

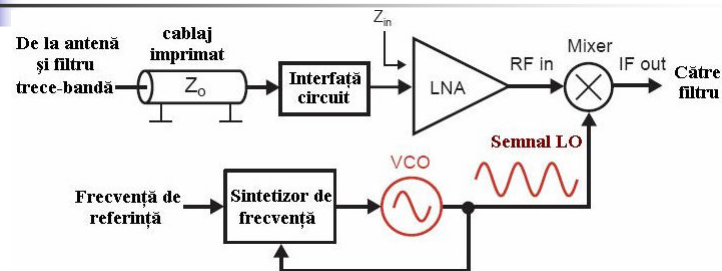
## CIRCUITE DE TELECOMUNICAȚII

### Tema VIII

### Oscilatoare RF

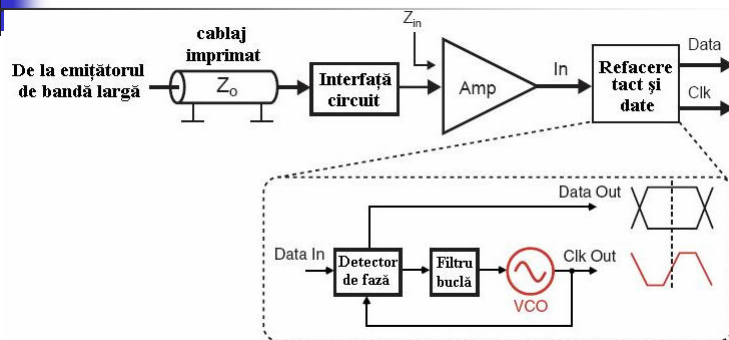
Prof. dr. ing. Andrei Câmpeanu  
 Departamentul Comunicații, A310-311  
 Email: [andrei.campeanu@etc.upt.ro](mailto:andrei.campeanu@etc.upt.ro)

### Rolul Oscilatorului Comandat în Tensiune (VCO) în sistemele radio de bandă îngustă



- Probleme în realizarea VCO
  - Domeniul de acord al frecvenței: Trebuie să acopere toate canalele de frecvență.
  - Zgomotul oscilatorului: Afectează sensibilitatea receptorului.
  - Putere: Se dorește un consum redus de putere.
  - Izolare: Se dorește minimizarea căilor de zgomot în VCO.
  - Sensibilitate la variațiile procesului tehnologic/temperaturii: Este necesar să poată fi produs pe scară largă.

## Rolul Oscilatorului Comandat în Tensiune (VCO) în sistemele de comunicații de mare viteză



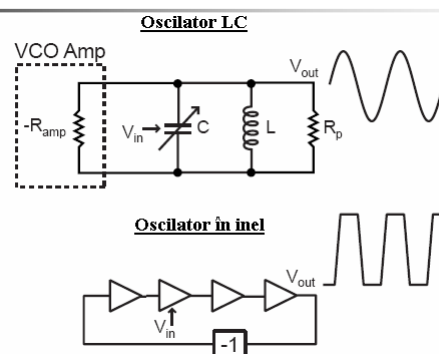
- Problemele în realizarea VCO sunt aceleași ca în cazul comunicațiilor radio, dar:
  - Performanțele la zgomot sunt mai puțin stringente,
  - Domeniul de acord al frecvenței este de obicei mai redus.

TCC-VIII

A. Câmpeanu

3

## Structuri populare de oscilatoare VCO



- Oscilatorul LC: zgomot de fază redus, ocupă suprafață mare.
- Oscilatorul în inel: foarte ușor de integrat, zgomot de fază mare.

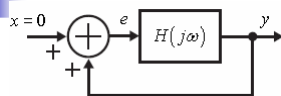
TCC-VIII

A. Câmpeanu

4



## I. Conceptul de sistem cu reacție: Criteriul Barkhausen pentru oscilatoare



- Funcția de transfer în buclă închisă a oscilatorului:

$$G(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{H(j\omega)}{1 - H(j\omega)}$$

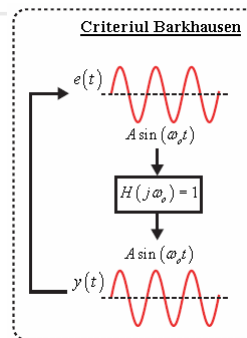
- Se produc în circuit oscilații întreținute pe frecvența  $\omega_o$  dacă se îndeplinește condiția:

$$H(j\omega_o) = 1$$

- Ultima relație se exprimă, de regulă, prin două condiții:

- Amplificarea este egală cu 1 (unu) la frecvența  $\omega_o$ ,
- Faza este un multiplu de  $360^\circ$  la frecvența  $\omega_o$ .

