

Teoretska izhodišča za izvedbo oscilacijskega preizkusa SC filtrske stopnje drugega reda

Uroš Kač¹, Franc Novak²,

¹ Institut Jožef Stefan, Jamova 39, 1000 Ljubljana
E-pošta: uros.kac@ijs.si, franc.novak@ijs.si

Povzetek. V članku so predstavljene splošne teoretske osnove načrtovanja preizkusljivih struktur časovno vzorčenih analognih SC filtrov za oscilacijsko preizkušanje. Opisani teoretični pristop temelji na analizi splošne prenosne funkcije drugega reda v časovno diskretnem prostoru. Na podlagi izpeljave eksaktnih relacij med parametri, ki opisujejo filtrsko vezje v časovno zveznem prostoru, in koeficienti časovno diskretne prenosne funkcije so določeni splošni pogoji za vzpostavitev vzdrževanih oscilacij v preizkušanem vezju. Opisan je preprost način transformacije SC filtrske stopnje drugega reda v oscilatorsko strukturo s pristopom, ki temelji na notranji rekonfiguraciji, s pomočjo obstoječih ali dodatno vgrajenih stikal. V praksi je brez dodatnih prilagoditev na ta način težko doseči stabilno osciliranje, kar omejuje uporabnost te metode v integriranih vezjih. 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.

Ključne besede: načrtovanje preizkušanja, SC filtri, oscilacijsko preizkušanje

Theoretical background of oscillation-based test of biquad SC filter

Extended abstract. The semiconductor industry follows market demands by developing increasingly complex application-specific integrated circuits and systems. This introduces new challenges in the process of circuit design and results in numerous difficulties in assuring adequate product quality. The latter is becoming a severe problem as the conventional analog-test procedures represent a bottleneck in the development of complex mixed-signal integrated systems. Consequently, research into new techniques supporting a structural approach to the design of testable analog integrated circuits is increasing steadily.

Numerous design-for-test techniques for mixed-signal integrated circuits have been proposed in recent years. The oscillation-based test approach has gained considerable popularity and has been applied in testing different classes of mixed-signal circuits. The method is based on the assumption that the tested circuit can be reconfigured into an oscillator. Faulty circuits can then be identified by measuring the oscillation frequency, provided that the output signal is sensitive to component parameters which determine the relevant characteristics of the tested circuit. The main issue in the oscillation-based test is the design of such testability structures and circuit-reconfiguration schemes which provide for efficient test implementation.

This paper presents a general approach to the design of test procedures and related structures for the oscillation-based test of analog integrated filters implemented with switched-capacitor structures. A generalized theoretical approach based on the analysis of the generic discrete-time second-order transfer function is presented. Exact relations between the parameters describing the filter circuit in the continuous time domain and the coefficients of the discrete-time transfer function are derived and used to determine necessary conditions for establishing sustained oscillations in the tested circuit. Two different approaches to the transformation of the second-order SC stage into an oscillator are considered. The first technique relies on internal SC stage reconfiguration by using the existing or including additional analog switches. The second approach is based on external nonlinear feedback thus providing for better control of the operation conditions of the circuit under test.

Keywords: design for test, SC filters, oscillation-based test

1 Uvod

Članek se osredotoča na načrtovanje učinkovitih postopkov preizkušanja za ožji razred časovno vzorčenih analognih integriranih SC filtrskih struktur, ki

pogosto nastopajo kot podsklopi v mešanih CMOS integriranih vezjih.

Reševanje problema preizkušanja je tesno povezano s postopkom načrtovanja vezja [1]. Z upoštevanjem pravil, postopkov in tehnik načrtovanja, ki jih skupaj označujemo kot načrtovanje preizkusljivosti, lahko bistveno olajšamo izvedbo in povečamo učinkovitost preizkusnega postopka. Pri načrtovanju preizkusljivosti v mešanih analogno-digitalnih integriranih vezjih so bile v preteklih letih predstavljene številne rešitve, vendar pa so se le redke uveljavile v praksi. Posamezne tehnike se po svoji zasnovi precej razlikujejo, vendar jih lahko v grobem razdelimo na načrtovanje struktur za podporo zunanjim merilnim metodam in na načrtovanje struktur za izvedbo vgrajenega samodejnega preizkusa vezja.

