

Modeliranje in simulacija aktivne CMOS sklopljene tuljave po principu kapacitivnega giratoja

Nejc Klanjšček

University of Ljubljana, Faculty of Electrical Engineering
Ljubljana, Slovenia
E-mail: nejc.kla@gmail.com

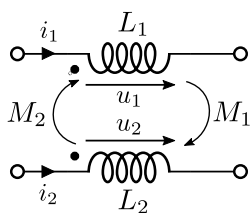
Modelling and simulation of an active, Gyrator-C, CMOS coupled inductor

Development of CMOS technology has extended far beyond its initial integration of transistors to implementation of various passive elements such as resistors, capacitors and inductors. These often cannot be implemented on the silicon, primarily due to their electrical properties, which are often closely related to their dimensions. The problem can be solved by introducing a fifth electronic element, called gyrator. This paper describes analytical calculations and simulations of an ideal and real coupled active inductor made in CMOS process, used as filter for common mode noise on communication differential lines.

1 Uvod

V elektrotehniki za prenos hitrih digitalnih komunikacijskih signalov, izkoriščamo diferencialno signalizacijo (ang. differential signaling). Ta je predvsem bolj odporna proti elektromagnetnim motnjam, kot enosmerna signalizacija (ang. single-ended signaling) ter zmanjšuje električne presluhe med linijami. Zaradi zunanjih dejavnikov, pa se na diferencialne linije prek induktivnega sklopa sklapljajo motnje in na linijah se inducira simetrični šum. Za dušenje simetričnega šuma se uporabljajo filtri, eden izmed teh je dušilka za dušenje simetričnih signalov, poznana tudi pod imenom sklopljena tuljava (ang. coupled inductor). Ta je sestavljena iz dveh navitij, ki sta naviti okrog istega magnetnega jedra. V primeru, da tokova tečeta v takšni smeri, da se polje v magnetnem jedru superponira, se tuljavi impedanca poveča in duši simetrični šum. Na sliki 1 je predstavljen simbol sklopljene tuljave s pripadajočimi električnimi veličinami.

Če zapišemo enačbi za napetost u_1 in u_2 na skloplje-



Slika 1: Simbol sklopljene tuljave

nih tuljavah dušilke L_1 in L_2 dobimo enačbi 1 in 2.

$$u_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M_2 \frac{di_2}{dt} \quad (1)$$

$$u_2 = M_1 \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (2)$$

Za dušilko simetričnih signalov je značilno to, da sta induktivnosti tuljave L_1 in L_2 enaki in sta posledično, zaradi fizikalnih omejitev, medsebojni induktivnosti M_1 in M_2 prav tako enaki. Od te točke dalje bomo lastno induktivnost tuljave označili z L , medsebojno induktivnost pa z M . S temi poenostavitvami si bomo poenostavili nadaljnje analize vezij.

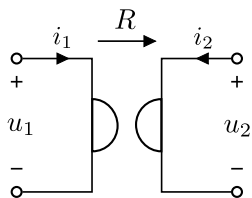
Razvoj tehnologije CMOS, je poleg integracije tranzistorjev prinesel tudi razvoj pasivnih elementov, med njimi tudi sklopljenih tuljav, ki pa jih največkrat ne integriramo v sama integrirana vezja, saj so njihove snovne značilnosti tesno povezane z njihovo geometrijo. Rešitev za omenjen problem je da spiralno tuljavo, zamenjamo z aktivno tuljavo, ki izkorišča princip giratorja, da dosežemo želeno induktivnost [1, 2].

Članek je razdeljen na šest poglavij. V naslednjem poglavju so predstavljene analitične izpeljave aktivne tuljave in aktivne sklopljene tuljave izdelane iz brezizgubnih transkonduktančnih ojačevalnikov. V poglavju 3 je predstavljen model izgubnega transkonduktančnega ojačevalnika, ki je modeliran v strojnem opisnem jeziku Verilog-A. V poglavju 4 so predstavljeni rezultati verifikacije delovanja izgubnega modela transkonduktančnega ojačevalnika in rezultati simulacij izgubne aktivne sklopljene tuljave izdelane iz izgubnih modelov transkonduktančnih ojačevalnikov.

