

Xbitni aktivni pomerač faze sa vektorskim modulatorom za opsege učestanosti oko 28 i 38 GHz -a (radni naslov)

Vuković Aleksandar 2018/3034, *student*

Sažetak—U nastavku su predstavljeni blokovi aktivnog pomerača faze sa vektorskim modulatorom. Pomerac 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.

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.

Sabiranjem dva signala u kvadraturi može se doći do opsega od 90° , a dodavanjem opcije sabiranja njihovih pozitivnih i negativnih vrednosti se ostvaruje 360° .

$$\cos(\alpha) + \cos(\beta) = 2\cos(\frac{\alpha + \beta}{2})\cos(\frac{\alpha - \beta}{2}) \quad (1)$$

Pošto se pojačavačem podesivog pojačanja upravlja DA konvertorom, fazna rezolucija pomerača faze je ograničena brojem bitova tog konvertora.

TOANSWER:

Kako se određuje broj bitova vektor modulatora?

Da li bi trebalo da se doda prekidačka logika za promenu orijentacije ulaznog signala na VGA? I kako ja uspem da ostvarim punu kontrolu bez toga?

Kako da ostvarim kombajner na ovom kolu (ne sme da bude mnogo kapacitvan)?

II. GENERATOR SIGNALA U KVADRATURI

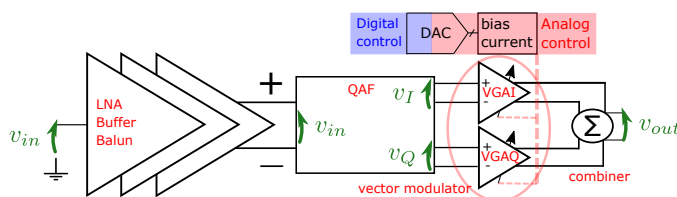
Generator I/Q signala je ključan za rad faznog pomerača, jer od njegovih performansi zavisi kvalitet fazne modulacije. Važne specifikacije I/Q generatora su fazno i amplitudsko odstupanje ova dva signala u kvadraturi, njihovo slabljenje i propusni opseg, od kojih su opseg i fazno odstupanje fundamentalna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

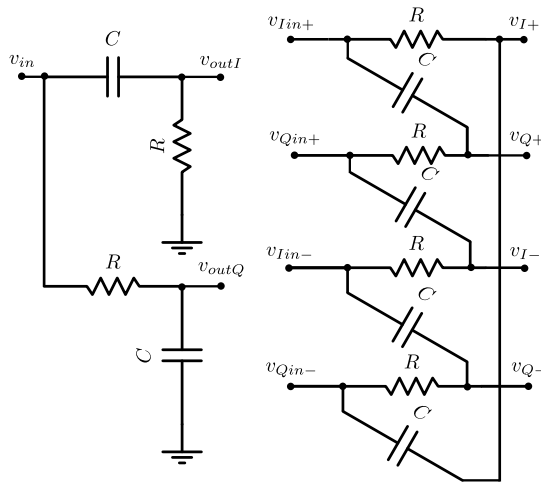
TODO: multi-stage R-C polyphase

Problem uskopojasnosti se na štetu povećanja slabljenja signala može ublažiti dodavanjem još stepeni u polifazni RC-CR filtar.



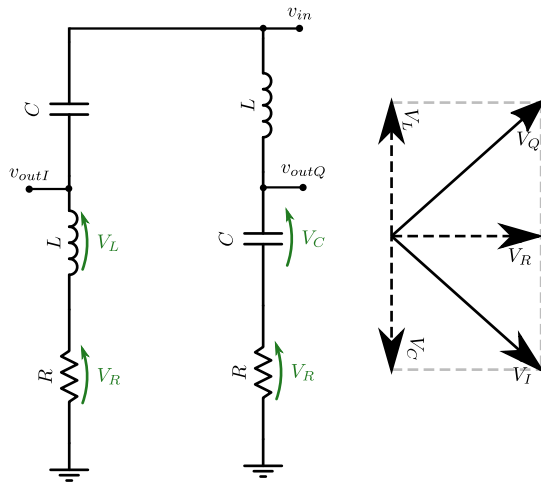
Slika 1. Arhitektura aktivnog faznog pomerača