Uporabo oscilacijske metode [2], [3] lahko uvrstimo v drugo skupino tehnik. Postopek preizkušanja vezij z oscilacijsko metodo temelji na predpostavki, da je obravnavano vezje mogoče z ustreznimi tehnikami pretvoriti v oscilator. V tem primeru lahko napake v vezju odkrijemo s preprostim preverjanjem frekvence oscilacij, pri čemer pa mora biti zagotovljena ustrezna občutljivost izhodnega signala na spremembe parametrov tistih komponent strukture, ki sicer določajo značilno karakteristiko preizkušane vezja. Osnovni problem oscilacijskega preizkušanja vezij je tako zasnova ustreznih preizkusnih struktur in takšnih shem rekonfiguracije, ki omogočajo čim učinkovitejšo izvedbo preizkusa.

2 Preizkušanje integriranih SC filtrskih vezij

Časovno diskretne analogne SC filtre delimo podobno kot navadne, časovno zvezne filtre, glede na njihovo frekvenčno karakteristiko. Poleg osnovne delitve na nizkoprepustne, pasovnoprepustne, visokoprepustne itd. so filtri podrobneje določeni še z značilnimi parametri njihovih frekvenčnih karakteristik (ojačenje, fazna karakteristika ...). Kompleksnost filtra je neposredno povezana z redom števca (M) in imenovalca (N) prenosne funkcije $H(z)$. Čeprav lahko praktične izvedbe SC filtrov realizirajo zelo visoke vrednosti M in N , pa so v osnovi sestavljene iz stopenj, ki realizirajo prenosne funkcije prvega in drugega reda. Te so povezane bodisi v kaskadno vezavo ali pa tvorijo vezje preskočnega filtra.

Preizkušanje zelo kompleksnih SC vezij oziroma njihovih prenosnih funkcij v celoti bi bilo težko obvladljivo tako s stališča zagotavljanja kakovosti samega preizkusa kot tudi s stališča naknadne diagnostike nepravilno delujočih vezij. Zato se pri načrtovanju postopkov preizkušanja opiramo na uporabo tehnik razčlenjevanja vezij na manjše (osnovne) podsklope. Jedro našega dela se tako nanaša na SC topologije, ki realizirajo tipične prenosne funkcije

drugega reda.

2.1 Posplošitev postopka načrtovanja oscilacijskega preizkusa

Medtem ko je bila uporaba oscilacijske metode pri preizkušanju časovno zveznih analognih filtrov v literaturi teoretično precej dobro obdelana [4], pa znane rešitve na področju preizkušanja časovno vzorčenih SC struktur obravnavajo samo specifične primere vezij. Če se izognemo uporabi zelo poenostavljenih modelov, postane jasno, da ni mogoča neposredna preslikava nekaterih posplošenih pravil načrtovanja oscilacijskih preizkusnih struktur v časovno zveznih vezjih na področje načrtovanja ekvivalentnih struktur v časovno vzorčenih SC vezjih. Obenem velja, da številne topologije, ki se pogosto uporabljajo pri načrtovanju časovno zveznih filtrov pri integriranih SC vezjih niso praktično uporabne. Zato smo zasnovali posplošen postopek načrtovanja SC struktur, ki omogoča izvedbo oscilacijskega preizkusa v tipičnih topologijah časovno vzorčenih filtrskih vezij.

V članku so prikazane relacije med značilnimi parametri, ki opisujejo filtrsko vezje v časovno zveznem prostoru, in koeficienti splošne prenosne funkcije časovno diskretne stopnje drugega reda. Na podlagi analize idealnega SC vezja so določeni pogoji za vzpostavitev stanja mejne stabilnosti (vzdrževanih oscilacij) s pomočjo notranje rekonfiguracije vezja.

2.2 Osnovni princip preizkušanja SC filtrov z oscilacijsko metodo

Amplitudna in fazna karakteristika SC filtra sta določeni s položajem polov in ničel diskretne prenosne funkcije $H(z)$ v ravnini Z . Pri klasičnih postopkih preizkušanja filtrov z dinamičnimi meritvami neposredno preverjamo amplitudno in fazno karakteristiko z meritvami odziva vezja na frekvenčno spremenljiv referenčni vhodni signal. Potrebne informacije o bistvenih parametrih vezja pa lahko pridobimo tudi posredno, s preverjanjem položajev ničel in polov prenosne funkcije v kompleksni ravnini, kar lahko izvedemo z meritvami realnih frekvenc nedušeni ničel in polov ter določljivosti pripadajočih kvalitet.