2 Nadomestno vezje sklopljene tuljave

S predhodnimi ugotovitvami je realizacija spiralnih tuljav z večjimi induktivnostmi ($L > 100$ nH) nesmiselna. Induktivnost pa lahko realiziramo tudi s pomočjo splošno nepoznanega petega elementa elektrotehnike - giratorja [3]. Girator je linearen, pasiven, brezizguben četverpolni element, ki ga je zasnoval Bernard D. H. Tellegen leta 1948 in ga označil kot hipotetičen peti element električnih vezij za uporabo, kondenzatorjem, tuljavo, in idealnim transformatorjem [3]. Pomembna lastnost giratorja je, da na vходу invertira tokovno-napetostno karakteristiko električnega vezja, priklopljeno na izhod. Girator tako lahko

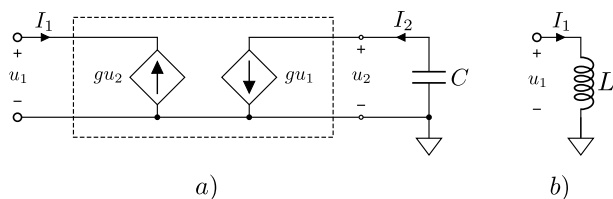
omogoči, da se kapacitivno izhodno breme, na vhodu obnaša kot induktivno, in obratno. Na sliki 2 je prikazan simbol giratorja, z označenima tokavama i_1 in i_2 ter napetostma u_1 in u_2 , R pa označuje upornost giratorja. Upornost giratorja ima pripadajočo smer, označeno s puščico na sliki 2. Po dogovoru je dana giratorska upornost ali prevodnost povezana z napetostjo na priključku na vrhu puščice in tokom na njenem repu.



Slika 2: Simbol giratorja

Zaradi nesimetrije zgornje impedančne in admitančne matrike je girator neregipročen element.

Iz zgornjih ugotovitev lahko realiziramo girator iz dveh napetostno krmiljenih tokovnih virov, ki jih krmilijo napetosti nasprotnih si priključkov z njima lastnima ojačevalnima faktorjema (g). Njegova shema je prikazana na sliki 3. Krmiljene vire v elektrotehniki uporabljamo



Slika 3: Izvedba giratorja s pomočjo dveh napetostno krmiljenih tokovnih virov in pripadajoče nadomestno vezje

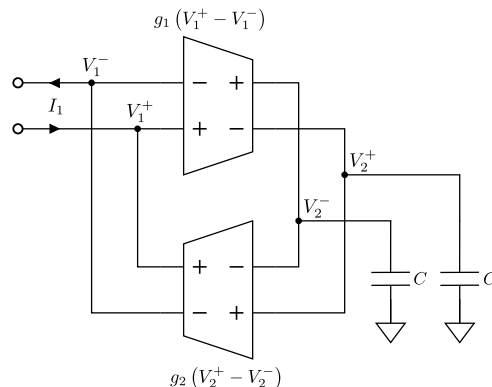
zgolj za analizo vezij, med tem ko jih v realnosti zamenjamo z drugimi elektronskimi gradniki, v našem primeru s transkonduktančnimi ojačevalniki. Brezizgubni transkonduktančni ojačevalnik je napetostno krmiljen tokovni vir s konstantno prevodnostjo in neskončno vhodno / izhodno impedanco, ojačitveni faktor pa je podan s faktorjem g [4].

