



(12) CERERE DE BREVET DE INVENȚIE

(21) Nr. cerere: a 2012 00355

(22) Data de depozit: 21.05.2012

(41) Data publicării cererii:
30.12.2013 BOPI nr. 12/2013

(71) Solicitant:
• UNIVERSITATEA TEHNICĂ
"GHEORGHE ASACHI" DIN IAȘI,
BD.PROF.D. MANGERON NR.67, IAȘI, IS,
RO

(72) Inventatori:
• ANDRIESEI CRISTIAN,
STR. ROMAN MUȘAT, BL. 28, SC. B,
AP. 45, ROMAN, NT, RO;
• GORAȘ LIVIU, STR. SF. LAZĂR NR. 53,
BL. A1, ET. 3, AP. 10, IAȘI, IS, RO

(54) REZONATOR ACTIV CMOS CU CONTROL
PSEUDO-INDEPENDENT AL FRECVENȚEI DE REZONANȚĂ
ȘI AL FACTORULUI DE CALITATE

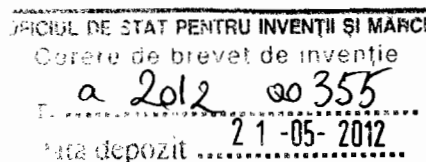
(57) Rezumat:

Invenția se referă la un filtru activ trece bandă de înaltă frecvență, de ordin 2, pentru care acordul factorului de calitate nu influențează semnificativ frecvența de rezonanță. Filtrul activ, conform invenției, utilizează o inductanță activă de tip TOSI, implementată cu două tranzistoare, și două rezistențe negative decuplate în curent continuu, care permit acordul independent al

factorului de calitate și al frecvenței de rezonanță, fiind implementate cu câte o pereche de tranzistoare cross-coupled.

Revendicări: 2
Figuri: 3





Rezonator activ CMOS cu control pseudo-independent al frecvenței de rezonanță și factorului de calitate

Invenția se referă la un filtru activ trece bandă de înaltă frecvență de ordin 2 pentru care acordul factorului de calitate nu influențează semnificativ frecvența de rezonanță. Pentru orice filtru trece bandă de ordin 2 ce utilizează rezistență negativă pentru compensarea pierderilor, acordul factorului de calitate este însoțit întotdeauna de o modificare a frecvenței centrale. Pentru un filtru de înaltă frecvență implementat cu inductanță simulată de tip TOSI (transistor only simulated inductor), această deviație de frecvență este destul de semnificativă (zeci de MHz la o frecvență centrală de ordinul GHz). Prezentul brevet propune o arhitectură îmbunătățită de filtru activ trece bandă, implementat cu TOSI, pentru care acordul factorului de calitate determină o modificare mai puțin semnificativă a frecvenței centrale. Arhitectura propusă conține o inductanță simulată de tip TOSI – implementată cu două tranzistoare – și două rezistențe negative implementate cu câte o pereche de tranzistoare cross-coupled. Prima rezistență negativă este utilizată pentru îmbunătățirea selectivității în timp ce a doua implementează acordul independent. Circuitul este propus în variantă single-ended, cu o intrare și o ieșire, implementabil în tehnologie CMOS și vizând aplicațiile de radiofrecvență (sute de MHz – GHz). Circuitul poate fi realizat și în variantă diferențială.

Fig. 1 prezintă arhitectura inductanței simulate de tip TOSI [1] utilizată la implementarea filtrului trece bandă. Giratorul este implementat cu ajutorul:

- a) tranzistorului M_1 polarizat în conexiunea sursă comună și reprezentând transconductorul negativ ($-g_{m1}$);
- b) tranzistorului M_2 polarizat în conexiunea grilă comună și reprezentând transconductorul pozitiv (g_{m2});

c) capacității parazite a tranzistorului M_1 , C_{gs1} , utilizată drept capacitate de sarcină.

