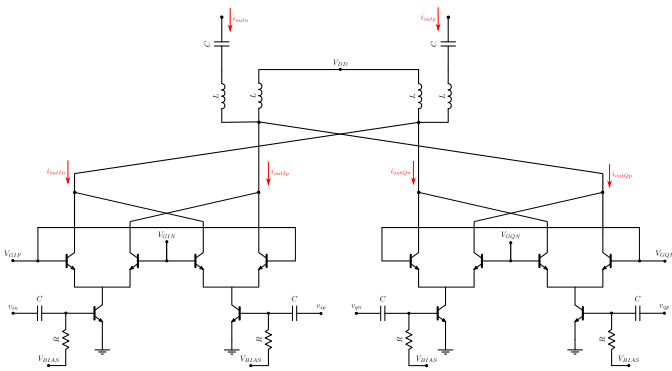
Poželjno je da $I_{PDAC} + I_{NDAC} = const.$ kako bi generator I/Q signala video manje više konstantu impedansu na svom izlazu, pa od promenljivih na izlazu nam ostaje samo razlika $I_{PDAC} - I_{NDAC}$. Osmobitni DA konvertor nam daje kontrolu struje $N * I_{REF_DAC}$, gde se N nalazi u opsegu od -127 do 126.(127?)

$$g_{moutp} = \frac{N * I_{REF}}{I_{DAC}} g_{min} \quad (8)$$

Sve ovo važi i za I i Q deo vektor-modulatora:

$$\begin{aligned} g_{moutp_I} &= \frac{N_I * I_{REF_I}}{I_{DAC_I}} g_{min_I} \\ g_{moutp_Q} &= \frac{N_Q * I_{REF_Q}}{I_{DAC_Q}} g_{min_Q} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{N_Q}{N_I}\right) \quad (10)$$



Slika 8. Vektor modulator

Za kaleme u kombajneru je bitno da imaju što bolji Q faktor kako bi pojačanje VGA bilo što veće!

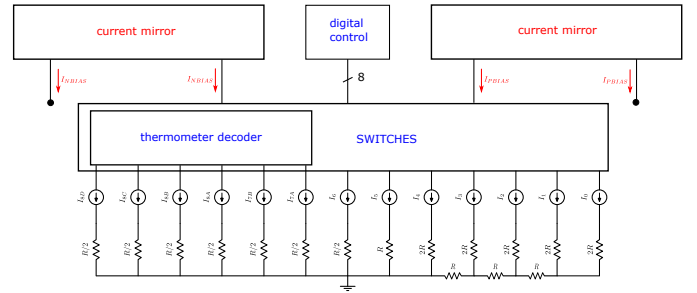
A. Kolo za polarizaciju modulatora

Linearna kontrola Gilbertove ćelije zasnovane na MOS tranzistorima je teško ostvariva jer nelinearna zavisnost pojačanja od kontrole struje zahteva kompleksnu višebitnu kontrolu.

Upravljanje pojačanjem konfigurabilnih pojačavača se vrši polarizacijom bipolarnih tranzistora Gilbertovih ćelija preslikavanjem struja I_{PDAC} i I_{NDAC} za I i Q signale nezavisno.

IV. DIGITALNO-ANALOGNA KONTROLA MODULATORA

Preslikana struja se generiše DA konvertorom. DA konvertor je projektovan na osnovu kombinacije R-2R lestvičaste arhitekture za niže bitove i termometarskog koda u kome se izražavaju najviša 3 bita. Deo arhitekture zasnovan na R-2R lestvicama zahteva više otpornika, ali zauzima manje prostora zbog manjeg broja tranzistora, dok arhitektura sa termometarskim kodiranjem nam daje preciznije balansiranje na izlazu na štetu veće površine digitalno analogne kontrole na čipu. Na ovaj način se u zavisnosti od potreba za površinom i performansama, može odrediti koliko će bitova pripadati kojoj arhitekturi.