Pomeranje faze, tj. sinteza faze se ostvaruje i zasnovana je na sabiranju kvadraturnih vektora linearnom operacijom koja je u idealnom slučaju nezavisna od učestanosti u određenom opsegu učestanosti. Digitalna kotrola pomeraja faze je implementirana direktno kao bit znaka I i Q signala koji se pojavljuju na ulazu pojačavača i indirektno preko D/A konvertora kojim se upravlja polarizacija tih pojačavača podesivih pojačanja (VGA). Kako bi se lako izvršila promena znaka ulaznog signala on se prethodno prevodi u diferencijalni



Slika 2. RC-CR filter i njegova polifazna verzija

B. Kvadraturni all-pass filter (QAF)



Slika 3. QAF single ended

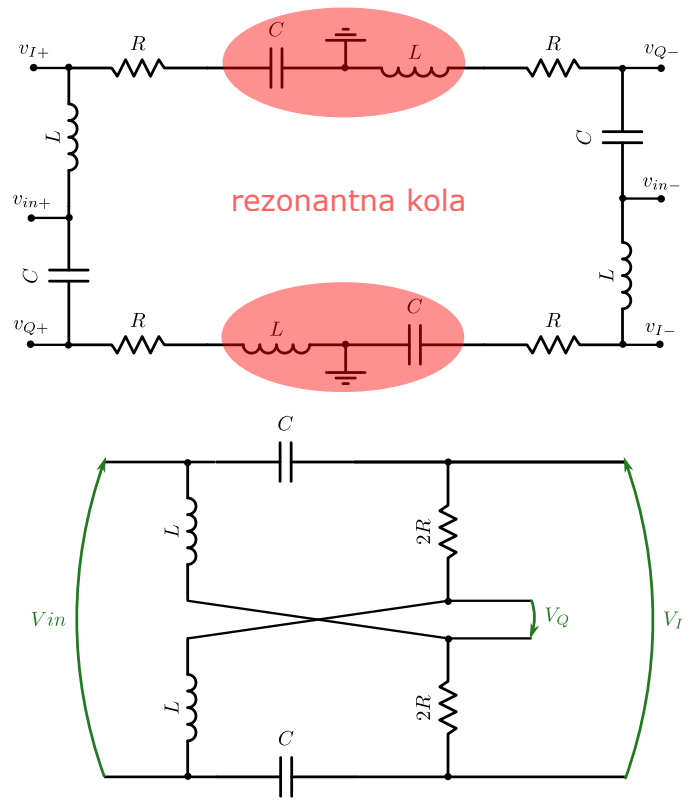
Kao i RC-CR filter, ni QAF nije imun na opterećivanje kapacitivnošću izlaza.

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

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

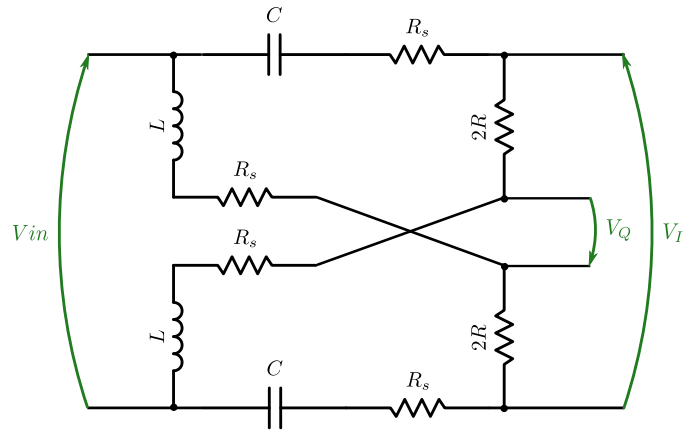
C. Diferencijalni degenerisani QAF

Implementiranje generatora signala postaje teže na višim učestanostima, jer se po pravilu prave od elemenata manjih kapacitivnosti i induktivnosti pa paraziti više dolaze do izražaja. Kod promene pojačanja pojačavača menjaju se paraziti, zbog



Slika 4. Transformacija u diferencijalnu all-pass mrežu

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.



