



CIRCUITE DE TELECOMUNICAȚII

Tema IX

Filtre active integrate pentru circuite RF

Prof. dr. ing. Andrei Câmpeanu
Departamentul Comunicații, A310-311
Email: andrei.campeanu@etc.upt.ro



Filtre în circuite RF

- Întrebări inițiale
 - De ce este nevoie de filtrare?
 - Unde sunt folosite filtrele în aplicații practice?
- Subiecte puse în discuție
 - Filtre integrate utilizate în RF
 - Metode de aproximare a funcției de transfer a filtrului ideal.
 - Tehnici de filtrare în timp continuu: Filtre OTA-C
 - Filtre cu capacități comutate



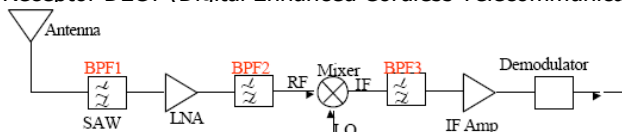
Filtre integrate utilizate în circuitele RF

- Operații de filtrare realizate în emițătoare și receptoare (*tranceivers*) RF
 - Selecția benzii de frecvențe RF la emisie sau recepție
 - De obicei implementările pasive dau linearitate și factori de zgomot corespunzători.
 - Tendința actuală este de integrare pe chip și a filtrelor de emisie-recepție.
 - Selecția canalului RF
 - În receptoarele superheterodină este vorba de filtrul de frecvență intermediară (IF) care de obicei este un filtru pasiv SAW sau ceramic.
 - Receptoarele Low-IF sau Zero-IF (cu conversie directă) utilizează filtre active integrate.
 - Filtre anti-aliere și de netezire
 - Conversoarele A/D și D/A sunt asociate întotdeauna cu filtre anti-aliere sau de netezire.
 - Conversia este realizată, de obicei, în banda de bază astfel încât filtrele analogice integrate sunt utilizate frecvent dar și în combinație cu filtrele digitale.

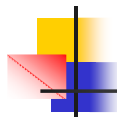


Exemplu: Filtre RF utilizate într-un receptor superheterodină

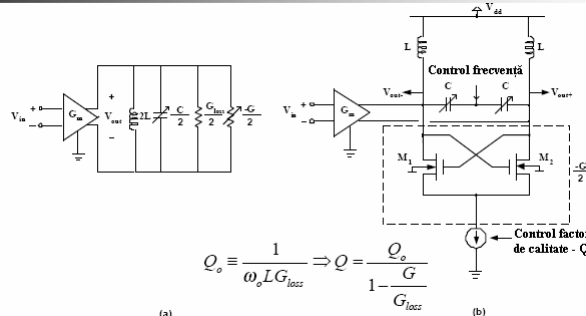
Receptor DECT (Digital Enhanced Cordless Telecommunications)



- **BPF1** este filtrul de selecție a benzii. Banda de trecere (BW) include întregul spectru definit de standardul utilizat, adică $1880-1900\text{MHz}$. Pentru receptorul GPS, spectrul benzii semnalului este centrat la 1575MHz cu o bandă de frecvență de 20MHz .
- **BPF2** este un filtru anti-imagine. Pentru DECT, $f_o \neq f_{LO}$. Banda de trecere a lui **BPF2** depinde de arhitectura receptorului, adică frecvență IF mare sau mică. De exemplu pentru DECT, banda de trecere este de 20MHz .
- **BPF3** este filtru de canal. Frecvența de trecere f_o este centrată pe frecvența intermediară (FI). Pentru DECT $f_o = 100\text{MHz}$ cu $BW = 1,728\text{MHz}$, pentru GPS, $f_o = 9,45\text{MHz}$, $BW = 2\text{MHz}$ sau 6MHz .
- Este necesară obținerea unui compromis între cerințele impuse lui **BPF2** și **BPF3**. Valoarea lui IF afectează atât **BPF2** cât și **BPF3**.



Exemplu: Principiul de realizare a FTB RF integrate



- Având în vedere valoarea redusă a factorului de calitate Q a inductanțelor integrate ($\sim 4-5$), circuitul acordat utilizat este de fapt un oscilator cu reacție negativă amortizat prin impunerea condiției $G_{loss} > G$. Această soluție mărește valoarea lui Q . Condiția asigură stabilitatea circuitului.
- În literatură, tehnica utilizată pentru creșterea valorii factorului de calitate poartă numele de *Q-enhancement*.
- Avantajele circuitului constau în controlul independent a frecvenței centrale f_o și al factorului de calitate Q .

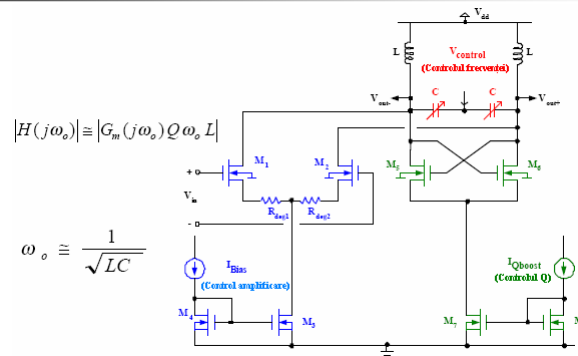
TCC-IX

A. Câmpeanu

5



Exemplu: Filtru trece-bandă RF realizat în tehnologia CMOS



- Circuitul este diferențial și este alcătuit dintr-un amplificator diferențial și un circuit acordat LC realizat în tehnica *Q-enhancement*.
- Sunt controlate independent: amplificarea, frecvența centrală și factorul de calitate.

TCC-IX

A. Câmpeanu

6



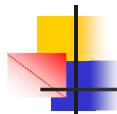
Aproximarea funcției de transfer (1)

- Procedura convențională de proiectare a filtrelor include următorii pași:
 - Se transformă specificațiile filtrului în specificațiile unui filtru trece-jos normalizat.
 - Ordinul filtrului, zerourile, polii și/sau valorile elementelor pasive pot fi obținute din tabele sau programe soft specializate (MATLAB, MATHCAD, etc).
 - Dacă este vorba de o implementare prin conectarea în cascadă a unor secțiuni biquad, se folosesc grupați polii și zerourile conjugate complex.
 - În cazul unor filtre pasive, circuitele și valorile componentelor se obțin din tabele.
 - Se transformă funcția de transfer normalizată în cea a filtrului dorit prin
 - Transformarea filtrului (FTJ-FTJ, FTJ-FTS, FTJ-FTB, FTJ-FOB).
 - Transformare de frecvență.
 - Denormare de impedanță.
 - Se obține astfel funcția de transfer sau filtrul pasiv dorit.