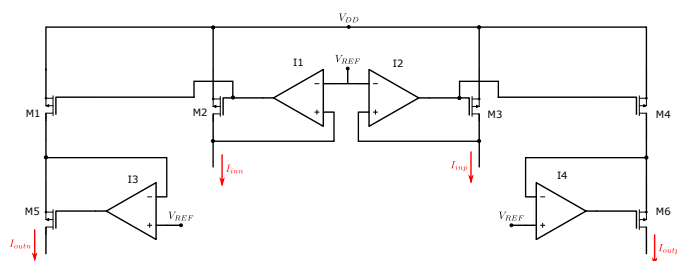
Slika 9. Arhitektura digitalno analogne kontrole

A. Strujno ogledalo

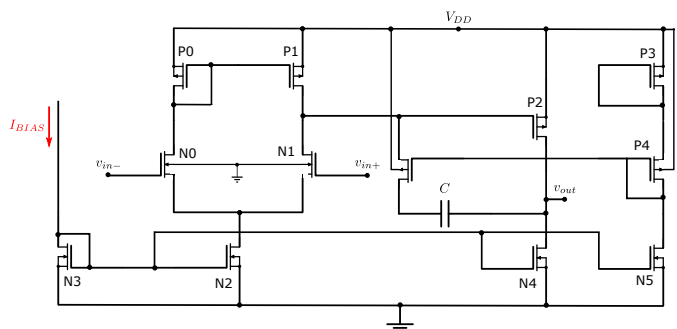
Strujno ogledalo pruža potrebno preslikavanje struje generisane DA konvertorom u struju kojom se polarise VGA održavajući linearnost nezavisno od ulaznih kontrolnih bitova. Kako bi se ovo postiglo potrebno je da naponi drejna budu konstantni na tranzistorima reference i ogledala.

B. Stabilnost strujnog ogledala

Strujno ogledalo osciluje kada se pomoću Verilog-A bloka generišu njegovi signali za digitalnu kontrolu kao inkrement na nekoj učestanosti. Posle nekoliko promena digitalne kontrole struja proosciluje (kao kod [5] Fig. 10a). Zamenom ovog strujnog ogledala za obično kaskodno, ovi problemi nestaju.



Slika 10. Šema strujnog ogledalo



Slika 11. Servo operacioni pojačavač

V. MNOŽENJE UČESTANASTI

Veoma važna specifikacija faznog pomerača je opseg kontrole, i za mnoge primene je neophodan opseg od 360° . Treba uzeti i obzir mogućnost umnožavanja ostvarene fazne kontrole. Po pravilu ovaj metod bi trebalo da relaksira zahteve za faznu kontrolu i varijaciju amplitude, ali poveća potrošnju jer ovi množači učestanosti moraju biti malošumni i linearni kako ne bi došlo do degradacije signala. [1]

VI. BLOKOVI POMERAČA FAZE

blok	podblok	tip bloka/podbloka
vmod_dac	/	schematic
vmod_dac	core	=
vmod_dac	bias	=
vmod_dac	mirror	=
vmod_dac	oa_servo_3p3	=
vmod_balun	/	schematic
vmod_balun	se2diff	ideal_sch + sch
vmod_balun	diffamp	ideal_sch + sch
vmod_qaf	/	momentum
vmod_qaf	buffer	schematic
vmod_vga	/	schematic
vmod_vga	bias	schematic
vmod_vga	core	schematic
vmod_vga	input_match	ideal_sch
vmod_vga	load	ideal_sch