Postopek preizkušanja z oscilacijsko metodo temelji na predpostavki, da je obravnavano vezje mogoče z ustreznimi tehnikami pretvoriti v oscilatorsko strukturo ter, da je naravna frekvenca (frekvenca oscilacij) tako transformiranega vezja določena z vrednostmi tistih njegovih komponent, ki sicer določajo frekvenčno karakteristiko oziroma časovni odziv prvotne strukture vezja. Pri preizkušanju filtrskega SC vezja ponavadi stremimo k zagotavljanju neposredne povezave med frekvenco oscilacij in frekvencami posameznih polov in ničel. V idealnih razmerah transformirano vezje tako oscilira s frekvenco nedušene pola oziroma ničle prvotne strukture, kar omogoča neposredno meritev

značilnega parametra vezja. Tudi kadar z relativno preprostimi rekonfiguracijskimi posegi ne moremo zagotoviti tovrstnih razmer, poskušamo z meritvijo frekvence oscilacij zajeti čim več parametrov tistih komponent, ki kritično vplivajo na funkcionalnost vezja.

2.3 Načrtovanje oscilacijske strukture

Splošne pogoje za oscilacijo nekega sistema s stabilno amplitudo lahko predstavimo z znanim Barkhausen-ovim kriterijem:

$$A(j\omega_0)H(j\omega_0) = 1 \quad (1)$$

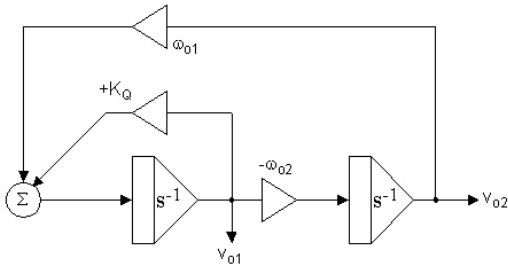
oziroma

$$\angle A(j\omega_0) + \angle H(j\omega_0) = 0, \quad (2)$$

pri čemer sta $A(j\omega_0)$ in $H(j\omega_0)$ vrednosti prenosnih funkcij ojačevalnega oziroma frekvenčno selektivnega vezja pri frekvenci oscilacij.

V primeru, ko želimo pretvoriti SC vezje v oscilator s pomočjo notranje rekonfiguracije, je to kvadraturni oscilator. Struktura kvadraturnega oscilatorja temelji na vezju resonatorskega pasovnoprepustnega filtra drugega reda. Slednje sestoji iz sklenjene zanke invertirajočega in neinvertirajočega integratorja, ki določata naravno frekvenco vezja in negativne povratne zanke, ki zagotavlja stabilno delovanje filtra. Prenosna funkcija časovno zveznega resonatorskega vezja je podana z enačbo:

$$H(s) = \frac{v_{o1}(s)}{v_i(s)} = \frac{K_B s}{s^2 + K_Q s + \omega_{o1}\omega_{o2}} \quad (3)$$



Slika 1: Izvedba kvadraturnega oscilatorja
Figure 1. Quadrature oscillator

Z ustreznimi spremembami topologije resonatorskega filtra lahko realiziramo oscilator, kot je prikazano na sliki 1. Karakteristična enačba transformirane strukture je tedaj podana z

$$s^2 - K_Q s + \omega_{o1}\omega_{o2} = 0 \quad (4)$$

pola sistema pa z

$$s_{1,2} = \frac{K_Q \pm \sqrt{K_Q^2 - 4\omega_{o1}\omega_{o2}}}{2} \quad (5)$$

3 Analiza splošne SC stopnje drugega reda

Pri realizaciji SC filtrov ponavadi izhajamo iz časovno zveznih prototipov, ki jih načrtamo na podlagi zahtevanih karakteristik vezja. Pri določanju prenosne funkcije časovno zveznega vezja si lahko pomagamo z namenskimi računalniškimi načrtovalskimi orodji ali pa z uporabo tabel prototipnih prenosnih funkcij, na katere pogosto naletimo v strokovni literaturi [5].

Splošno časovno zvezno prenosno funkcijo drugega reda oziroma t.i. bikvadratno funkcijo lahko zapišemo kot:

$$H(s) = K \frac{s^2 \pm s \frac{\omega_{0n}}{Q_n} + \omega_{0n}^2}{s^2 + s \frac{\omega_{0p}}{Q_p} + \omega_{0p}^2}, \quad (6)$$

pri čemer ω_{0n} in ω_{0p} določata frekvenci nedužene ničle oziroma pola prenosne funkcije, K določa ojačenje vezja, Q_n in Q_p pa predstavljata kvaliteto ničle oziroma pola. Položaj poljubnega pola v kompleksni S ravnini lahko tako izrazimo z