Slika 5. Degeneracija all-pass mreže

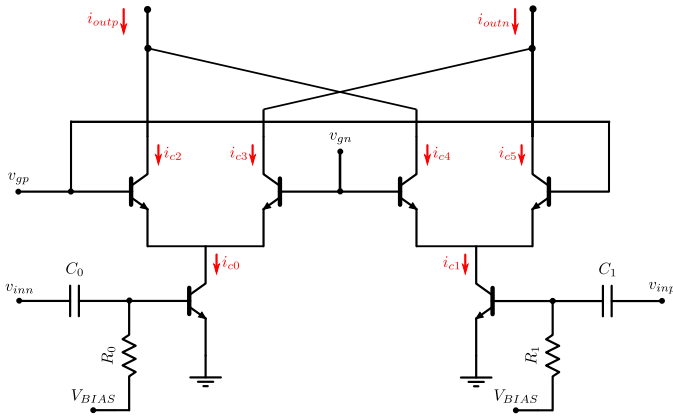
Dodavanjem otpornosti na red sa reaktivnim elementima se smanjuje njihov faktor dobrote (Q) i povećava propusni opseg, tj. smanjuje fazna greška kvadraturnih signala na opsegu učestanosti. Ali ove otpornosti povećavaju grešku amplitude, slabljenje I i Q signala i povećavaju potrošnju kola.

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

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

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).



Slika 6. Linearno podesiv pojačavač (Gilbertova ćelija)

Linearnost zavisnosti pojačanja u odnosu na struju preslikavanja se može pokazati pomoću izvođenja. Preslikavanje struje Upotrebom Kirhofovog zakona za izlazne struje kolektora tranzistora (Q_{1-4}) se dobija:

$$\begin{aligned} i_{outn} &= i_{c5} + i_{c3}, \quad i_{outp} = i_{c4} + i_{c2} \\ i_{c0} &= i_{c2} + i_{c3}, \quad i_{c1} = i_{c4} + i_{c5} \end{aligned} \quad (2)$$

a preslikavanjem struja:

$$i_{c0} = i_{in}, \quad i_{c1} = -i_{in} \quad (3)$$

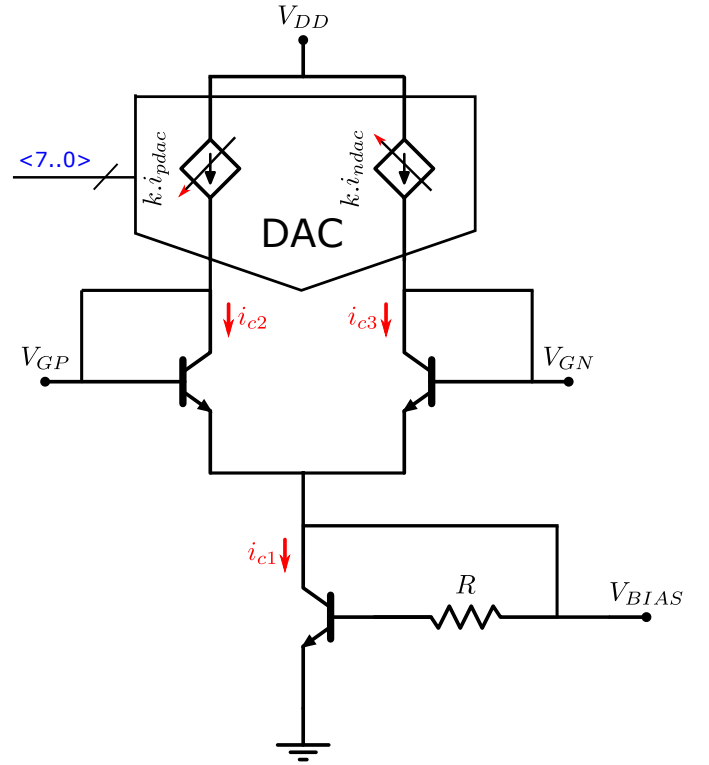
Transkonduktansa HBT bipolarnog tranzistora je proporcionalna struji kolektora:

$$g_m = \frac{qI_c}{kT} \quad (4)$$

pa se struje kolektora mogu izraziti preko odnosa transkonduktanskog pojačavača:

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \quad (5)$$

Transkonduktanse tranzistora Q_2 i Q_4 su jednake kao i Q_3 i Q_5



Slika 7. Kolo za polarizaciju VGA

$$g_{m2} = g_{m5}, \quad g_{m3} = g_{m4} \quad (6)$$

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

$$\begin{aligned} \frac{i_{c2}}{i_{in}} &= \frac{i_{c2}}{i_{c2} + i_{c3}} = \frac{g_{m2}}{g_{m2} + g_{m3}}, \\ -\frac{i_{c5}}{i_{in}} &= -\frac{i_{c5}}{i_{c4} + i_{c5}} = -\frac{g_{m5}}{g_{m4} + g_{m5}} \end{aligned} \quad (7)$$