VII. BROJ BITOVA POMERAČA FAZE

Procena broja bitova rezolucije faznog pomeraja je ostvarena pomoću simulacija na centralnoj učestanosti od 28 GHz, posmatranjem amplitude i faze izlaznog napona, pri promeni digitalne kontrole I i Q dela vektor modulatora. Pošto

prolazak kroz ove dve 8-bitne kontrole je vremenski i resursno previše zahtevna za samo procenu rada ovog pomerača faze, pretraga je veštački smanjena, smanjivanjem bitova rada digitalne kontrole (svaki drugi, svaki četvrti ...). Dobijeni rezultati za fazu i amplitudu za smanjeni broj kombinacija su korišćeni tako što su odabrane kombinacije sa približno istom amplitudom (pojačanjem). Radi jednostavnosti su izabrane vrednosti blizu srednje vrednosti (što se ne mora raditi, može i oko željenog pojačanja, optimizovane vrednosti tako daje najmanje odstupanje faza od idealnih). Izabrane kombinacije su uporođene sa raspodelom faze idealnog pomerača faze, i kao ocenu kvaliteta su uzeti odstupanja faze od idealne vrednosti najbliže odabrane kombinacije i uzeti parametar amplitudskog odstupanja za odabir samih kombinacija.

Ovaj postupak bi trebalo da bude vizuelno identičan kao iscrtavanje kruga na polarnom koordinatnom sistemu sa konstelacijom i određivanjem najbližih tačaka tom krugu na idealni diskretnim tačkama čiji broj odgovara.

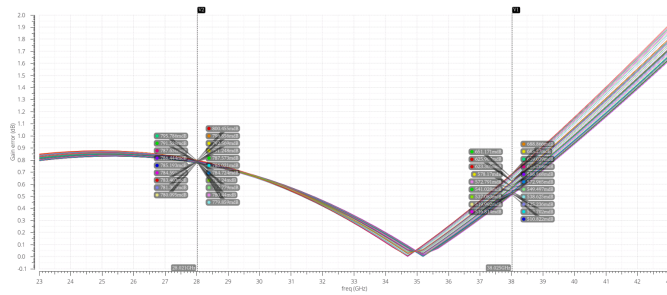
Za dozvoljenu amplitudsku grešku od 0.5 dB i 6 bita tačnosti pomerača faze, koristeći degenerisane digitalno analogne kontrole gde se koristi svaka druga kombinacija (efektivno je 7-bitna DA kontrola), dobija se maksimalna fazna greška 1.29° stepeni, a *rms* greška 0.39° stepeni.

NAPOMENA: U prilogu pdf-a se nalazi i *python* skripta koja je korišćena za procenu broja bitova. Ulazni podaci su dobijeni pomoću *testbench*-a *Cadence*-ovog simulatora u .csv formatu.

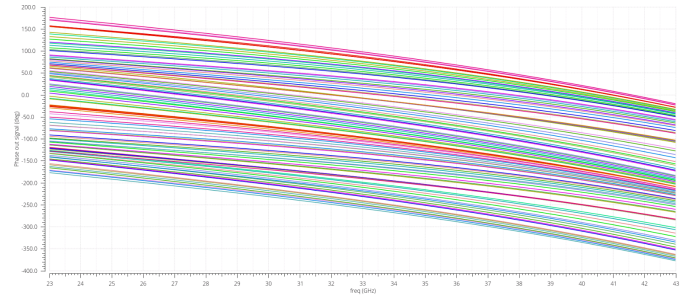
VIII. REZULTATI SIMULACIJA

Pomerač faze (i QAF) se može okarakterisati i pomoću rms vrednosti odstupanja faze i pojačanja na željenom opsegu (slike 13 i 15, gde se posmatra promena odstupanja u zavisnosti od razlike između struja za polarizacije, tj. g_m -a.). Na slikama 12 i 14 se mogu videti greške razlike faze i pojačanja signala u kvadraturi na opsezima učestanosti. Greška pojačanja je manja od 1dB , a greška razlike faze je manja od 25° . Pogoršavanjem Q faktora kalema i kondenzatora se može smanjiti greška faze na štetu slabljenja signala u kvadraturi. Ostvarena potpuna kontrola opsega faza je prikazana na slici 16, a linearna kotrola VGA na slici 17 za pun opseg digitalne kontrole VGA.