2.1 Enojna plavajoča aktivna tuljava

V poglavju 2 smo spoznali osnovni model giratorja in njegovo delovanje. Kaj hitro lahko ugotovimo, da ima vezje giratorja eno izmed sponk ozemljeno medtem, ko ima sklopljena tuljava vse sponke plavajoče. Rešitev je nadgraditev obstoječega vezja s polno diferencialnimi transkonduktančnimi ojačevalniki, kot je prikazano na sliki 4. Za razliko od eno izhodnih ojačevalnikov, polno diferencialni ojačevalniki ojačajo razliko napetosti med vhodoma ter jo prenesejo kot izhoden diferencialni napetostni signal, medtem ko eno izhodni ojačevalnik ojačuje razliko napetosti med vhodoma in prenese na izhod napetost proti ničelnim potencialu [4].

Na sliki 4 je predpostavljen model plavajoče tuljave. Vezje priklopljeno med priključni sponki V_1^- in V_1^+ , čuti induktivni značaj vezja. Na izhod zgornjega ojačevalnika

sta priklopljena dva kondenzatorja, ki ju polni tok zgornjega transkonduktančnega ojačevalnika. S pritekanjem naboja na kondenzator, se na njem vzpostavi napetost, ki krmili spodnji transkonduktančni ojačevalnik v povratni vezavi, ta pa generira tok, ki steče skozi vhodne sponke aktivne tuljave, in povzroči padec napetosti, ki krmili zgornji transkonduktančni ojačevalnik.



Slika 4: Enojna plavajoča aktivna tuljava

Če nadalje zapišemo tokovne enačbe z upoštevanjem I. in II. Kirchhoffovega zakona dobimo enačbe 3, 4 in 5.

$$0 = sCV_2^+ + g_1 (V_1^+ - V_1^-) \quad (3)$$

$$0 = sCV_2^- - g_1 (V_1^+ - V_1^-) \quad (4)$$

$$I_1 = -I_{g2} = -g_2 (V_2^+ - V_2^-) \quad (5)$$

Z nekaj matematične spretnosti preuredimo enačbe in dobimo impedančno enačbo 6 in želena induktivnost vezja je izražena po enačbi 7.

$$Z_G = \frac{V_1^+ - V_1^-}{I_1} = \frac{V_1^+ - V_1^-}{\frac{2g_1g_2}{sC}(V_1^+ - V_1^-)} = \frac{sC}{2g_1g_2} \quad (6)$$

$$L = \frac{C}{2g_1g_2} \quad (7)$$

Induktivnost je odvisna od kapacitivnosti kondenzatorja (C) priklopljenega na izhod zgornjega transkonduktančnega ojačevalnika in od ojačevalnih faktorjev posameznega ojačevalnika (g_1 in g_2).

2.2 Sklopljena plavajoča aktivna tuljava

Plavajočo aktivno tuljavo je sedaj potrebno nadgraditi, v sklopljeno aktivno tuljavo. Aktivna tuljava iz poglavja 2.1 predstavlja v sklopljeni tuljavi lastno induktivnost.

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -g_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -g_s \\ 2g_s & 2g_m & sC & 0 \\ -2g_m & 2g_s & 0 & sC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Za modeliranje sklopljene induktivnosti moramo dodati še dva transkonduktančna ojačevalnika z negativno povratno vezavo, ki sklapljata vhod z izhodom in obratno. Če zapišemo matriko vozliščnih napetosti za dani primer dobimo sistem 4 linearnih enačb.

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{sC}{2(g_s^2 - g_m^2)} & \frac{g_m}{g_s} \frac{sC}{2(g_s^2 - g_m^2)} & \frac{g_s}{2(g_s^2 - g_m^2)} & \frac{g_m}{2(g_s^2 - g_m^2)} \\ \frac{g_m}{g_s} \frac{sC}{2(g_s^2 - g_m^2)} & \frac{sC}{2(g_s^2 - g_m^2)} & \frac{g_m}{2(g_s^2 - g_m^2)} & \frac{g_s}{2(g_s^2 - g_m^2)} \\ -\frac{1}{g_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{g_s} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

Sedaj lahko izrazimo obe napetostni enačbi sklopljenega plavajočega giratorja.

