

VPLIV NELINEARNOSTI KOMPONENT NA OSCILACIJSKO PREIZKUSNO STRUKTURO SC FILTROV

Uroš Kač

Institut Jožef Stefan, Ljubljana, Slovenia

Ključne besede: oscilacijski preizkus, SC filtri, merilna točnost

Izveček: Večina objavljenih prispevkov s področja oscilacijskega preizkusa je bila usmerjena v razvoj preizkusnih struktur in študij načinov preoblikovanja preizkušane vezja v oscilator, malo pozornosti pa je bilo doslej posvečeno merilni točnosti samega preizkusa. V tem delu obravnavamo vpliv nelinearnosti komponent splošne Fleischer-Lakerjeve SC stopnje drugega reda na napako merilne metode in nakažemo možnosti za njeno zmanjšanje.

The Impact of Component Nonlinearities on Oscillation Based Test Structure of SC Filters

Key words: oscillation based test, SC filters, measurement accuracy

Abstract: Oscillation based test has been applied to different kind of circuits including filters, A/D and D/A converters, PLLs, etc. The method is based on the assumption that the tested circuit can be reconfigured into an oscillator. The frequency of oscillation is measured and compared to a reference value obtained on a known-good circuit operating in the same conditions. Faults that manifest in the discrepancy from the reference oscillation frequency can thus be detected. So far, most of the papers on oscillation-based test have focused on the design of testability structures and circuit-reconfiguration schemes of individual classes of analog and mixed-signal circuits. Little attention has been paid to the measurement accuracy of the developed solutions. In this paper we address the issue of measurement inaccuracy of oscillation based test of a generic Fleischer-Laker biquad SC filter stage. Theoretical framework for the analysis of the impact of the non-ideal characteristics of circuit components on the resulting oscillation frequency is presented.

1. Uvod

V zadnjih letih je bilo objavljenih več prispevkov, ki obravnavajo uporabo oscilacijske metode pri preizkušanju aktivnih analognih filtrov /1/. Predstavljene so bile nekatere rešitve za izbrane razrede aktivnih R-C filtrov, ki temeljijo na pretvorbi preizkušane vezja v oscilatorsko strukturo s pomočjo vgrajenih stikal in dodatnih pasivnih elementov /2/, ali pa z uporabo zunanega vezja, /3/. Poleg tega naletimo tudi na nekatere rešitve, ki obravnavajo specifična aktivna R-C vezja, /4/, /5/, in dokazujejo praktično uporabnost postopka v proizvodnem preizkušanju integriranih analognih filtrov. Huertas et al. so v /6/ in /7/ predstavili oscilacijsko preizkusno strukturo SC filterske stopnje. Na podlagi analize pokritosti napak so tudi pokazali, da je možno izboljšati kakovost preizkusa z dodatnim preverjanjem amplitude izhodnega signala. Splošne teoretske osnove načrtovanja preizkusljivih struktur časovno vzorčenih analognih SC filtrov za oscilacijsko preizkušanje so opisane v /8/ in /9/. Opisan je enostaven način transformacije SC filterske stopnje drugega reda v oscilatorsko strukturo s pristopom, ki temelji na notranji rekonfiguraciji s pomočjo obstoječih ali dodatno vgrajenih stikal. Nakazana je tudi rešitev z uporabo zunanje nelinearne povratne zanke, ki omogoča boljši nadzor nad pogoji obratovanja vezja med preizkusnim postopkom in je uporabna tudi v integriranih vezjih.

Rešitve predstavljene v /8/ in /9/ slonijo na predpostavki, da sestojijo SC vezja iz idealnih komponent. V praksi imamo opravka z operacijskimi ojačevalniki s končnim enosmernim ojačenjem in pasovno širino, kar lahko povzroči