$$s_i = -\sigma_i \pm j\omega_i = \frac{-\omega_0}{2Q_i} \pm j \frac{\omega_0}{2Q_i} \sqrt{4Q_i^2 - 1}, \quad (7)$$

pri čemer kvaliteta Q_i odraža odmik pola od imaginarne osi:

$$Q_i = \frac{1}{2 \cos(\phi_i)} \quad (8)$$

Pri pretvorbi časovno zvezne prenosne funkcije drugega reda v časovno diskretno obliko dobimo z uporabo ene izmed mogočih preslikav med prostoroma S in Z (npr. Eulerjeva ali bilinearna transformacija) ekvivalentno diskretno prenosno funkcijo, ki jo lahko na splošno zapišemo kot

$$H(z) = \frac{A_2 z^2 - A_1 z + A_0}{z^2 + B_1 z + B_0} \quad (9)$$

Pri določitvi položaja polov oziroma ničel v ravnini Z oziroma dejanskih frekvenc in kvalitet polov in ničel tako dobljene funkcije $H(z)$ izhajamo iz znane relacije med ravninama S in Z . Preslikava polov oziroma ničel med obema ravninama je tako podana z:

$$z_i = e^{s_i T} = e^{-\xi_i \omega_0 T} e^{\pm j \omega_0 \sqrt{1-\xi_i^2} T} \quad (10)$$

kjer je T perioda vzorčenja signalov v časovno diskretnem vezju, ξ_i pa izraža dušenje pola:

$$\xi_i = \frac{1}{2Q_i} \quad (11)$$

Če položaj pola oziroma ničle v ravnini Z izrazimo s polarnimi koordinatami

$$\begin{aligned} |z_i| &= e^{-\xi_i \omega_0 T} = r_i & \text{in} \\ \angle z_i &= \omega_0 \sqrt{1-\xi_i^2} T = \omega_i T = \theta_i, \end{aligned} \quad (12)$$

lahko prenosno funkcijo $H(z)$ zapišemo tudi v naslednji obliki

$$H(z) = K' \frac{1-2r_n \cos \theta_n z^{-1} + r_n^2 z^{-2}}{1-2r_p \cos \theta_p z^{-1} + r_p^2 z^{-2}} = K' \frac{N(z)}{D(z)}. \quad (13)$$

Na podlagi primerjave koeficientov polinomov števca in imenovalca v enačbah (9) in (13) ter ob upoštevanju izrazov v (12) lahko določimo dejansko frekvenco in kvaliteto pola oziroma ničle, ki smo jo realizirali s časovno diskretnim vezjem. Tako lahko za imenovalca časovno diskretne prenosne funkcije $H(z)$ zapišemo relacijo

$$D(z) = 1 - B_1 z^{-1} + B_0 z^{-2} = 1 - 2r_p \cos \theta_p z^{-1} + r_p^2 z^{-2} \quad (14)$$

$$B_1 = 2r_p \cos \theta_p \quad \text{in} \quad B_0 = r_p^2.$$

Iz zgornjih enačb sledijo izrazi za frekvenco in kvaliteto dušenega pola

$$\omega_p = \frac{1}{T} \arccos \left(\frac{B_1}{2\sqrt{B_0}} \right) \quad (15)$$

$$H(z = e^{j\omega T}) = \frac{A_2 [\cos(2\omega T) + j \sin(2\omega T)] - A_1 [\cos(\omega T) + j \sin(\omega T)] + A_0}{[\cos(2\omega T) + j \sin(2\omega T)] - B_1 [\cos(\omega T) + j \sin(\omega T)] + B_0} = \dots$$

$$\dots = \frac{A_2 + A_1 B_1 + A_0 B_0 - (A_1 + A_2 B_1 + A_1 B_0 + A_0 B_1) \cos(\omega T) + (A_2 B_0 + A_0) \cos(2\omega T)}{1 + B_1^2 + B_0^2 - 2B_1(1 + B_0) \cos(\omega T) + 2B_0 \cos(2\omega T)} + \dots$$

$$\dots + j \sin(\omega T) \frac{(A_1 - A_2 B_1 - A_1 B_0 + A_0 B_1) + 2(A_2 B_0 - A_0) \cos(\omega T)}{1 + B_1^2 + B_0^2 - 2B_1(1 + B_0) \cos(\omega T) + 2B_0 \cos(2\omega T)}$$