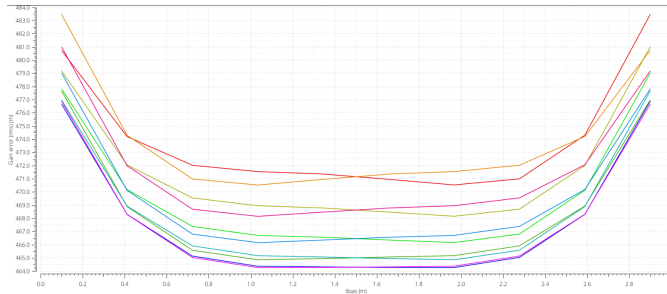
NAPOMENA: Dati grafici su prikazani kao demonstracija ograničenja i mogućnosti tehnologije i topologije za neke kritične aspekte pomača, i nisu simulirani za identične blokove, jer su oni ionako skloni promenama.



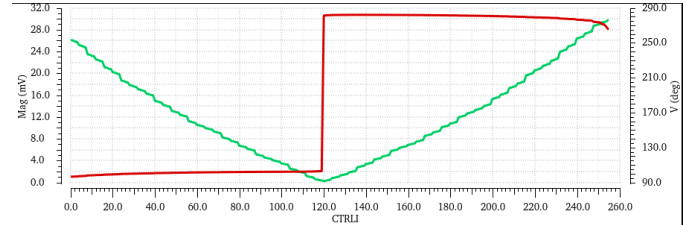
Slika 12. Greška amplitude I/Q signala na opsegu učestanosti



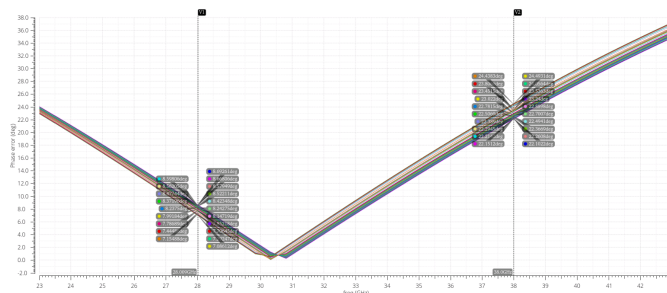
Slika 16. Opseg kontrole faze na izlazu vektor modulatora



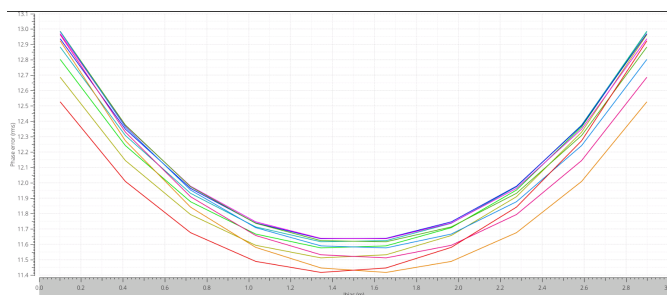
Slika 13. Odstupanje (rms) amplituda I/Q signala prema kontrolnoj struji



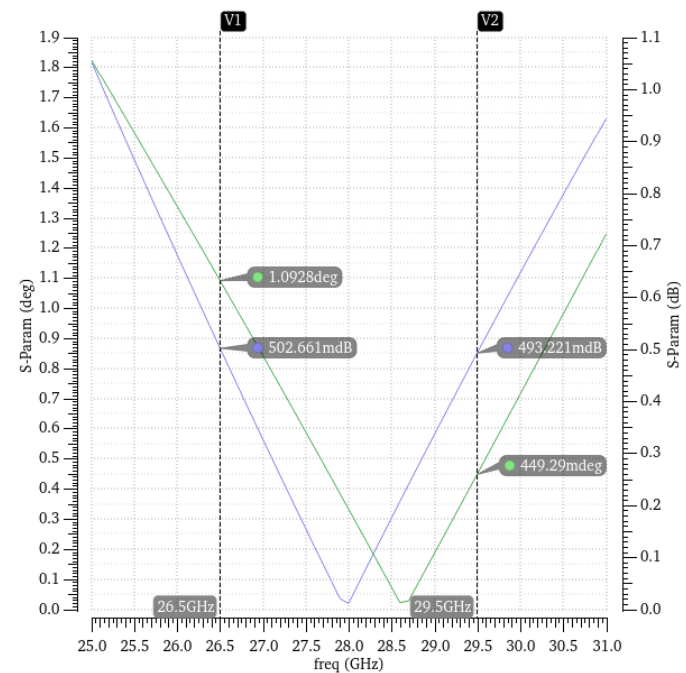
Slika 17. Amplituda i faza izlaza jedne ćelije vektor modulatora