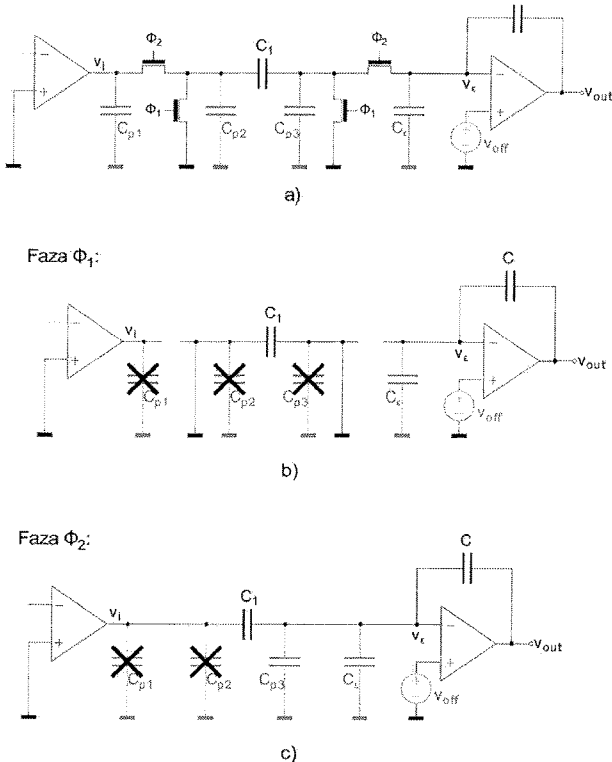
odstopanje dejanske karakteristike vezja od načrtovane. V integriranih vezjih predstavljajo precejšen problem tudi enosmerni odmiki v vhodnih stopnjah ojačevalnikov ter parazitne kapacitivnosti, ki nastopajo v različnih vozliščih vezja in so lahko, za razliko od diskretnih realizacij filterskih vezij, po velikosti primerljive z namensko realiziranimi kondenzatorji v vezju. V tem prispevku obravnavamo vpliv nelinearnosti komponent na delovanje SC filterskega vezja in na frekvenco oscilacij preizkusne strukture.

2. Analiza vpliva neidealnosti komponent na delovanje Fleischer-Laker bikvadratne SC stopnje

Za splošno Fleischer-Laker bikvadratno (FLB) SC stopnjo drugega reda je značilna neobčutljivost na parazitne kapacitivnosti, ki izhaja iz strukturne zasnove vezja /10/. To pa velja samo v primeru realizacije vezja z idealnimi operacijskimi ojačevalniki, saj lahko v tem primeru predpostavljamo, da so preklapljeni kondenzatorji vedno umeščeni med idealni napetostni vir (izhod ojačevalnika) in pravo ali navidezno maso (invertirajoči vhod ojačevalnika).

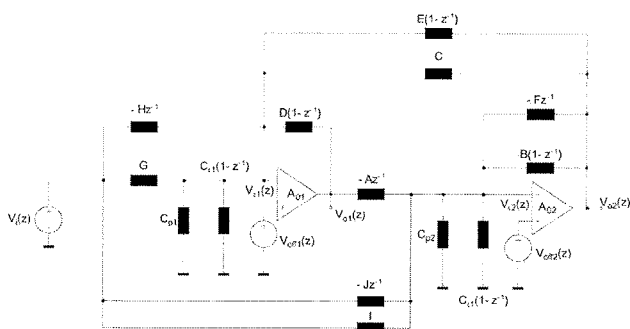
V predlaganih rekonfiguracijskih shemah za FLB stopnje za izvedbo oscilacijskega preizkusa, je potrebno v večini primerov v prvotno SC vezje vgraditi dodatna stikala, s katerimi dosežemo preoblikovanje vezja med preizkusom v oscilator. Z vsakim dodatnim CMOS stikalom vnesemo v vezje parazitne kapacitivnosti in dodatne vire šuma (presluh urinega signala), zaradi česar nas zanima njihov vpliv na delovanje filterske stopnje v realnih razmerah. Slika 1a

prikazuje shemo invertirajočega SC integratorja, v kateri so predstavljene parazitne kapacitivnosti v različnih vozliščih vezja ($C_{p1}, C_{p2}, C_{p3}, C_{p4}$) medtem ko vpliv enosmernega odmika operacijskega ojačevalnika in signal šuma modeliramo s skupnim napetostnim virom V_{off} .