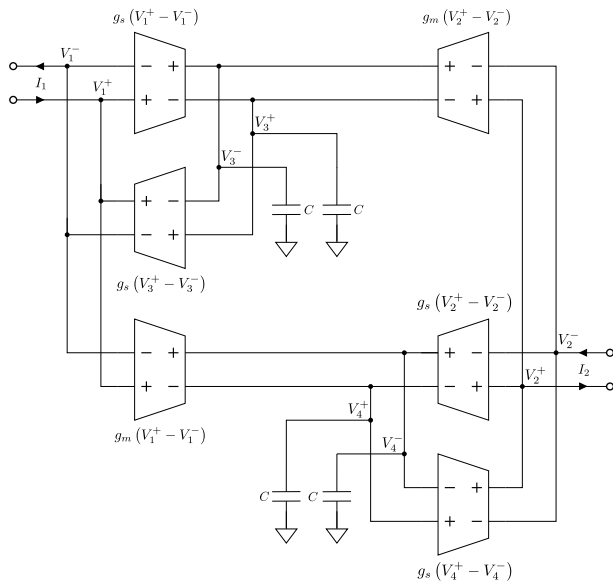
$$U_1 = \frac{sC}{2(g_s^2 - g_m^2)} I_1 + \frac{g_m}{g_s} \frac{sC}{2(g_s^2 - g_m^2)} I_2 \quad (10)$$

$$U_2 = \frac{g_m}{g_s} \frac{sC}{2(g_s^2 - g_m^2)} I_1 + \frac{sC}{2(g_s^2 - g_m^2)} I_2 \quad (11)$$

V obeh nastopata dva člena, ki sta zelo podobna členoma v enačbah 1 in 2, ki predstavljata napetosti na sklopljeni tuljavi. Zato lahko pripišemo da sta lastna in medsebojna induktivnost enaki:

$$L = \frac{sC}{2(g_s^2 - g_m^2)} \quad (12)$$

$$M = \frac{g_m}{g_s} \frac{sC}{2(g_s^2 - g_m^2)} = \frac{g_m}{g_s} L \quad (13)$$



Slika 5: Sklopljena plavajoča aktivna tuljava

3 Realni model transkonduktančnega ojačevalnika

Načrtovanje integriranih vezij je zapleten proces, zato potek načrtovanja razdelimo v več faz [5]. Ko imamo, izdelan analitičen model, želimo preveriti delovanje le tega s pomočjo simulacije, v kateri nastopajo izgubni modeli elementov. Za izdelavo modela, sem uporabil strojni opisni jezik *Verilog-A*, v katerem lahko opišemo analogno naravo elementov, za simulacijo in verifikacijo modela

pa smo uporabili simulator *Spectre* ponudnika *Cadence Design Systems*.

Shemo dvojnega plavajočega giratorja, sestavlja zgo-lj dva elementa; kondenzator in diferencialni transkonduktančni ojačevalnik. Pasivnih elementov, v modele za verifikacijo največkrat ne vključujemo zaradi majhnega vpliva na končno delovanje modela.

Za izdelavo izgubnega modela diferencialnega transkonduktančnega ojačevalnika, je podrobno poznati njegovo delovanje. Na sliki 6 so prikazani parazitni elementi, ki jih ne smemo zanemariti. Model je sestavljen iz vhodne stopnje, frekvenčne prilagoditve in izhodne stopnje.

Brezizgubni transkonduktančni ojačevalnik ima neskončno vhodno in izhodno impedanco, te pa v realnosti ni mogoče doseči. Vsak MOS tranzistor ima določeno kapacitivnost kanala, ki je odvisna površine krmilne elektrode tranzistorja ter upornost kanala. Ta elementa preprosto modeliramo s pomočjo nadomestnega kondenzatorja in upora.