(21)

$$Q_p = \frac{1}{2} \sqrt{1 + \frac{4 \arccos^2 \left(\frac{B_1}{2\sqrt{B_0}} \right)}{\ln^2(B_0)}} \quad (16)$$

oziroma frekvenco nedušenega pola

$$\omega_{0p} = \frac{1}{2T} \sqrt{\ln^2(B_0) + 4 \arccos^2 \left(\frac{B_1}{2\sqrt{B_0}} \right)}. \quad (17)$$

Kadar je frekvenca vzorčenja visoka v primerjavi s frekvenco pola oziroma je $\omega_p T \ll 1$, kar praviloma velja pri praktičnih realizacijah SC vezij, lahko enačbi za frekvenco in kvaliteto pola poenostavimo. Če izraza za r_p in $\cos(\theta_p)$ razvijemo v Taylorjevi vrsti in zanemarimo člene višjega reda, dobimo poenostavljena izraza za frekvenco in kvaliteto pola v obliki:

$$\omega_{0p} \approx \frac{1}{T} \sqrt{1 - B_1 + B_0} \quad (18)$$

$$Q_p = \frac{\sqrt{1 - B_1 + B_0}}{1 - B_0} \quad (19)$$

Ker enačbi (18) in (19) podajata le približni vrednosti, ju uporabljamo predvsem v primerih, ko ne zahtevamo velike natančnosti izračunov, npr. pri ocenjevanju občutljivosti frekvence oziroma kvalitete pola na parametre posameznih komponent vezja.

Poleg povezave med dejansko frekvenco in kvaliteto pola oziroma ničle ter koeficienti prenosne funkcije $H(z)$ nas ponavadi zanima tudi potek amplitudne in fazne karakteristike časovno diskretnega SC vezja. Za realne frekvence lahko zapišemo enačbi (10) in (9) v obliki

$$z = e^{sT} = e^{j\omega T} = \cos(\omega T) + j \sin(\omega T) \quad (20)$$

oziroma
kar ustreza splošnemu zapisu kompleksne funkcije

$$H(z = e^{j\omega T}) = \Re\{H(z)\} + j\Im\{H(z)\}. \quad (22)$$

Na podlagi izraza (21) lahko tako določimo amplitudno in fazno karakteristiko sistema v skladu z znanimi relacijami:

$$|H(z)| = \sqrt{(\Re\{H(z)\})^2 + (\Im\{H(z)\})^2} \quad (23)$$

in

$$\angle H(z) = \arctan\left(\frac{\Im\{H(z)\}}{\Re\{H(z)\}}\right). \quad (24)$$

4 Pretvorba SC vezja z notranjo rekonfiguracijo

Pri pretvorbi z notranjo rekonfiguracijo želimo s čim bolj omejenimi posegi v strukturo SC vezja realizirati kvadraturni oscilator, z meritvijo frekvence oscilacij tako preoblikovanega vezja pa določiti položaj polov originalnega vezja. Če izhajamo iz primerjave enačb (3) oziroma (4) in enačbe (6), ugotovimo, da v idealnih razmerah odstranitev negativne povratne zanke $-K_Q$ iz časovno zveznega vezja resonatorskega filtra ustreza premiku polov sistema na imaginarno os ravnine S , kar lahko izrazimo tudi z realizacijo polov neskončne kvalitete. Iz enačbe (16) oziroma (19) zlahka ugotovimo, da bo pogoj neskončne kvalitete pola izpolnjen ob ustrezni spremembi koeficienta B_0 v imenovalcu $H(z)$, in sicer $B_0=1$, s čimer izpolnimo pogoj mejne stabilnosti sistema, saj se poli tedaj nahajajo na enotini krožnici v Z ravnini:

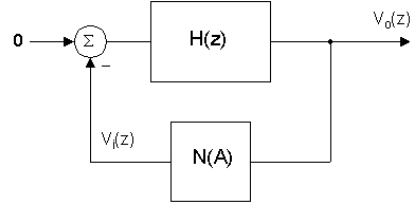
$$1 - B_1 z^{-1} + z^{-2} = 1 - 2r_p \cos \Theta_p z^{-1} + r_p^2 z^{-2} \Rightarrow r_p^2 = 1 \quad (25)$$

Iz enačb (17) oziroma (18) je obenem razvidno, da s spremembo koeficienta B_0 na splošno vplivamo tudi na frekvenco nedušenega pola sistema. Odstopanje frekvence oscilacij transformirane strukture od dejanske frekvence polov originalnega SC vezja je odvisno predvsem od prvotne kvalitete polov, pri čemer večja kvaliteta pola zagotavlja manjše odstopanje frekvence oscilacij. Vpliv spremenjene kvalitete na frekvenco nedušenega pola je seveda treba upoštevati pri vrednotenju rezultatov oscilacijskega preizkusa.