Na osnovu (6) i dualnosti parova struja kolektora, struje i_{c2-5} se mogu izraziti kao:

$$\begin{aligned} i_{c2} &= -i_{c5} = \frac{g_{m2}}{g_{m2} + g_{m3}} i_{in} = \frac{I_{c2}}{I_{c2} + I_{c3}} i_{in}, \\ i_{c3} &= -i_{c4} = \frac{g_{m3}}{g_{m2} + g_{m3}} i_{in} = \frac{I_{c3}}{I_{c2} + I_{c3}} i_{in}, \end{aligned} \quad (8)$$

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

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

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 127.

$$g_{moutp} = \frac{N * I_{REF}}{I_{DAC}} g_{min} \quad (9)$$

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

$$g_{moutp_I} = \frac{N_I * I_{REF_I}}{I_{DAC_I}} g_{min_I} \quad (10)$$

$$g_{moutp_Q} = \frac{N_Q * I_{REF_Q}}{I_{DAC_Q}} g_{min_Q}$$

Faza izlaza se linearno kontroliše i može se odrediti kao nula prenosne karakteristike VGA?

TODO: Prenosna karakteristika VGA

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{N_Q}{N_I}\right) \quad (11)$$

TOANSWER: Simulirati uniformnu konstelaciju i dokazati ovu priču.

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} nezavisno za I i Q signale.

TODO: Izračunaj promenu pojačanja po promeni analogne* kontrole?

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 najviše 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 ovaj način se u zavisnosti od potreba za površinom i performansama, može odrediti koliko će bitova pripadati kojoj arhitekturi.

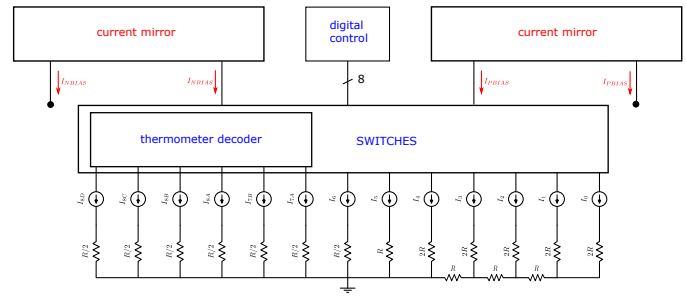
Korišćena je statička digitalno-analogna kontrola (za niske učestanosti!, koje?)

A. Strujno ogledalo

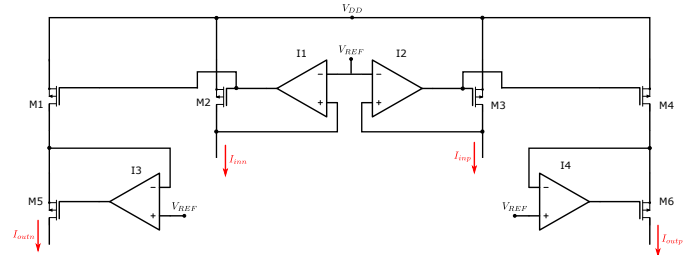
Potrebno preslikavanje (da li je potrebno?) struje generisane DA konvertorom u struju kojom se polariše VGA, mora biti održati linearnost. Što znači da nezavisno od ulaznih kontrolnih bitova mora precizno preslikavati struju. Kako bi se ovo postiglo potrebno je da naponi drejna budu konstantni na tranzistorima reference i ogledala.

V. REZULTATI SIMULACIJA

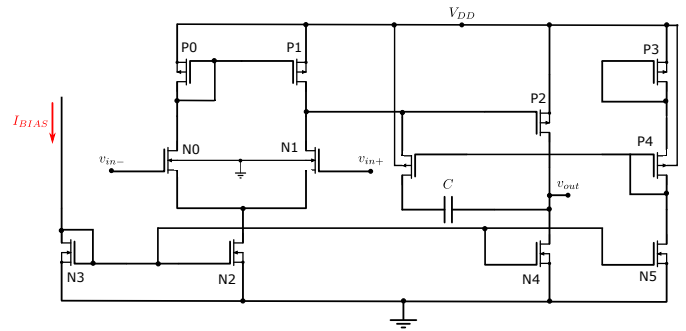
Pomerač faze se može okarakterisati i pomoću rms vrednosti odstupanja na željenom opsegu.