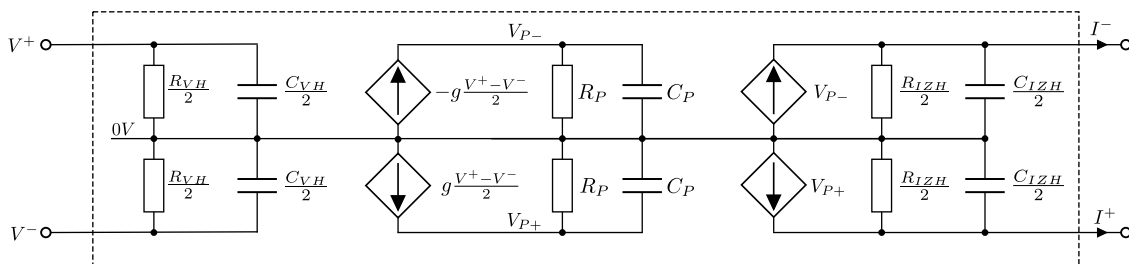
Frekvenčna odvisnost transkonduktančnega ojačevalnika je odvisna od topologije ojačevalnika, ki nam govori o zgradbi samega ojačevalnika. Te največkrat še ne poznamo v tej stopnji razvoja, želeli bi jo pa vseeno upoštevati. To storimo tako, da v model vnesemo umetni frekvenčni pol, ki nam spremeni frekvenčni odziv vezja. Pol je sestavljen iz kondenzatorja in upora, kjer upornost fiksiramo, medtem, ko kapacitivnost spreminjamo, da dosežemo želeno frekvenco pola po enačbi $f = 1/2\pi RC$.

V tej fazi pola ne želimo preoblikovati z izhodno stopnjo ojačevalnika, zato v vezje vstavimo še napetostno krmiljen tokovni vir, ki je frekvenčno neodvisen električni element in loči frekvenčno prilagoditveno vezje od izhodne stopnje.

4 Rezultati

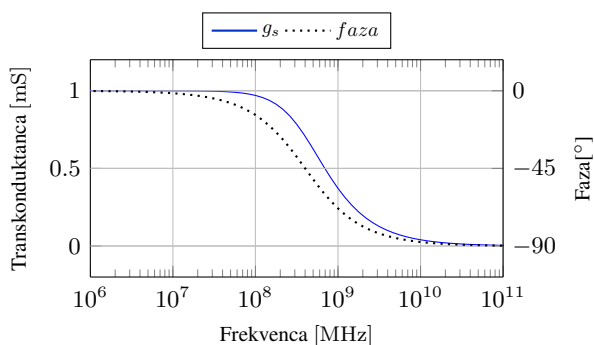
Sledi verifikacija modela izgubnega transkonduktančnega ojačevalnika, kjer smo želeli potrditi frekvenčni odziv modelnega vezja. Rezultati simulacij prikazujejo odziv ojačevalnika s prenosnim koeficientom 1 mS, pasovno širino 400 MHz, vhodno in izhodno upornostjo 100 MΩ ter vhodno in izhodno kapacitivnostjo 5 pF.

Za simulacijo frekvenčnega odziva transkonduktančnega ojačevalnika sem na vhoda priključil frekvenčno neodvisna vira z enosmerno komponento 0 V in izmenično komponento 1 V. Izhoda sem zaključil z 50 Ω uporoma, ki sta priključena na ničelni potencial. Na sliki 7 je prikazana transkonduktanca v odvisnosti od frekvence.



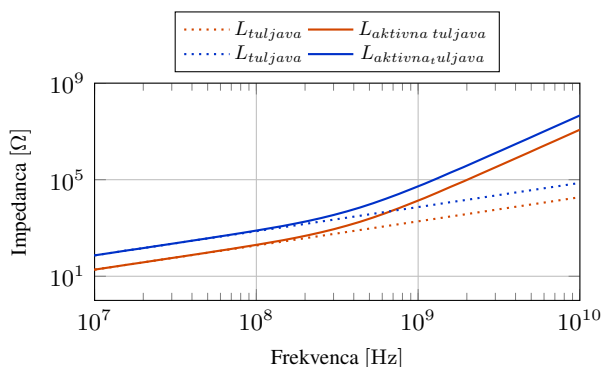
Slika 6: Realni model transkonduktančnega ojačevalnika

Iz grafa je razvidno, da se faza ojačevalnika spremeni za 45° pri frekvenci 400 MHz, kar je frekvenca pola.