Slika 1: Vplivi parazitnih kapacitivnosti in signala šuma na SC vezje

V praktičnih realizacijah so operacijski ojačevalniki zaradi vzorčene narave SC vezij "predimenzionirani", zato lahko smatramo izhod ojačevalnika za dober približek idealnega napetostnega vira. Hkrati morajo biti tudi ostale komponente dimenzionirane tako, da so časovne konstante polnjenja kondenzatorjev veliko krajše od periode vzorčenja. Ob teh predpostavkah lahko brez večje napake zanemarimo vpliv parazitnih kapacitivnosti v določenih vozliščih, kot je prikazano na slikah 1-b in 1-c. Ugotovimo lahko, da bo odstopanje karakteristike SC vezja v pretežni meri odvisno od tistih parazitnih kapacitivnosti in virov šuma, ki se nave-



Slika 2: z-model FLB stopnje drugega reda z neidealnimi komponentami

zujejo na invertirajoče vozlišče ojačevalnika. Slika 2 tako prikazuje model FLB stopnje drugega reda z upoštevanimi neidealnostmi.

Zaradi poenostavitve privzemimo, da smo z vgradnjo dodatnih stikal vplivali samo na invertirajoči vhod drugega operacijskega ojačevalnika. V tem primeru so se parazitne kapacitivnosti in šum stikala v tem vozlišču povečali za ΔC_p in ΔC_e oziroma ΔV_{off} . Vpliv sprememb na prenosno funkcijo splošne FLB SC stopnje lahko opišemo z izrazom:

$$V_{o2} = -V_i \frac{DI - (DI + DJ - AG)z^{-1} + (DJ - AH)z^{-2}}{D(F+B) + \frac{1}{A_{02}}C_2 - (2DB + DF - AC - AE + \frac{1}{A_{02}}C_1)z^{-1} + (DB - AE + \frac{1}{A_{02}}C_0)z^{-2}} + \Delta V_{off} H_0(z) \quad (1)$$

kjer so

$$H_0(z) = \frac{C_2 - C_1 z^{-1} + C_0 z^{-2}}{D(F+B) + \frac{1}{A_{02}}C_2 - (2DB + DF - AC - AE + \frac{1}{A_{02}}C_1)z^{-1} + (DB - AE + \frac{1}{A_{02}}C_0)z^{-2}} \quad (2)$$

in

$$C_2 = D(B + F + I - \Delta C_p - \Delta C_e) \quad (3)$$

$$C_1 = D(A + 2B + F + I + J - \Delta C_p - 2\Delta C_e) \quad (4)$$

$$C_0 = D(A + B + J - \Delta C_e) \quad (5)$$

Iz enačbe (1) je razvidno, da bo vpliv parazitnih kapacitivnosti zmanjšan za faktor enosmerne ojačanja operacijskih ojačevalnikov. To pri praktičnih vrednostih A_0 v območju od 1000 do 5000 in parazitnih kapacitivnostih, ki so za velikostni razred manjše od vrednosti komponent, pomeni, da lahko vplive ΔC_p in ΔC_e zanemarimo brez večje napake. Pri velikem A_0 lahko izraz (2) dodatno poenostavimo v:

$$H_0(z) \approx \frac{C_2 - C_1 z^{-1} + C_0 z^{-2}}{D(F+B) - (2DB + DF - AC - AE)z^{-1} + (DB - AE)z^{-2}} \quad (6)$$

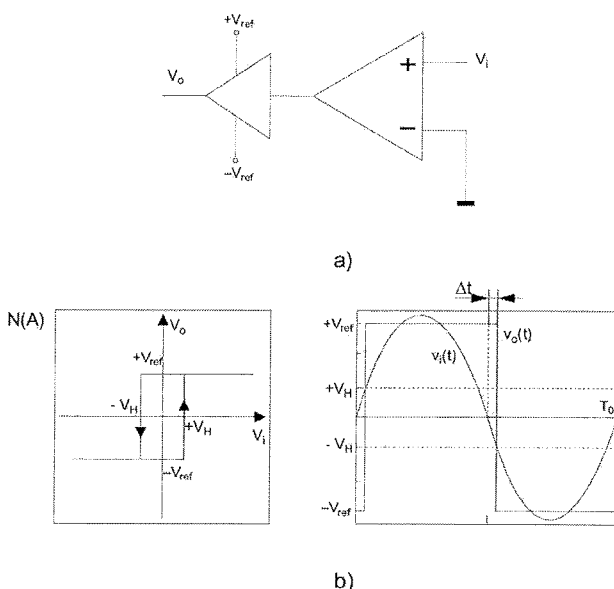
Očitno je, da v nasprotju s parazitnimi kapacitivnostmi, sama struktura FLB ne zmanjšuje vpliva šuma stikal oziroma enosmerne odmikov na vhodih operacijskih ojačevalnikov. V primerih, ko načrtujemo preizkusne postopke za SC filtre z visokim ojačanjem ali širokim dinamičnim območjem, je zato potrebno posebno pozornost posvetiti vnosu dodatnih motenj, ki bi v vezje med normalnim obratovanjem lahko vstopale preko vgrajene preizkusne infrastrukture.