Între nodul 1 de intrare al circuitului și masă, este obținută o bobină cu inductanța de valoare $L=C_{gs1}/g_{m1}g_{m2}$. Impedanța de intrare are expresia dată de relația (1), $g_{ds1,2}=1/r_{ds1,2}$ reprezentând conductanța de ieșire a tranzistorului $M_{1,2}$.

$$Z_{in} = \frac{g_{ds2} + sC_{gs1}}{s^2C_{gs1}C_{gs2} + s(g_{m2}C_{gs1} + g_{ds1}C_{gs1} + g_{ds2}C_{gs1} + g_{ds2}C_{gs2}) + g_{m1}g_{m2} + g_{m1}g_{ds2} + g_{ds1}g_{ds2}} \quad (1)$$

Fig. 2 prezintă schema de principiu a filtrului activ cu acord independent al factorului de calitate. Acesta conține inductanța activă și două rezistențe negative (R_{neg1} și R_{neg2}) cuplate la fiecare dintre cele două noduri printr-un condensator. Impedanța de intrare are în acest caz expresia:

$$Z_{in} = \frac{g_{ds2} - G_{neg2} + sC_{gs1}}{C_{gs1}C_{gs2}(s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2)} \quad (2)$$

$$2\alpha = (g_{m2}C_{gs1} + g_{ds1}C_{gs1} + g_{ds2}C_{gs1} + g_{ds2}C_{gs2} - G_{neg1}C_{gs1} - G_{neg2}C_{gs2})/C_{gs1}C_{gs2} \quad (3)$$

$$\omega_0^2 = (g_{m1}g_{m2} + g_{m1}g_{ds2} + g_{ds1}g_{ds2} - G_{neg2}(g_{m2} + g_{ds1} + g_{ds2} - G_{neg1}) - G_{neg1}g_{ds2})/C_{gs1}C_{gs2} \quad (4)$$

În cazul general, atât selectivitatea (2α) cât și frecvența proprie de rezonanță (ω_0), depind de ambele rezistențe negative ($G_{neg1,2}$). Acordul independent propus se bazează pe îndeplinirea unei relații matematice între una dintre cele două rezistențe (conductanțe) negative și parametrii tranzistoarelor existând două modalități de acord, ambele constând din eliminarea lui G_{neg1} sau G_{neg2} din expresia lui 2α conform cu (5) și (6):

$$a) G_{neg1} = g_{m2} + g_{ds1} + g_{ds2} = ct., \omega_0 = ct. \quad (5)$$

$$b) G_{neg2} = g_{ds2} = ct., \omega_0 = ct. \quad (6)$$

Astfel, în primul caz factorul de calitate $\omega_0/2\alpha$ depinde doar de G_{neg2} iar în al doilea caz doar de G_{neg1} .

Fig. 3 prezintă arhitectura principială propusă pentru rezistența negativă single-ended, folosită la implementarea lui R_{neg1} și R_{neg2} . Tranzistoarele NMOS $M_{n1,2}$ simulează rezistența negativă, fiind conectate cross-coupled. Rezistența negativă este obținută doar în semnal mic grație capacităților de decuplare. M_{p1} și M_{p2} decuplează polarizarea (V_G) în semnal mic, având rezistențe de ordinul $M\Omega$ (tranzistoare blocate). Întrucât în semnal mic grilele celor două tranzistoare sunt decuplate de la masă, capacitatea din grila lui M_{n1} are rolul de-a o conecta la masă în semnal. Arhitectura este proiectată astfel încât rezistențele negative să fie decuplate de inductanța activă în curent continuu, ceea ce permite polarizări distincte pentru cele două blocuri și utilizarea aceleiași tehnologii, respectiv tranzistoare NMOS. Dacă rezistența negativă nu ar fi decuplată, pe lângă influența puternică pe care o va avea rezistența negativă asupra polarizării inductanței mai trebuie considerată și implementarea cu tranzistoare PMOS a acestei rezistențe (ca în varianta originală propusă în literatură). Tranzistoarele NMOS permit atingerea unor frecvențe de lucru mai ridicate și arie mai mică pentru același consum ca și cele PMOS. Filtrul necesită trei capacități de decuplare (≥ 1 pF) din care două pentru implementarea rezistențelor negative (ca în Fig. 3). Pentru implementarea diferențială se mai adaugă o a patra capacitate de decuplare a rezistenței negative.

Prin aplicarea invenției se obțin următoarele avantaje:

1. Acordul factorului de calitate pentru filtrele multi-standard, ce permite ca la translarea pe o altă frecvență centrală filtrul să-și poată modifica factorul de calitate fără reajustarea frecvenței centrale.
2. Ajustarea factorului de calitate pentru filtrul activ atunci când circuitul este implementat pe o frecvență fixă.