TCC-IX

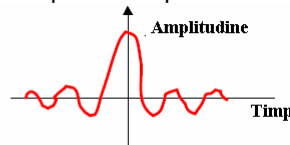
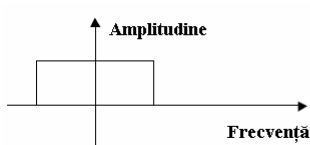
A. Câmpeanu

7



Aproximarea funcției de transfer (2)

- Concepte de aproximare a filtrelor:
 - Cum sunt translatate specificațiile unui filtru într-o expresie matematică care să poată fi sintetizată sub forma unui circuit?
 - Prin metodele de aproximare
 - De ce o caracteristică ideală de filtru nu poate fi implementată?



- Filtrele analogice sunt întotdeauna o aproximare a unei funcții de transfer dorite
 - De regulă, se utilizează caracteristica amplificare-frecvență a filtrului.
 - Caracteristica fază-frecvență este utilizată atunci când se dorește reducerea distorsiunilor la trecerea impulsurilor prin filtru (filtrul Besel).

TCC-IX

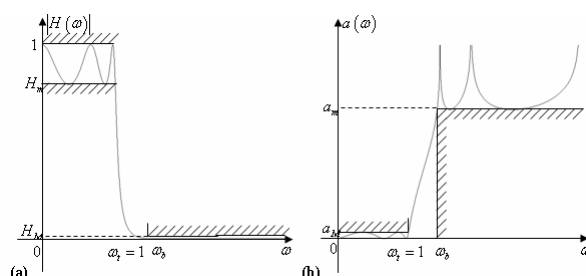
A. Câmpeanu

8



Aproximarea funcției de transfer (3)

- Implementările practice de filtre sunt specificate prin intermediul unui gabarit:



- Gabaritul din (a) se referă la amplificarea, cel din (b) la atenuarea filtrului.
- ω_t și ω_b sunt limitele benzii de trecere, respectiv de blocare a filtrului, $\omega_t - \omega_b$ este banda lui de tranziție.
- a_M este atenuarea maximă din banda de trecere iar a_m este atenuarea minimă din banda de blocare

TCC-IX

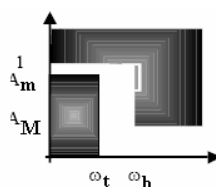
A. Câmpeanu

9

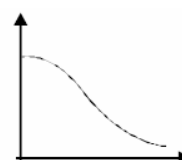


Aproximarea funcției de transfer (4)

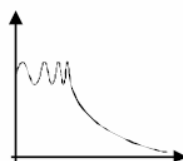
- Tipuri de aproximare a caracteristicii de amplificare-frecvență utilizate pentru FTJ.
 - Există și aproximarea Cebîșev II caracterizată prin riplu în banda de blocare și comportare de tip maxim-plat în banda de trecere.



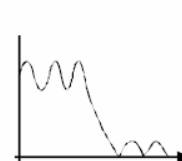
Gabaritul filtrului



Maxim-plat (Butterworth)



Cebîșev I (cu riplu egal)



Elipctic

TCC-IX

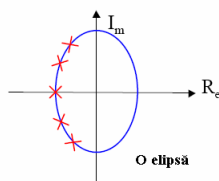
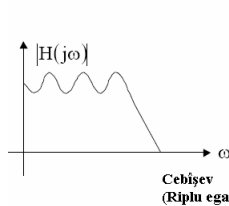
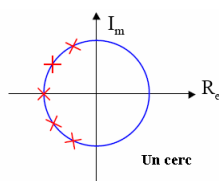
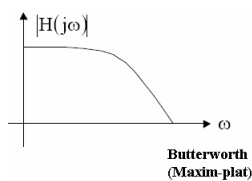
A. Câmpeanu

10



Aproximarea funcției de transfer (5)

Aproximări convenționale ale amplificării (1)



TCC-IX

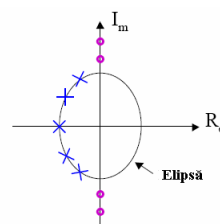
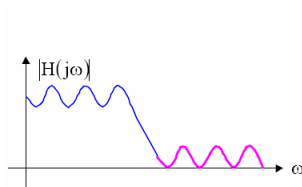
A. Câmpeanu

11



Aproximarea funcției de transfer (6)

Aproximări convenționale ale amplificării (2)



Observații:

- Aproximările de filtre care satisfac același gabarit conduc la următoarea relație: Ordin (Butterworth) > Ordin (Cebîșev) > Ordin (Eliptic)
- Caracteristica de fază și timpul de întârziere de grup joacă de asemenea un rol important în multe aplicații.

TCC-IX

A. Câmpeanu

12



Aproximarea funcției de transfer: Concluzii

- Alegerea metodei de aproximare utilizată la realizarea unui filtru depinde în principal de aplicația în care acesta este utilizat:
 - Aproximarea Butterworth reprezintă o bună alegere generică.
 - Aproximările Cebîșev II și eliptică au zerouri în banda de blocare și, în consecință pot fi utilizate la eliminarea completă a semnalelor perturbatoare situate în afara benzii de trecere a filtrului.
 - Aproximarea eliptică este cea mai selectivă dintre metodele de aproximare a amplificării.
 - Aproximarea caracteristicii de fază tip Bessel este bună din punctul de vedere a realizării unei interferențe intersimbol (ISI) reduse, dar selectivitatea în frecvență a filtrului este slabă.
 - Funcțiile de transfer obținute prin metodele de aproximare Butterworth, Cebîșev I și Bessel nu au zerouri pe axa imaginară a planului s , conducând astfel la circuite mai simple de implementat.