Slika 14. Greška fazne razlike I/Q signala na opsegu učestanosti



Slika 15. Odstupanje (rms) greške fazne razlike prema kontrolnoj struji

Slika 18. Amplitudska i fazna greška I i Q signala *all-pass* filtra simuliranog Momentum-om

A. Rezultati simulacija - druga iteracija

S-parametri *all-pass* filtra su ekstrahovani pomoću Momentum elektromagnetskog simulatora. Ostatak pomerača je simuliran sa *schematic* blokovima za osnovne blokove DA kontrola, pojačavač promenljivog pojačanja, kolima za polarizaciju sa tehnološkim modelima, i sa idealnim elementima za kola za prilagođenje (poslednja slika).

IX. ZAKLJUČAK

U prethodnom tekstu teorijski je predstavljen aktivni pomerač faze sa predlogom implementacija i procenama specifikacija delova pomerača i digitalno-analogne kontrole. Lejaut je urađen samo za jedan od kritičnih blokova - polifazni filter. A predstavljena je i metodologija za određivanje kombinacija digitalne kontrole za kontrolu faznih pomeraja sa najmanjim amplitudskim i faznim greškama, koja je iskorišćena za procenu bita tačnosti pomerača.

LITERATURA

- [1] Frank Ellinger, Uwe Mayer, Michael Wickert, Niko Joram, Jens Wagner, Ralf Eickhoff, Ignacio Santamaria, Christoph Scheytt, and Rolf Kraemer *Integrated Adjustable Phase Shifters*; IEEE Microwave magazine; October, 2010; DOI: 10.1109/MMM.2010.937730
- [2] Sang Young Kim, D.-W. Kang, K.-J. Koh, and G. M. Rebeiz, *An Improved Wideband All-Pass I/Q Network for Millimeter-Wave Phase-Shifters*; IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 60, NO. 11, November 2012; April, 2012; DOI: 10.1109/TMTT.2012.2212027
- [3] Brandon Greenley, Raymond Veith, Dong-Young Chang, and Un-Ku Moon, *A Low-Voltage 10-Bit CMOS DAC in 0.01-mm² Die Area*; IEEE Transactions on Circuits and Systems—II: express briefs, vol. 52, NO. 5; May, 2005; DOI: 10.1109/TCSII.2005.843595
- [4] Minghua Wang, Yu Liu, Zhiqiang Li, Xiaosong Wang, Muhamamad M Sarfraz, Yanbin Xiao, and Haiying Zhang, *A 6-bit 38GHz SiGe BiCMOS phase shifter for 5G phased array communications*; IEICE Electronics Express, Vol.14, No.13, 1–10; May, 2017; DOI: 10.1587/elex.14.20170451
- [5] Ali Zeki, and Ali Toker, *Tunable linear CMOS current mirror*; Springer Science + Business Media, LLC 2007; January, 2007; DOI: 10.1007/s10470-007-9030-3
- [6] M. Chua, and K. W. Martin, *1GHz programmable analog phase shifter for adaptive antennas*; in Proc. IEEE Custom Integr. Circuits Conf. pp. 71–74; May, 1998; DOI: 10.1109/CICC.1998.694909