REVENDICĂRI

1. Metodă de acord pentru un filtru activ de ordin 2 de înaltă frecvență realizat în tehnologie CMOS **caracterizată prin aceea că** modificarea factorului de calitate nu determină deviații ale frecvenței de rezonanță.
2. Filtru activ de ordin 2 **caracterizat prin aceea că** este implementat cu o inductanță activă de tip TOSI (transistor only simulated inductor) și două rezistențe negative, decuplate în curent continuu.

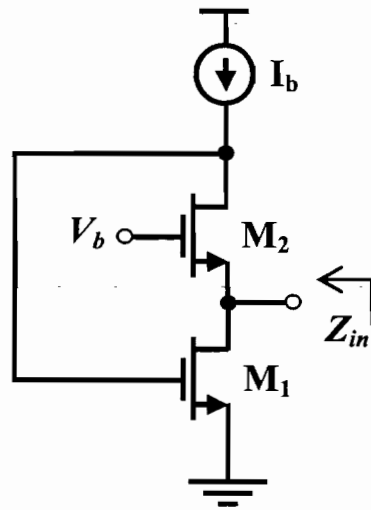


Figura 1. Inductanță simulată de tip TOSI.

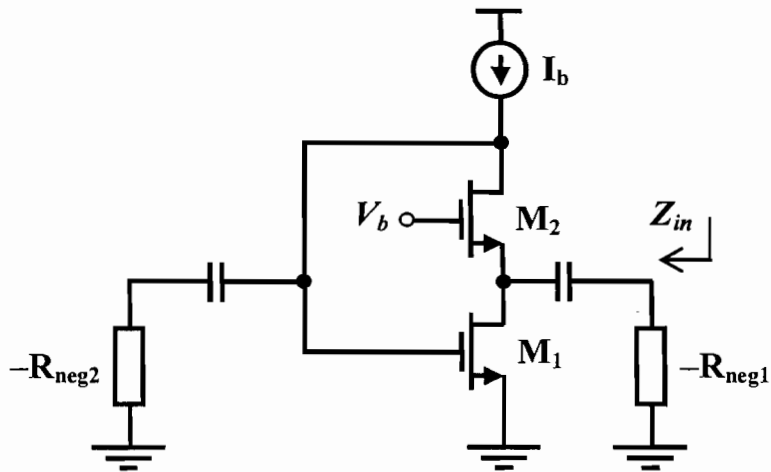


Figura 2. Filtru activ cu acordul factorului de calitate independent de frecvența de rezonanță.

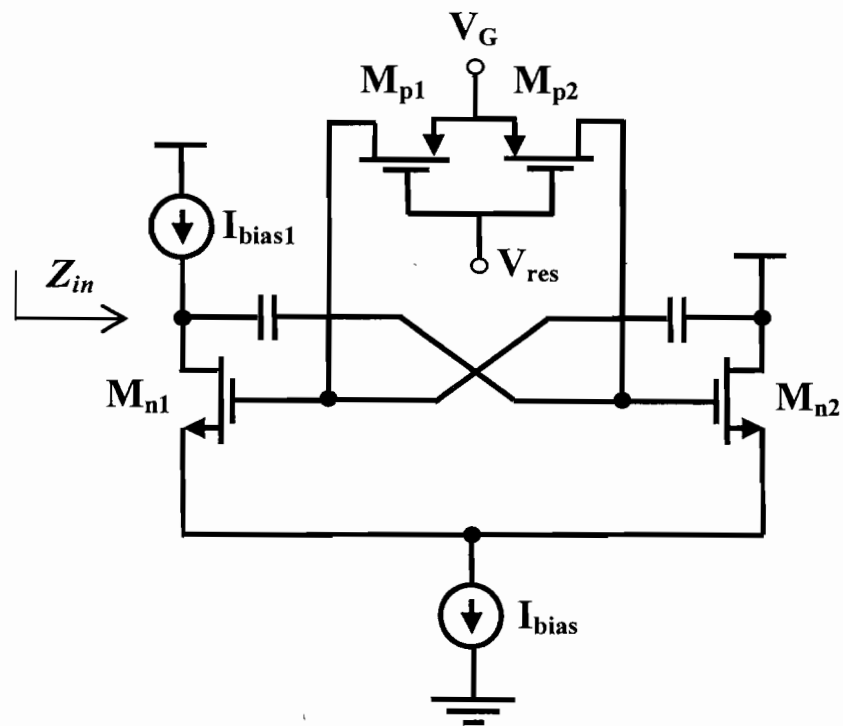


Figura 3. Rezistență negativă decuplată în curent continuu.