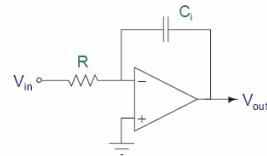


Caracteristici ale filtrelor active

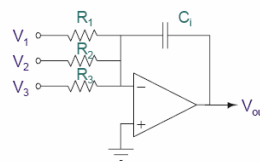
- Se evită utilizarea inductanțelor pe chip-ul semiconductor.
- Denumirea generică este de filtre active RC, deși tendința actuală este de a elimina rezistențele din componentă, întrucât ocupă spațiu și reprezintă surse de zgomot.
- Atenuarea de inserție este redusă.
- Compatibilitate cu tehnologia de realizare a circuitelor integrate.
- Performanțele filtrelor active sunt comparabile cu cele ale filtrelor pasive LC.
- Precizia și banda de frecvențe sunt limitate de performanțele circuitelor active utilizate.

Filtre RC cu amplificatoare operaționale (RC-opamp)

- În scopul implementării filtrelor analogice active sunt necesare de obicei trei categorii de operații de prelucrare a semnalului:
 - Integrare,
 - Amplificare,
 - Sumare (sau scădere).
- Un integrator poate fi obținut cu ușurință prin includerea unei capacități în bucla de reacție a amplificatorului operațional.
- Pentru a realiza sumarea se conectează la intrarea amplificatorului operațional mai multe rezistențe de intrare.



$$V_{out}(s) = -\frac{1}{sRC_f} V_{in}(s)$$



$$V_{out}(s) = -\frac{1}{sC_f} \left[\frac{V_1(s)}{R_1} + \frac{V_2(s)}{R_2} + \frac{V_3(s)}{R_3} \right]$$

TCC-IX

A. Câmpeanu

15

Caracteristici ale filtrelor RC-opamp

- Bună linearitate.
 - Linearitatea depinde în principal de amplificatorul operațional. Combinația dintre amplificarea foarte mare și reacție ajută la reducerea distorsiunilor (în joasă frecvență).
- Amplificatorul operațional produce "zgomot" suplimentar.
 - Au totuși o bună gamă dinamică (60-80dB) datorată linearității mari a amplificatorului.
- Constanta de timp a integratorului RC-opamp este independentă de capacitățile parazite.
- Excursia de tensiune atât la intrare cât și la ieșire este aproape egală cu diferența dintre tensiunile de alimentare.
 - Funcționează corect și în condițiile unor tensiuni de alimentare reduse.
- Factorul de calitate Q a integratorului RC-opamp este dat de

$$\frac{1}{Q_{RC-OPA}} = \frac{1}{A_{DC}} - \frac{1}{RC GBW}$$

- ceea ce determină o comportare "modestă" în frecvență a circuitului.

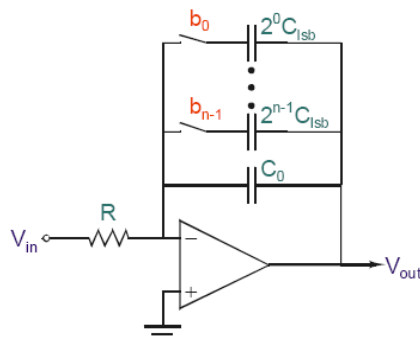
TCC-IX

A. Câmpeanu

16

Acordul filtrelor RC-opamp integrate

- Precizia absolută a rezistențelor și capacităților într-un proces integrat este redusă.
 - Constanta de timp RC poate varia între 50% și 200% din valoarea nominală.
- Într-un circuit integrat, toate constantele de timp ale integratoarelor RC variază similar.
 - Efectul cumulat constă în deplasarea frecvenței de tăiere a filtrului.
 - Același reglaj poate fi aplicat pentru corecția efectelor tuturor capacităților parazite din schemă.
- Sunt utilizate frecvent matrici de capacități comutabile pentru acordarea frecvenței de tăiere a unui filtru RC-opamp.
 - O rezoluție de 5 biți este obișnuită.



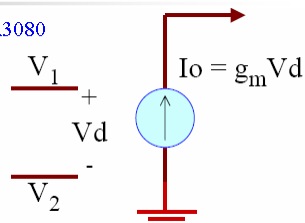
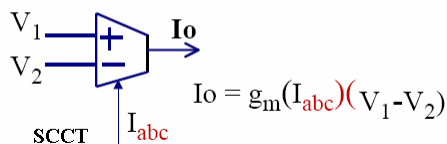
TCC-IX

A. Câmpeanu

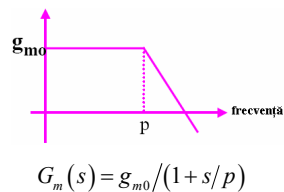
17

Amplificatoare operaționale de transconductanță (OTA)

Primul OTA comercial a fost produs de RCA în 1969, CA3080



- Transconductanța circuitului " g_m " este funcție de curentul I_{ABC} :
 - $g_m = h_1 I_{ABC}$ pentru tranzistoare bipolare și MOSFET-uri în inversie slabă.
 - $g_m = h_2 [I_{ABC}]^{1/2}$ pentru tranzistoare MOSFET în saturație.
- Dependența de frecvență se exprimă prin:
 - unde g_{m0} este transconductanța în cc a circuitului iar p este polul dominant situat între 10MHz și 100MHz.



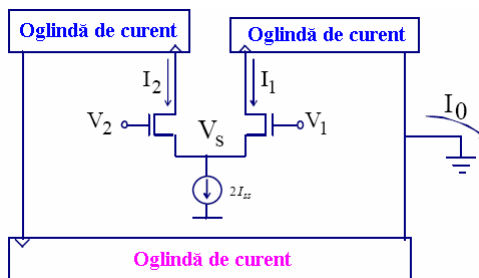
TCC-IX

A. Câmpeanu

18

Configurația tipică a unui amplificator OTA

- Transconductanța circuitului este proporțională cu rădăcina pătrată a curentului de polarizare a etajului diferențial de intrare.
- Circuitul poate fi realizat și în versiunea cu ieșiri diferențiale de curent.