5 Pretvorba vezja z zunanjo nelinearno povratno povezavo

Pri izvedbi oscilacijskega preizkusa SC stopnje drugega reda lahko izhajamo tudi iz tehnike načrtovanja oscilatorjev s pasovnoprepustnim filtrom. Koncept le-te

dobro ponazarja t.i. relejni zaprtzoančni sistem, ki sestoji iz linearnega vezja s frekvenčno selektivno prenosno funkcijo in nelinearnega elementa s karakteristiko releja v povratni zanki (slika 2).



Slika 2: Sistem z relejno povratno zanko
Figure 2. Relay feedback system

Frekvenco in amplitudo oscilacij sistema na sliki 4 lahko zelo natančno napovemo z modelom na podlagi opisne prenosne funkcije nelinearnega elementa $N(A)$. Ob sinusnem signalu v_o z amplitudo A na vohu nelinearnega elementa in izhodnemu signalu v_i pravokotne oblike z amplitudo V_{ref} , lahko opisno prenosno funkcijo določimo kot:

$$N(A) = \frac{4V_{ref}}{\pi A} \quad (26)$$

Zaprtzoančni sistem opisuje izraz

$$V_o(z) = -N(A)H(z)V_o(z), \quad (27)$$

kar ustreza Barkhausnovemu pogoju. Na podlagi tega lahko določimo mejne stabilnosti sistema

$$H(e^{j\omega T}) = -\frac{1}{N(A)}. \quad (28)$$

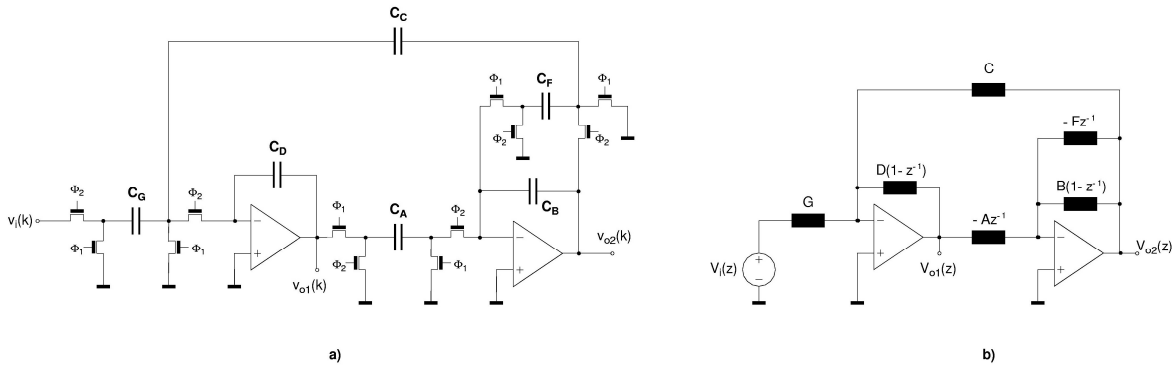
Ker zavzema $N(A)$ pozitivne realne vrednosti za vse ω , iščemo rešitev v obliki

$$\Im\{H(e^{j\omega T})\} = 0 \quad (29)$$

Iz izraza (21) izhaja, da lahko za splošno obliko prenosne funkcije drugega reda določimo frekvenco in amplitudo stabilnih oscilacij sistema kot

$$\omega_{osc} = \frac{1}{T} \arccos\left(\frac{A_2 B_1 + A_1 B_0 - A_0 B_1 - A_1}{2(A_2 B_0 - A_0)}\right) \quad (30)$$

$$A = \frac{4V_{ref}}{\pi} \left| H(e^{j\omega_{osc} T}) \right|. \quad (31)$$



Slika 3: Realizacija kvadratnega oscilatorja s pozitivno povratno zanko
Figure 3. Implementation of quadrature oscillator with positive feedback

6 Eksperimentalni rezultati

Vežje resonatorskega filtra, ki realizira nizkoprepustno prenosno funkcijo, spremenimo v oscilator, kot prikazuje slika 3. Pozitivno povratno zanko realiziramo z zamenjavo faz urnih signalov na stikalih, ki povezujejo kondenzator C_F z invertirajočim vhodom operacijskega ojačevalnika. Ob tem se spremeni prenosna funkcija vežja v obliko:

$$H(z) = \frac{V_{o2}(z)}{V_i(z)} = \frac{-\frac{AG}{BD}z^{-1}}{1 - \left(1 - \frac{AC - D(B+F)}{BD}\right)z^{-1} + \frac{B+F}{B}z^{-2}} \quad (32)$$