$$|H(j\omega_o)| = 1 \text{ și } \arg\{H(j\omega_o)\} = n \cdot 2\pi, n = 0, 1, 2, \dots$$



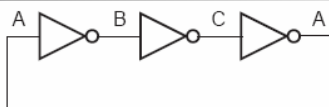
TCC-VIII

A. Câmpăanu

5



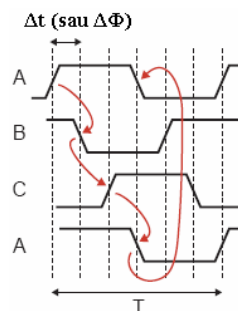
## Exemplul 1: Oscilator în inel



- Amplificarea este stabilită la valoarea 1 prin caracteristicile de saturație a invertoarelor.
- Se utilizează în buclă un număr impar de etaje pentru a împiedica invertoarele să realizeze un punct de funcționare stabil.
- Defazajul la frecvența de oscilație este egal cu  $360^\circ$  ( $180^\circ$  sunt date de inversare iar  $180^\circ$  se datorează întârzierii porților).
- Presupunem oscilatorul alcătuit din  $N$  etaje, fiecare având un defazaj  $\Delta\Phi$ .  

$$N\Delta\Phi = 180^\circ \quad \Delta\Phi = 180^\circ/N$$
- Alternativ,  $N$  etaje cu întârzierea  $\Delta t$  conectate în cascadă au o întârziere egală cu  

$$N\Delta t = T/2 \Rightarrow \Delta t = T/(2N)$$



TCC-VIII

A. Câmpăanu

6

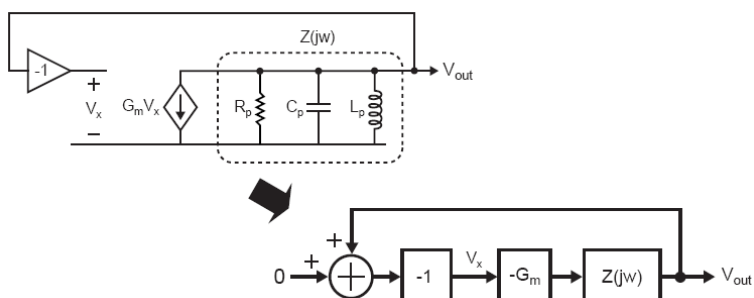


## Exemplul 1: Observații în legătură cu oscilatorul în inel

- Datorită unor performanțe de zgomot relativ modeste, oscilatoarele în inel sunt rar folosite în sistemele radio RF.
- Sunt utilizate destul de frecvent în sistemele de comunicații de mare viteză pe fir.
- În continuare, atenția noastră va fi focalizată numai pe oscilatoarele LC.

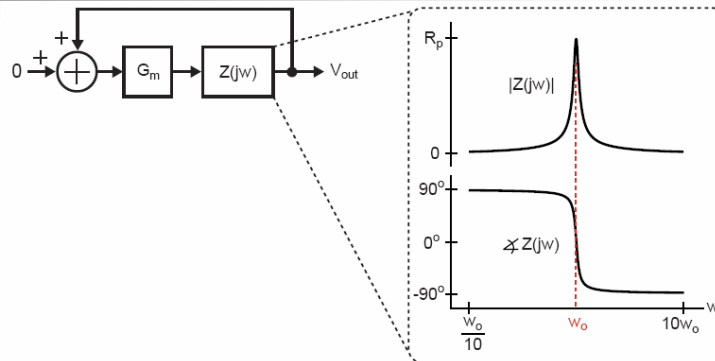


## Exemplul 2: Oscilator cu circuit rezonant



- Criteriul Barkhausen pentru oscilație la frecvența  $\omega_o$ :  
$$G_m Z(j\omega_o) = 1$$
- Presupunând că  $G_m$  este pur real, rezultă că circuitul rezonant se află la rezonanță, astfel că  $Z(j\omega_o)$  trebuie să fie și el pur real.  
$$G_m R_p = 1$$

## Exemplul 2: Caracteristica de frecvență a circuitului rezonant



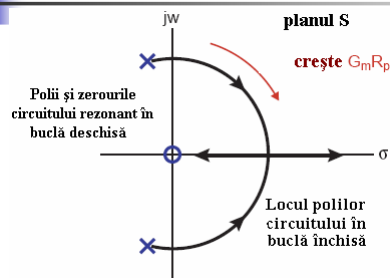
- În cazul circuitului rezonant paralel, impedanța la rezonanță a acestuia se comportă ca o rezistență, fiind pur reală.
  - Condiția de fază este satisfăcută.
  - Condiția de amplitudine este satisfăcută prin impunerea condiției:  $G_m R_p = 1$ .