$$\begin{cases} I_1 = \beta(V_1 - V_s - V_T)^2 \\ I_2 = \beta(V_2 - V_s - V_T)^2 \end{cases} \Rightarrow V_s = \frac{V_1 + V_2 - 2V_T}{2} \pm \sqrt{\frac{I_{ss}}{2\beta} - \left(\frac{\Delta V}{2}\right)^2}$$

$$I_1 + I_2 = I_{ss}$$

$$\text{cu } \beta = \frac{\mu C_{ox}}{2} \frac{W}{L}$$

$$\Delta V = V_1 - V_2$$

$$I_0 = I_1 - I_2 \Rightarrow I_0 = \Delta V \sqrt{2I_{ss}\beta} \sqrt{1 - \frac{\beta}{2I_{ss}} (\Delta V)^2}$$

$$\text{Rezultă: } g_m = \sqrt{2I_{ss}\beta}$$

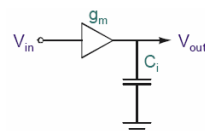
TCC-IX

A. Câmpeanu

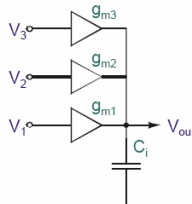
19

Principii de realizare a filtrelor OTA-C

- Este ușor de arătat că utilizarea a doar două componente electronice: transconductoare (OTA) și capacități, permite realizarea operațiunilor de bază ce caracterizează filtrul analogic:
 - Integrare,
 - Amplificare,
 - Sumare (sau scădere).
- Integrarea poate fi obținută conectând la ieșirea transductorului (g_m) capacitatea C .
- Sumarea poate fi realizată simplu în domeniul curenților, după cum arată relația din figură.
- Transductorul este cazul particular al amplificatorului OTA cu intrare unilateralizată.



$$V_{out}(s) = \frac{g_m}{sC_i} V_m(s)$$



$$V_{out}(s) = -\frac{1}{sC_i} [g_{m1}V_1(s) + g_{m2}V_2(s) + g_{m3}V_3(s)]$$

TCC-IX

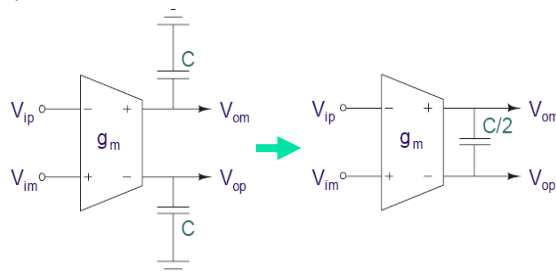
A. Câmpeanu

20



Filtre OTA-C diferențiale

- Într-un circuit OTA-C diferențial capacitățile de integrare pot fi combinate.
- Capacitatea totală utilizată se reduce la o pătrime din valoarea inițială.
 - Este un avantaj semnificativ în raport cu filtrele active RC-opamp
- Stabilitatea pe modul comun a circuitului poate reprezenta o problemă.
 - Din acest punct de vedere, este mai bine ca circuitul să păstreze o anumită sarcină pe modul comun.



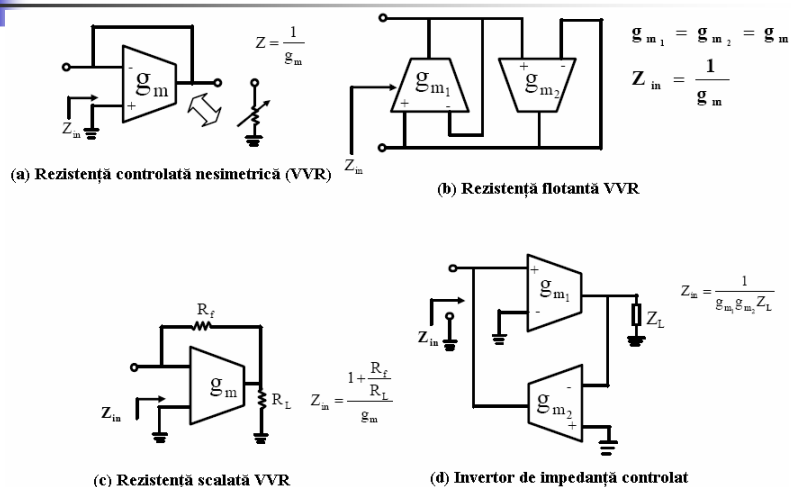
TCC-IX

A. Câmpeanu

21



Impedanțe controlate realizate cu amplificatorul OTA

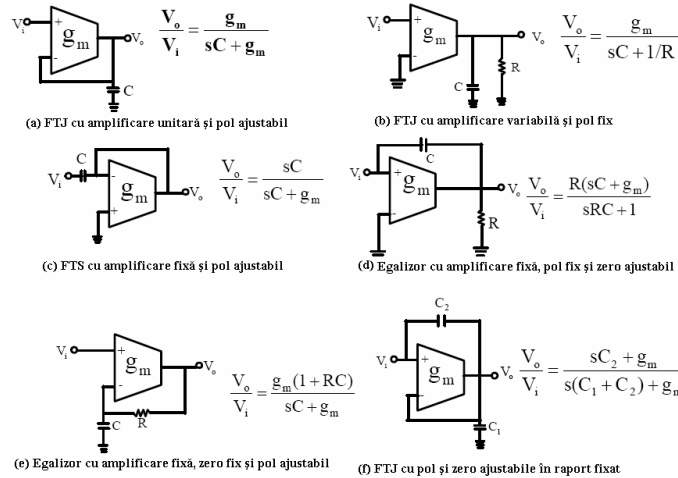


TCC-IX

A. Câmpeanu

22

Celule de filtru activ de ordinul I realizate cu circuite OTA-C



TCC-IX

A. Câmpeanu

23

Structura canonică de filtru OTA-C de ordinul II

- Numele circuitului indică faptul că este realizat cu un număr minim de componente.
- Stabilirea structurii circuitului se face pornind de la expresia canonică a funcției de transfer a FTJ de ordinul II:

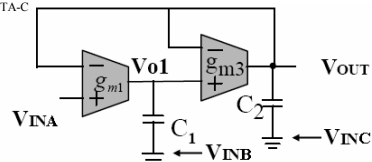
$$H_{TJ}(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + (\omega_n/Q)s + \omega_n^2}$$

- După dezvoltare și împărțire cu s^2 , expresia obținută dezvăluie structura circuitului OTA-C care implementează funcția de transfer propusă:

$$V_{OUT}(s) = \frac{\omega_n/Q}{s} \left[\frac{\omega_n/Q}{s} (V_{IN}(s) - V_{OUT}(s)) - V_{OUT}(s) \right]$$

al II-lea integrator OTA-C

- Circuitul din figura alăturată implementează funcția de transfer propusă, fiind alcătuit din două integroare cu intrări diferențiale conectate conform expresiei.
- Vom verifica în continuare expresia funcției de transfer a circuitului din figură.