Ker je sistem nestabilen, bo amplituda izhodnega signala naraščala in bo torej omejena samo z napajalnimi napetostmi operacijskih ojačevalnikov. Učinek delovanja v območju nasičenja modeliramo z idealnima operacijskima ojačevalnikoma in nelinearnim elementom $N(A)$ na izhodu drugega ojačevalnika. Prenosno funkcijo zapišemo v obliki

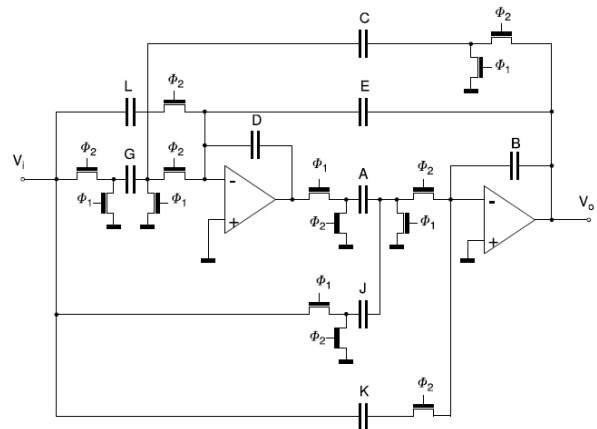
$$H(z) = \frac{V_{o2}(z)}{V_i(z)} = \frac{-N(A)\frac{AG}{BD}z^{-1}}{1 - (2 - N(A))\frac{AC - DF}{BD}z^{-1} + (1 + N(A))\frac{F}{B}z^{-2}} \quad (33)$$

Pri obravnavi realnih modelov resonatorskega vežja s pozitivno povratno zanko se izkaže, da so rezultati analize na podlagi opisnih prenosnih funkcij le zelo grob približek dejanskim razmeram v vežju. Poglavitna težava je v medsebojni odvisnosti opisne funkcije nelinearnega elementa, ki je določena z amplitudo signala V_{o2} na izhodu SC vežja ter dejansko prenosno funkcijo (33), ki določa ojačenje signala pri frekvenci oscilacij v odvisnosti od $N(A)$. Preglednica 1 podaja primerjavo med frekvencami pola, določenimi na podlagi enačb (32) in (33), in frekvencami, dobljenimi s simulacijami. Rezultati kažejo, da je frekvenco SC

stopnje drugega reda v konfiguraciji kvadratnega oscilatorja s pozitivno zanko in brez zunanjega mehanizma za stabilizacijo delovanja analitično težko napovedati.

	$C_F = 1,00 \text{ pF}$	$C_F = 1,00 \text{ pF}$	$C_F = 1,00 \text{ pF}$
B_1	2,19528	2,03295	2,00048
B_0	1,21645	1,05411	1,02165
A_1	0,02117	0,02117	0,02117
$f_{op} \text{ (Hz)}$	11024,1	11435,2	11525,7
Q_p	0,707	2,727	6,764
$f_{op} \text{ (Hz)}$	7794,3	11241,3	11494,2
$F_{mod} \text{ (Hz)}$	2494	5607	10635
$f_{op} \text{ (Hz)}$	6545	9921	10811

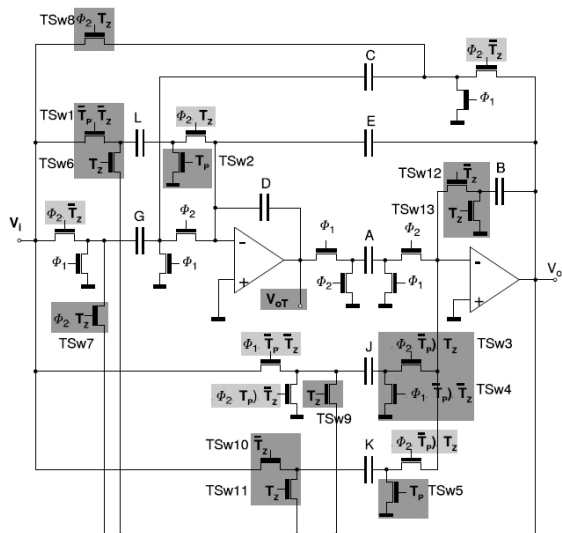
Preglednica 1: Primerjava rezultatov modela SC vežja v nasičenju in simulacij Spice



Slika 4: Pasovnoprepustna bikvadratna stopnja
Figure 4. Allpass biquad stage

Ker sama narava integriranih SC vežij ne omogoča naknadnega uglaševanja vgrajenih komponent, je bolj

smiselno iskati rešitev na podlagi uporabe zunanje povratne zanke oziroma pretvorbe vezja v oscilator s pasovnoprepustnim filtrom. Slika 4 prikazuje shemo pasovnoprepustne Fleischer-Laker bikvadratne stopnje, slika 5 pa prikazuje potrebne dodatke za izvedbo oscilacijskega preizkusa, označene s sivo barvo.