3. Vpliv nelinearne povratne zanke na frekvenco oscilacij

Oscilacijski preizkus SC stopnje drugega reda z zunanjo povratno zanko temelji na uporabi nelinearnega elementa z neinvertirajočo oziroma invertirajočo karakteristiko. V integriranih vezjih je takšen element mogoče realizirati na dokaj preprost način z uporabo napetostnega primerjalnika. Za njegovo osnovo lahko uporabimo strukturo Millerjevega transkonduktančnega operacijskega ojačevalnika, iz katere odstranimo kompenzacijsko RC vezje, in na izhod

dodamo močnostno stopnjo z referenčno napajalno napestjo (slika 3a). Če ojačevalnik v odprtozračni konfiguraciji povežemo z SC vezjem, dobimo na izhodu primerjalnika pravokotni signal, ki je v fazi s sinusnim signalom na izhodu SC stopnje.

V praksi se je pri realizaciji zunanje povratne zanke s primerjalnikom nemogoče izogniti zakasnitvam v poti signala. Po drugi strani je minimalna histereza v karakteristiki primerjalnika (slika 3b) celo zaželjena, saj preprečuje naključno preklapljanje izhoda zaradi šuma na vходу primerjalnika. Ker je delovna točka oscilatorske strukture določena z izpolnitvijo Barkhausen-ovega pogoja, bo histereza z vnosom zakasnitve Δt oziroma faznega zamika Φ_H vplivala na frekvenco oscilacij preizkušane SC vezja.



Slika 3. Realizacija nelinearne povratne zanke

Če izrazimo signal na vходу primerjalnika z

$$v_i = A \sin(\omega_0 t) = A \sin \Phi \quad (7)$$

je zakasnitev zaradi histereze primerjalnika enaka

$$\Delta t = \frac{\Phi_H T_0}{2\pi} \quad (8)$$

kjer je

$$\Phi_H = \arcsin\left(\frac{V_H}{A}\right) \quad (9)$$

Pogoj mejne stabilnosti sistema bo sedaj izpolnjen pri

$$\angle H(z) + \angle N(A) = 0 \quad (10)$$

Če uporabimo izraz za fazo prenosne funkcije $H(z)$

$$\Phi_H = \arctan\left(\frac{\text{Im}[H(z)]}{\text{Re}[H(z)]}\right) \quad (11)$$

in izraz za amplitudo signala A

$$A = \frac{4V_{ref}}{\pi} |H(z)| \quad (12)$$

kjer je

$$|H(z)| = \sqrt{(\text{Re}[H(z)])^2 + (\text{Im}[H(z)])^2} \quad (13)$$

lahko ob upoštevanju povezav med krožnimi funkcijami

$$\arctan(x) = \arcsin\left(\frac{x}{\sqrt{1+x^2}}\right) \quad (14)$$

izpeljemo izraz, ki omogoča določitev frekvence ω_{osc}

$$\text{Im}\{H(e^{j\omega_{osc}T})\} = \frac{\pi V_H}{4V_{ref}} \quad (15)$$

Iz zadnje enačbe sledi, da se vpliv histereze primerjalnika na frekvenco oscilacij zmanjšuje z amplitudo izhodnega signala SC stopnje. Z izbiro takšne V_{ref} , ki v čim večji meri izkorišča celotno dinamično območje filterskega vezja, lahko torej vplivamo tudi na zmanjšanje napake merilne metode. Na podlagi simulacij realnih primerov SC vezij in vrednostih V_H reda nekaj milivoltov se je izkazalo, da napaka meritve dosega do nekaj desetink odstotka, kar je seveda potrebno ustrezno upoštevati pri vrednotenju rezultatov preizkusa.