TCC-IX

A. Câmpeanu

24

Calculul funcției de transfer a structurii canonice de ordinul II OTA-C

- Tensiunile de ieșire a celor două amplificatoare OTA sunt:

$$V_{o1} = \frac{g_{m1}}{sC_1}(V_{INA} - V_{OUT}) \quad V_{OUT} = \frac{g_{m3}}{sC_2}(V_{o1} - V_{OUT})$$

- Eliminând din cele două expresii, tensiunea de ieșire a primului amplificator, obținem funcția de transfer a circuitului. Aceasta verifică expresia inițială:

$$H_{TJ}(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{INA}(s)} = \frac{g_{m1}g_{m3}/C_1C_2}{s^2 + \frac{g_{m3}}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m3}}{C_1C_2}}$$

- Dacă bornele de masă ale lui C_1 și C_2 devin intrările V_{INB} și V_{INC} , circuitul prezintă la ieșire toate cele trei tipuri de comportări în frecvență:

$$V_{OUT}(s) = \frac{s^2C_1C_2V_{INC}(s) + sC_1g_{m3}V_{INB}(s) + g_{m1}g_{m3}V_{INA}(s)}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m3} + g_{m1}g_{m3}}$$

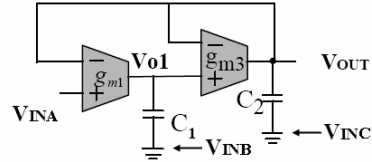
- Parametrii FTJ sunt:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad \text{și} \quad 1/Q = \sqrt{\frac{g_{m3}}{g_{m1}} \frac{C_1}{C_2}}$$

TCC-IX

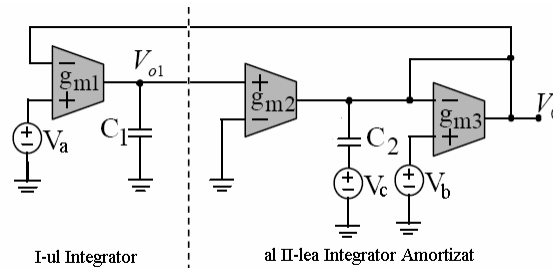
A. Câmpeanu

25



Structura OTA-C de filtru activ rezonator de ordinul II

- Față de structura canonică studiată anterior, filtrul din figură oferă avantajul unui control independent al parametrilor filtrului.
- Filtrul rezonator se obține prin închiderea într-o buclă de reacție a unui integrator și a unui integrator amortizat.
- În funcție de intrarea accesată, circuitul prezintă la ieșire toate cele trei tipuri de comportări: FTJ, FTB și FTS.



- Calculăm curentul și tensiunea la ieșirea primului amplificator OTA:

$$I_1 = g_{m1}(V_a - V_o), \quad V_{o1} = \frac{g_{m1}(V_a - V_o)}{sC_1}$$

- Pentru a calcula tensiunea de ieșire a circuitului, V_o , calculăm pentru început curenții de ieșire a amplificatoarelor 2 și 3, I_2 respectiv I_0 :

$$I_2 = g_{m2}V_{o1} = \frac{g_{m1}g_{m2}(V_a - V_o)}{sC_1}, \quad I_0 = g_{m3}(V_b - V_o), \quad I_2 + I_0 = sC_2(V_o - V_c)$$

TCC-IX

A. Câmpeanu

26

Structura OTA-C de filtru activ rezonator de ordinul II – Funcția de transfer și procedura de proiectare

- Eliminăm curenții din expresiile anterioare și exprimăm tensiunea de ieșire V_o în funcție de intrările V_A , V_B și V_C .

$$V_o = \frac{s^2 V_c + \frac{g_{m3}}{C_2} s V_b + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} V_a}{s^2 + \frac{g_{m3}}{C_2} s + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}}$$

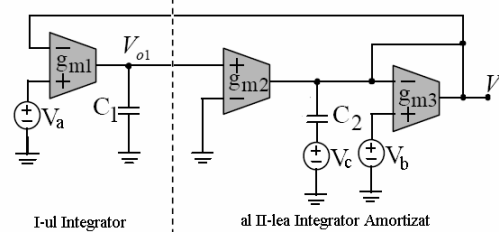
- Circuitul are o funcție de transfer de ordinul II și are comportări de FTJ în raport cu intrarea V_A , de FTB în raport cu V_B și de FTS în raport cu V_C .
- Parametrii celulei de filtru de ordinul II sunt:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}}, \quad \frac{1}{Q} = \frac{g_{m3}}{\sqrt{g_{m1} g_{m2}}} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

- Procedura de proiectare începe prin stabilirea unei valori comune pentru capacități: $C_1 = C_2 = C$. Apoi:

- $g_{m1} = g_{m2} = g$ - reglează frecvența
- g_{m3} - reglează Q .

TCC-IX



A. Câmpeanu

27

Concluzii: Filtre OTA-C

- Filtrele cu transconductoare MOS sau bipolare integrate sunt convenabile în aplicațiile de viteză mare. Suprafața de siliciu ocupată este redusă, iar precizia pe care o realizează este moderată.
- Ca exemplu de utilizare practică a filtrelor OTA-C sunt canalele de citire a driverelor de hard-disk.
- Totuși, datorită variațiilor de proces și temperatură, aceste circuite au nevoie de circuite speciale de acord. Reglarea frecvenței poate fi realizată cu o precizie mai bună de 1%. Nu același lucru se poate spune despre reglarea factorului de calitate în cazurile în care $Q > 5$, când nu poate fi obținută o precizie mai bună de 25-30%. Recent au fost raportate în literatură precizii de până la 1%.
- Problema reglajului practic a lui Q rămâne încă o problemă dificilă.