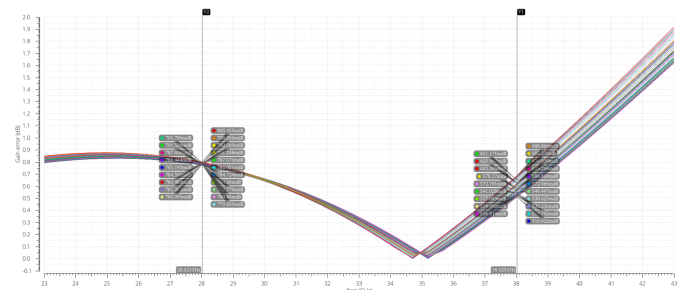
Slika 8. Arhitektura digitalno analogne kontrole



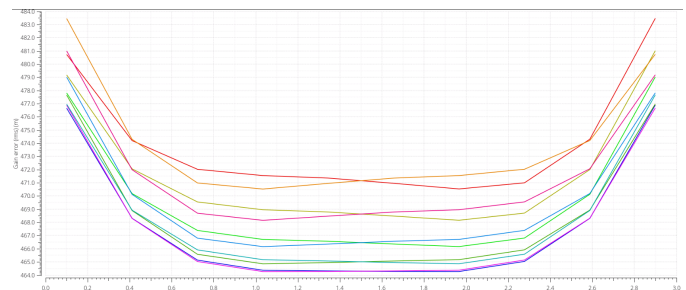
Slika 9. Šema strujnog ogledala



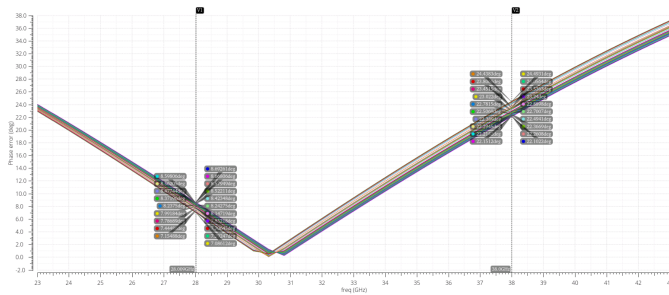
Slika 10. Servo operacioni pojačavač



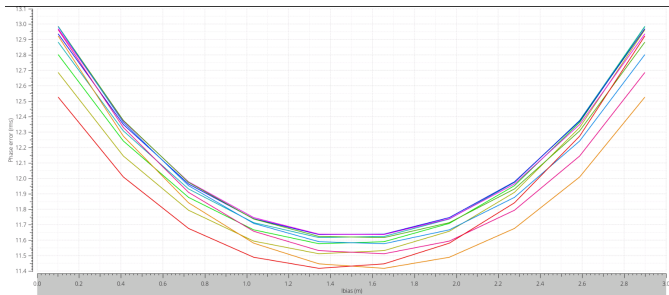
Slika 11. Greška pojačanja izlaznog signala na opsegu učestanosti



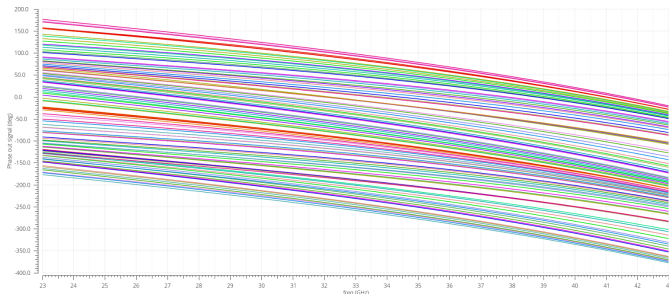
Slika 12. Odstupanje (rms) pojačanja izlaznog za kontrolnu struju



Slika 13. Greška faze izlaznog signala na opsegu učestanosti



Slika 14. Odstupanje (rms) faze izlaznog za kontrolnu struju



Slika 15. Opseg kontrole faze na izlazu vektor-modulatora

VI. ZAKLJUČAK

TODO:

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
- [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
- [5] Ali Zeki, and Ali Toket, *Tunable linear CMOS current mirror*; Springer Science + Business Media, LLC 2007; January, 2007 DOI: 10.1007/s10470-007-9030-3