4. Zaključek

Večina objavljenih rešitev na področju oscilacijskega preizkusa se osredotoča na snovanje preizkusne strukture, ki spremeni vezja preizkušanca v oscilator. Malo pozornosti je bilo doslej posvečene merilni točnosti oscilacijskega preizkušanja. D. Vazquez et al. /11/ navajajo oceno merilne točnosti v splošnem primeru, ko so meritve oscilacijske frekvence izvedene z digitalnim števcem. V članku /12/ pa je opisana inherentna merilna netočnost oscilacijskega preizkusa analogno digitalnega pretvornika. V tem delu prispevamo teoretske osnove za vrednotenje rezultatov oscilacijskega preizkusa SC filtrov ob upoštevanju vpliva nelinearnosti uporabljenih komponent. Nakazan je način, kako lahko vplivamo na zmanjšanje napake merilne metode.

Literatura

- /1./ K. Arabi, B. Kaminska, "Testing analog and mixed-signal integrated circuits using oscillation-test method", IEEE Trans. CAD, vol. 16(7), pp. 745-753, 1997.
- /2./ M.S. Zarnik, F. Novak, S. Macek, "Design of oscillation-based test structures of active RC filters", IEE proc. Circuits, Devices and Systems, vol. 147(5), pp. 297-302, 2000.
- /3./ M.S. Zarnik, F. Novak, S. Macek, "Efficient go no-go test of active RC filters", Int. J. Circuit Theory and Applications, vol. 26, pp. 523-529, 1998.
- /4./ M.W.T. Wong, "On issues of oscillation test methodology", IEEE Trans. Instrumentation and measurement, Vol. 49, No. 2, 2000, pp. 240-245.
- /5./ K.Y. Ko, N.S. Gorla, M.W.T. Wong, Y.S. Lee, "Improving fault diagnostic resolution of an oscillation-based test methodology scheme for the threshold detector circuit", Int'l. Journal of Electronics, Vol. 88, No. 2, 2001, pp. 175-187.
- /6./ G. Huertas, D. Vazquez, E. Peralias, A. Rueda, J.L. Huertas, "Testing mixed-signal cores: Practical oscillation-based test in an analog macrocell", Proc. Asian Test Symposium, Taipei, Taiwan, 2000, pp. 31-38.
- /7./ G. Huertas, D. Vazquez, A. Rueda, J.L. Huertas, "Oscillation-based test experiments in filters: a DTMF example", Proc. IEEE

- Int'l Mixed Signal Workshop, Whistler, Canada, 1999, pp.249-253.
- /8./ U. Kač, F. Novak, "All-pass SC biquad reconfiguration scheme for oscillation based analog BIST", Proc. 9th European Test Symposium, Ajaccio, France, 2004, pp. 133-138.
- /9./ U. Kač, F. Novak, "Oscillation test scheme of SC biquad filters based on internal reconfiguration", Journal of electronic testing, 2007, Vol. 23, pp. 485-495.
- /10./ K.R. Laker, W.M.C. Sansen, Design of analog integrated circuits and systems, McGraw-Hill, Inc., 1994.
- /11./ D. Vázquez, G. Huertas, G. Leger, A. Rueda, J. L. Huertas, "Practical solutions for the application of the oscillation-based-test: Start-up and on-chip evaluation", Proc. 20th VLSI Test Symposium, 202.
- /12./ P. Mrak, A. Biasizzo, F. Novak, "Measurement accuracy of oscillation based test of analog-to-digital converters", ETRI Journal, Vol. 32, No. 1, 2010, pp. 154-156.

Dr. Uroš Kač

Institut Jožef Stefan, Jamova 39, 1000 Ljubljana

Fax: +386-1-2519-385, Tel.: +386-1-4773-550

e-mail: uros.kac@ijs.si

Prispelo (Arrived): 02.03.2010 Sprejeto (Accepted): 09.06.2010