TCC-IX

A. Câmpeanu

28

Filtre active cu capacități comutate - Introducere

- Tehnica capacităților comutate (Switched-Capacitors, SC) a constituit cea dintâi aplicare în domeniul circuitelor de filtrare analogică a tehnologiei integrate CMOS. Faptul că pot fi realizate printr-un singur proces tehnologic capacități, comutatoare și amplificatoare operaționale a reprezentat un progres însemnat în proiectarea filtrelor active.
- Filtrele cu capacități comutate funcționează pe principiul transferului eșantioanelor de semnal analogic de la un element de stocare la altul.
- Avantajele tehnicii SC sunt precizia și programarea digitală.
- Constanta de timp asociată cu valoarea RC în cazul filtrelor active se exprimă pentru filtrele cu capacități comutate prin:

$$T_C = R_{echiv} C = (T/C_R) C = (C/C_R)(1/f_S)$$

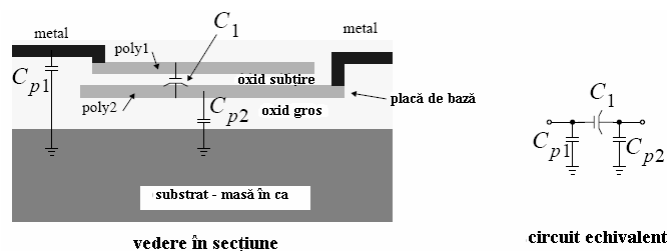
- T_C este constanta de timp, rezistența echivalentă (R_{echiv}) este egală cu perioada de eșantionare împărțită la capacitatea C_R . Precizia lui T_C este mai bună de 0,1%.
- Vom examina în continuare principiile de realizare a filtrelor SC.

TCC-IX

A. Câmpeanu

29

Circuite SC – Blocuri constitutive de bază Capacități din poly-siliciu



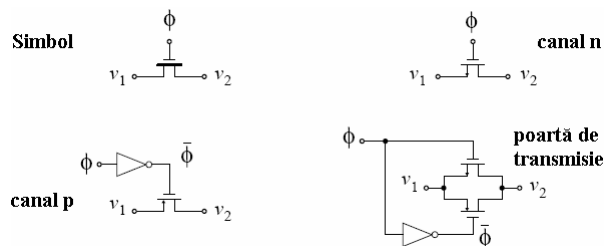
- Capacitatea parazită cu placa de bază C_{p2} este substanțială (20% din C_1).
- Se utilizează de asemenea capacități metal-metal, dar acestea prezintă capacități parazite chiar mai mari.

TCC-IX

A. Câmpeanu

30

Circuite SC – Blocuri constitutive de bază Comutatoare CMOS



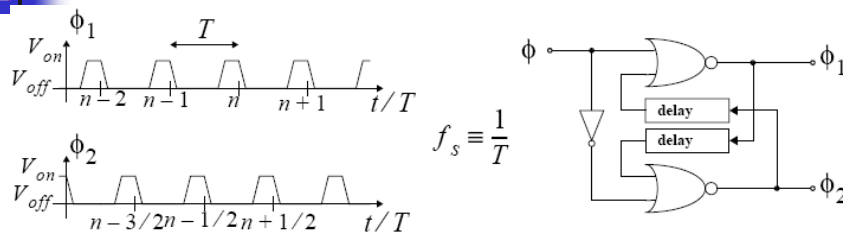
- Comutatoarele MOSFET au performanțe excelente:
 - Rezistența în starea de blocare este în gama $G\Omega$.
 - Rezistența în starea de conducție este în gama de la 100Ω la $5k\Omega$ (depinde de dimensiunea tranzistorului).
- Cu toate acestea, comutatoarele prezintă capacități parazite nelineare importante.

TCC-IX

A. Câmpeanu

31

Circuite SC – Blocuri constitutive de bază Secvențe de tact în două faze



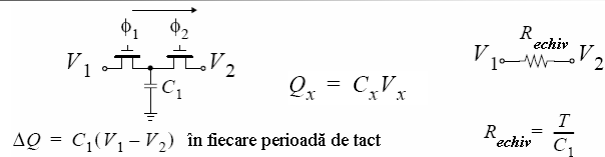
- Secvența de tact în două faze face ca cele două tacte să nu se suprapună niciodată.
- Utilizarea secvenței în două faze este necesară pentru ca să nu se piardă sarcină electrică în mod necontrolat.
- Sfârșitul fazei ϕ_1 coincide cu o valoare întreagă a perioadei T .
- Sfârșitul fazei ϕ_2 se produce la $1/2$ din valoarea unei perioade T .

TCC-IX

A. Câmpeanu

32

Rezistența echivalentă unei capacități comutate (1)



- În fiecare perioadă de tact, capacitatea C_1 se încarcă succesiv la tensiunea V_1 iar apoi la tensiunea V_2 . Variația sarcinii într-o perioadă este, prin urmare:

$$\Delta Q_1 = C_1(V_1 - V_2)$$

- Se poate calcula, prin urmare, o valoare medie echivalentă a curentului ce circulă între cele două surse, I_{med} :

$$I_{med} = \frac{\Delta q}{\Delta t} = \frac{C_1(V_1 - V_2)}{T}$$

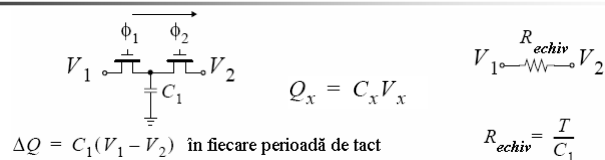
- unde T este perioada de tact.

TCC-IX

A. Câmpeanu

33

Rezistența echivalentă unei capacități comutate (2)



- Pentru rezistența echivalentă R_{echiv} din circuitul convențional se scrie:

$$I_{echiv} = \frac{V_1 - V_2}{R_{echiv}}$$

- Egalând cele două relații, se obține:

$$R_{echiv} = \frac{T}{C_1} = \frac{1}{f_s C_1}$$

- Această echivalență este utilă pentru analiza circuitului SC la frecvențe joase.
- La frecvențe înalte se utilizează o analiză în timp discret.

TCC-IX

A. Câmpeanu

34

Rezistența echivalentă unei capacități comutate - Exemplu

- Vom calcula rezistența echivalentă unei capacități de $5pF$ eșantionate la o frecvență de tact de $100kHz$.
- Utilizând ultima relație, avem:

$$R_{echiv} = \frac{1}{f_s C_1} = \frac{1}{(100 \times 10^3)(5 \times 10^{-12})} = 2M\Omega$$

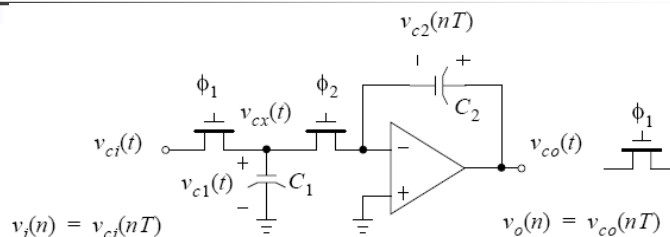
- De observat că prin acest procedeu poate fi realizată o rezistență echivalentă de valoare foarte mare.
- Circuitul echivalent rezistenței de valoare foarte mare utilizează numai două tranzistoare, un tact în două faze și o capacitate de valoare relativ redusă.
- Într-un proces tehnologic CMOS, o rezistență de o asemenea valoare ar necesita în mod normal o suprafață de siliciu extrem de mare.