Slika 7: Transkonduktanca v odvisnosti od frekvence

Naslednji korak je zamenjava brezizgubnih transkonduktančnih ojačevalnikov, z izgubnimi modeli prikazanimi na sliki 5. Cilj je izdelati sklopljeno tuljavo z lastno induktivnostjo $L=300$ nH in medsebojno induktivnostjo $M=285$ nH. Transkonduktančni ojačevalniki imajo v modelnem vezju pasovno širino 400 MHz, da s tem ohranimo čim več frekvenčnih komponent 100 MHz signala.



Slika 8: Impedanca sklopljene aktivne tuljave v odvisnosti od frekvence

Najprej smo želeli preveriti frekvenčni odziv, ki je prikazan na sliki 8. Simulacijo smo opravili tako, da smo v prvem primeru pomerili impedanco zgolj ene aktivne tuljave, medtem ko smo v drugem primeru povezali izhod prve aktivne tuljave na vhod druge tako, da smo upoštevali medsebojno induktivnost po pravilu označb na tuljavah (pika, ki določa smer magnetnega polja). Impedanca aktivne tuljave v tem primeru znaša $L_{SKUPNA} = 2M + 2L$.

Izračunane induktivnosti veljajo le do mejne frekvence 400 MHz, zaradi vključitve izgubnih transkonduktančnih ojačevalnikov.

5 Zaključek

V članku je predstavljena idejna zasnova in rezultati simulacij aktivne sklopljene tuljave z induktivnostjo 300 nH. Namenjena je nadomestitvi dušilke za dušenje simetričnih motenj na komunikacijskih diferencialnih linijah. Predpostavljeni model je pokazal pravilno delovanje brezizgubne in izgubne aktivne sklopljene tuljave. Sledi načrtovanje transkonduktančnega ojačevalnika z realnimi MOS tranzistorji v izbrani tehnologiji ter izdelava integriranega vezja. Prispevek je del večjega projekta za zmanjšanje velikosti integriranega vezja in s tem cene. Velikost in cena sta pomembna faktorja, saj je integrirano vezje predvideno uporabi v letalskih in vesoljskih aplikacijah.

6 Zahvala

Zahvaljujem se podjetju Renishaw d.o.o. za financiranje raziskovalnih dejavnosti, katerih rezultati so delno predstavljeni v tem prispevku. Želel bi se zahvaliti tudi mentorjema doc. dr. Aleksandru Sešku in Mariji Manevski Gomilšek za vodenje in pomoč pri raziskavah in izr. prof. Mateju Možku za vse nasvete in ideje.

Literatura

- [1] G. Van De Walle, "Integration of passive components: An introduction," *Philips Journal of Research*, vol. 51, no. 3, pp. 353–361, Jan. 1998.
- [2] J. Aguilera and R. Berenguer, *Design and Test of Integrated Inductors for RF Applications*. Springer Science & Business Media, Nov. 2003, google-Books-ID: TKQHb9h3Zi4C.
- [3] B. D. H. T. , "The Gyrator, a new electric network element," vol. Philips research reports, no. 3, pp. 81–101, 1948.
- [4] Y. Zheng, "Operational Transconductance Amplifiers For Gigahertz Applications," thesis, Sep. 2008, accepted: 2008-09-19T12:41:24Z. [Online]. Available: <https://qspace.library.queensu.ca/handle/1974/1446>
- [5] A. P. , *Načrtovanje analognih integriranih vezij v tehnologijah CMOS in BiCMOS*, 4th ed. Fakulteta za elektrotehniko, 2018.