Slika 5: Dodatki za izvedbo oscilacijskega preizkusa
Figure 5. Circuit modification for oscillation test

Učinkovitost navedene preizkusne strukture smo preverili s simulacijo napak: kratak stik (KS), odprte sponke (OS) kondenzatorjev in parametrične napake v obsegu $\pm 50\%$ odstopanja vrednosti kondenzatorjev.

V preglednici 2 podajamo rezultate, izražene v odstotkih odstopanja frekvence v režimu preverjanja polov, v preglednici 3 pa v režimu preverjanja ničel. Čeprav dosežemo v režimu preverjanja polov le 52,8 odstotno pokritje napak in v režimu preverjanja ničel 63,9 odstotno pokritje napak, pa da kombinacija obeh preverjanj skupno 80,6 odstotno pokritje napak, kar je primerljivo drugim v praksi uporabljenim metodam.

kondenzator	OS	KS	-50%	+50%
A	-100	-100	-30	23
B	2479	-100	43	18
C	-100	1043	-30	23
D	2175	-100	43	-19
E	2	2186	-2	0
G	-100	-100	0	-1
J	0	0	0	0
K	0	0	0	0
L	0	0	0	0

Preglednica 2: Preverjanje v režimu preverjanja polov

kondenzator	OS	KS	-50%	+50%
A	-86	-100	-30	-22
B	0	0	0	0
C	-100	-100	-1	0
D	-100	-100	42	-100
E	0	2278	0	0
G	-67	1045	-30	22
J	-100	-100	1	-1
K	-100	-100	37	-18
L	6	2226	0	-1

Preglednica 3: Preverjanje v režimu preverjanja ničel

7 Sklep

Predlagane rešitve so namenjene načrtovanju preizkusnih struktur SC filtrov za osnovne podskelepe, ki realizirajo prenosno funkcijo drugega reda. Predstavljen je posplošen teoretični pristop, ki temelji na analizi splošne prenosne funkcije drugega reda v časovno diskretnem prostoru. Na podlagi izpeljave relacij med parametri, ki opisujejo filtrsko vezje v časovno zveznem prostoru, in koeficienti časovno diskretne prenosne funkcije smo določili splošne pogoje za vzpostavitev vzdrževanih oscilacij v preizkušnem vezju. Predstavili smo tudi dva različna pristopa k transformaciji SC stopnje drugega reda v oscilatorsko strukturo: z notranjo rekonfiguracijo in z zunanjo povratno povezavo.

Literatura

- [1] M.L.Bushnell, V.D.Agrawal, Essentials of electronic testing for digital, memory and mixed-signal VLSI circuits, Kluwer Acad. Publ., 2000.
- [2] K.Arabi, B. Kaminska, Oscillation-test strategy for analog and mixed-signal integrated circuits, Proc. 14th VLSI Test Symposium, 476-482.
- [3] K. Arabi, B. Kaminska, Testing analog and mixed-signal integrated circuits using oscillation-test method. IEEE Tran. CAD, 1997, 16, 745-753.
- [4] M.Santo Zarnik, F.Novak, S.Macek: Design of oscillation-based test structures for active RC filters. IEE Proc, Circuits, Devices and Systems, Vol. 147, No. 5, October 2000, 297-302.
- [5] A.B. Williams, F.J. Taylor, "Electronic Filter Design Handbook", McGraw Hill, 1988

Uroš Kač je doktoriral leta 2003 na Fakulteti za elektrotehniko Univerze v Ljubljani. Njegova interesna področja so preizkušanje integriranih vezij in sistemov ter snovanje programske in strojne opreme vgrajenih sistemov.

Franc Novak je doktoriral leta 1988 na Fakulteti za elektrotehniko Univerze v Ljubljani. Na Institutu Jožef Stefan je vodja Odseka za računalniške sisteme. Njegovo raziskovalno delo je na področju preizkušanja integriranih vezij in sistemov.