TCC-IX

A. Câmpeanu

35

Realizarea generică a integratorului în tehnica SC



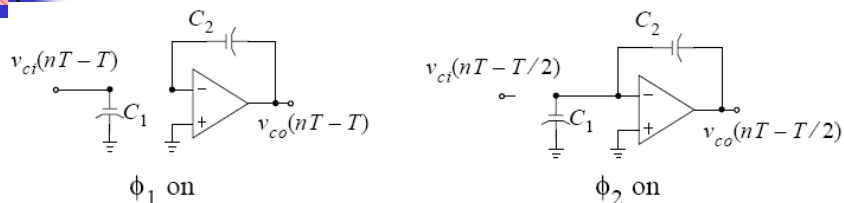
- Ca și în cazul celorlalte metode de realizare a filtrelor active, problema implementării circuitului de integrare, și în cazul tehnologiei SC, rezolvarea acestei probleme constituie o provocare esențială.
- Denumim circuitul ca fiind "generic", întrucât la stabilirea configurației sale nu luăm deocamdată în considerare problema eliminării efectelor capacităților parazite.
- Stabilim valoarea tensiunii de la ieșire în raport cu eșantioanele tensiunii de intrare la sfârșitul fazelor de tact ϕ_1 respectiv ϕ_2 .

TCC-IX

A. Câmpeanu

36

Realizarea generică a integratorului în tehnica SC – Calculul tensiunilor din circuit



- La sfârșitul fazei de tact ϕ_2 , tensiunea de ieșire este:

$$C_2 v_{co}(nT-T/2) = C_2 v_{co}(nT-T) - C_1 v_{ci}(nT-T)$$
- Dar la sfârșitul tactului ϕ_1 , tensiunea de ieșire are valoarea:

$$C_2 v_{co}(nT) = C_2 v_{co}(nT-T/2)$$
- Se obține astfel ecuația de evoluție a tensiunii de ieșire pe parcursul complet al unei perioade de tact:

$$C_2 v_{co}(nT) = C_2 v_{co}(nT-T) - C_1 v_{ci}(nT-T)$$

TCC-IX

A. Câmpeanu

37

Realizarea generică a integratorului în tehnica SC – Continuarea calculului tensiunilor din circuit

- Rescriem ecuația de mai sus sub forma unei ecuații cu diferențe finite:

$$v_o[n] = v_o[n-1] - \frac{C_1}{C_2} v_i[n-1]$$

- Aplicăm în continuare transformata z și rearanjăm ecuația, ceea ce conduce la:

$$H(z) = \frac{V_o(z)}{V_i(z)} = -\left(\frac{C_1}{C_2}\right) \frac{1}{z-1}$$

- O primă remarcă: coeficientul amplificării circuitului este determinat strict de raportul valorilor a două capacități.
- Raportul de capacități poate fi ajustat FOARTE PRECIS într-un circuit integrat (precizie mai bună de 0,1%).
- Afirmațiile anterioare reprezintă explicația faptului că funcțiile de transfer a filtrelor cu capacități comutate sunt extrem de exacte și precise.

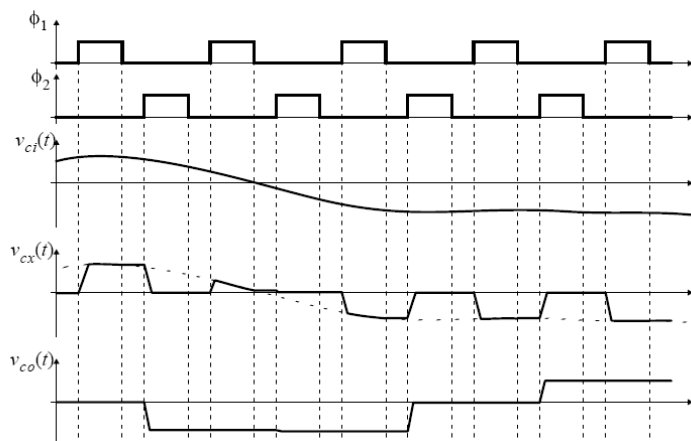
TCC-IX

A. Câmpeanu

38



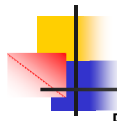
Realizarea generică a integratorului în tehnica SC – Forme de undă într-un integrator SC



TCC-IX

A. Câmpeanu

39



Realizarea generică a integratorului în tehnica SC – Comportarea la frecvențe joase

- Funcția de transfer a circuitului $H(z)$ poate fi rescrisă astfel:

$$H(z) = \frac{V_o(z)}{V_i(z)} = -\left(\frac{C_1}{C_2}\right) \frac{1}{z-1}$$

- Pentru a determina răspunsul în frecvență a circuitului, să ne reamintim:

$$H(z) = -\left(\frac{C_1}{C_2}\right) \frac{z^{-1/2}}{z^{1/2} - z^{-1/2}}$$

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

$$z^{1/2} = \cos\left(\frac{\omega T}{2}\right) + j \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)$$

$$z^{-1/2} = \cos\left(\frac{\omega T}{2}\right) - j \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)$$

$$H(e^{j\omega T}) = -\left(\frac{C_1}{C_2}\right) \frac{\cos\left(\frac{\omega T}{2}\right) - j \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)}{j2 \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)}$$

TCC-IX

A. Câmpeanu

40

Realizarea generică a integratorului în tehnica SC – Răspunsul în frecvență a circuitului

- Particularizăm ultima ecuație în cazul frecvențelor joase, adică pentru $\omega T \ll 1$:

$$\sin\left(\frac{\omega T}{2}\right) \approx \frac{\omega T}{2}, \quad \cos\left(\frac{\omega T}{2}\right) - j \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right) \approx 1$$

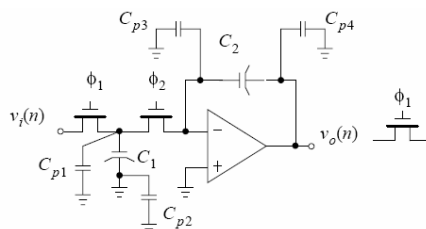
$$\Rightarrow H(e^{j\omega T}) \cong -\left(\frac{C_1}{C_2}\right) \frac{1}{j\omega T}$$

- Prin urmare, funcția de transfer este identică cu cea a unui integrator inversor în timp continuu ce are constanta de amplificare egală cu:

$$K_I \cong \left(\frac{C_1}{C_2}\right) \frac{1}{T}$$

- Constanta de amplificare este funcție numai de raportul valorilor capacităților integratorului și de frecvența de tact ceea ce justifică acuratețea performanțelor circuitelor realizate în tehnica capacităților comutate.

Realizarea generică a integratorului în tehnica SC – Efectul capacităților parazite

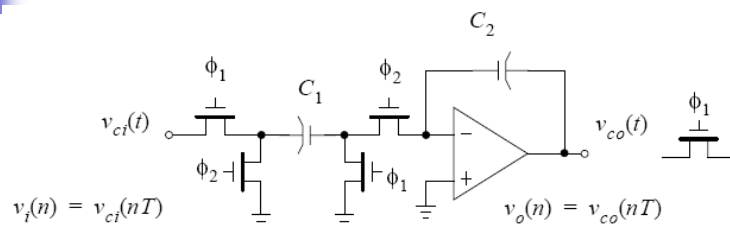


- Luarea în considerare a capacităților parazite ce apar în circuitul real de integrare, conduce la modificarea expresiei funcției de transfer astfel:

$$H(z) = \frac{V_o(z)}{V_i(z)} = -\left(\frac{C_1 + C_{p1}}{C_2}\right) \frac{1}{z-1}$$

- În consecință, constanta de amplificare a integratorului SC nu mai este controlată precis fiind în parte și nelineară (din cauza caracterului nelinear al capacității C_{p1}).

Integrator SC insensibil la efectul capacităților parazite



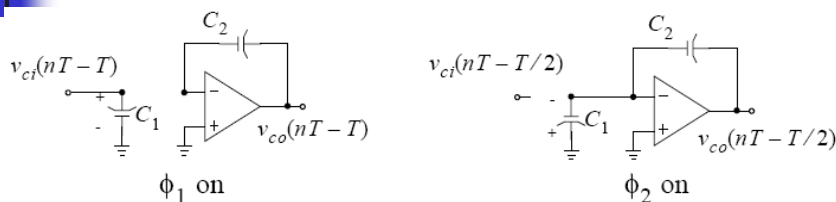
- Prin utilizarea a două comutatoare MOS suplimentare, integratorul SC poate fi făcut insensibil la efectul capacităților parazite:
 - Funcția de transfer este mult mai precisă,
 - Circuitul are o mai bună linearitate (capacitățile parazite nelineare rămân fără importanță).

TCC-IX

A. Câmpeanu

43

Integrator SC insensibil la efectul capacităților parazite – Calculul funcției de transfer



- Analiza funcționării circuitului se face la fel ca și în primul caz, cu excepția faptului că în circuitul din figură, C_1 este comutată în polaritate înainte ca ea să se descarce pe capacitatea C_2 .

$$H(z) = \frac{V_o(z)}{V_i(z)} = \left(\frac{C_1}{C_2} \right) \frac{1}{z-1}$$

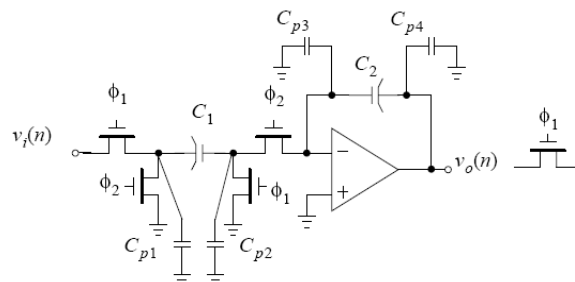
- Se remarcă că, acum, integratorul este neinvertor (spre deosebire de primul caz când era invertor).

TCC-IX

A. Câmpeanu

44

Integrator SC insensibil la efectul capacităților parazite – Efectul capacităților parazite (1)



- C_{p3} are un efect minor întrucât este conectată la intrarea op-amp-ului, adică la o masă virtuală.
- C_{p4} are un efect minor pentru că este conectată la ieșirea de impedanță scăzută a amplificatorului.
- C_{p2} are un efect minor, având în vedere că ea se conectează succesiv sau la masa virtuală sau la masa fizică.

TCC-IX

A. Câmpeanu

45

Integrator SC insensibil la efectul capacităților parazite – Efectul capacităților parazite (2)

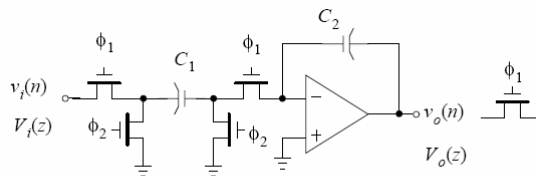
- C_{p1} se încarcă și se descarcă permanent la masă.
- Pe durata fazei Φ_1 , faptul că C_{p1} se încarcă de asemenea la tensiunea $v_i[n-1]$ nu afectează sarcina acumulată pe condensatorul C_1 .
- Pe durata fazei Φ_2 , C_{p1} se descarcă prin comutatorul atașat nodului său și nu afectează sarcina acumulată pe C_2 .
- Chiar dacă capacitățile parazite pot afecta comportarea în comutare a circuitului prin mărirea timpului de comutare, ele nu afectează ecuația cu diferențe finite a circuitului.

TCC-IX

A. Câmpeanu

46

Integrator SC insensibil la efectul capacităților parazite – Integratorul inversor



$$C_2 v_{co}(nT - T/2) = C_2 v_{co}(nT - T)$$

$$C_2 v_{co}(nT) = C_2 v_{co}(nT - T/2) - C_1 v_{ci}(nT)$$

- Particularitatea circuitului constă în faptul că semnalul de la ieșire depinde de semnalul de intrare de la același moment de timp (circuit delay-free).

$$H(z) = \frac{V_o(z)}{V_i(z)} = -\left(\frac{C_1}{C_2}\right) \frac{1}{z-1}$$

- Integratoarele delay-free sunt inversoare în timp ce integratoarele neinversoare întârzie cu un tact ieșirea față de intrare.