TCC-VIII

A. Câmpeanu

9

## Exemplul 2: Impactul valorilor $g_m$ asupra comportării circuitului



- Reprezentarea locului rădăcinilor ne permite să vizualizăm dependența poziției polilor în funcție de polii și zerourile circuitului în buclă deschisă și de amplificarea în buclă deschisă ( $G_m R_p$ ) a acestuia.
  - Pe măsură ce amplificarea  $G_m R_p$  crește, polii în buclă închisă se deplasează în semiplanul drept al planului s.

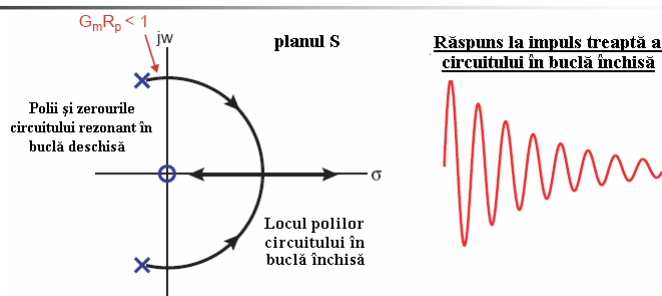
TCC-VIII

A. Câmpeanu

10



## Exemplul 2: Cazul $g_m$ prea mic



- Polii circuitului în buclă închisă se găsesc în semiplanul stâng al planului  $s$ .
  - Răspunsul circuitului este amortizat.
  - Oscilația "moare".

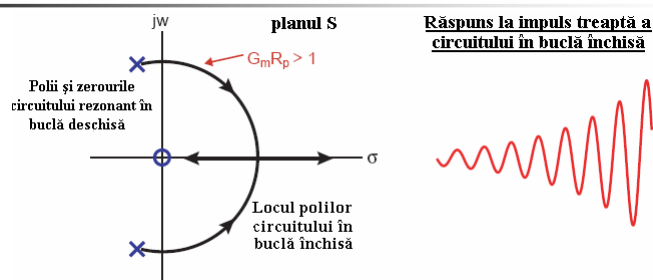
TCC-VIII

A. Câmpeanu

11



## Exemplul 2: Cazul $g_m$ prea mare



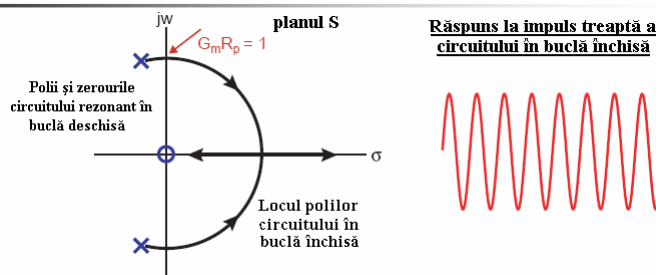
- Polii circuitului în buclă închisă se găsesc în semiplanul drept al planului  $s$ .
  - Răspunsul circuitului este instabil.
  - Oscilația "explodează".

TCC-VIII

A. Câmpeanu

12

## Exemplul 2: Cazul $g_m$ are valoarea corectă



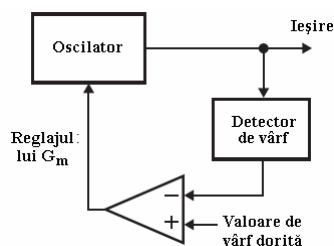
- Polii circuitului în buclă închisă se plasează pe axa  $j\omega$ .
  - Oscilație întreținută.
- Consecință:  $G_m R_p$  trebuie să fie exact 1.
  - Cum se poate asigura îndeplinirea acestei condiții?

TCC-VIII

A. Câmpeanu

13

## Exemplul 2: Buclă de control a amplitudinii



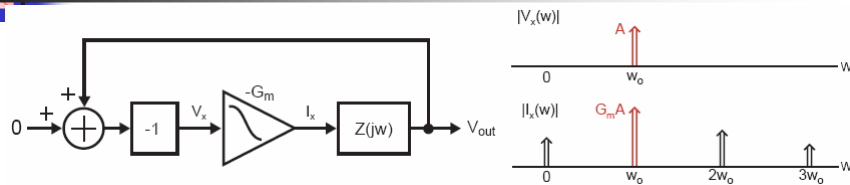
- O primă idee în vederea realizării unei oscilații de amplitudine constantă la ieșire constă în detectarea amplitudinii oscilatorului și ajustarea amplificării  $G_m$  astfel încât să devină egală cu valoarea dorită.
  - Utilizarea reacției negative permite realizarea cu precizie a condiției  $G_m R_p = 1$ .
- Consecințe: realizare complexă, consumă putere și adaugă zgomot.

TCC-VIII

A. Câmpeanu

14

## Exemplul 2: Utilizarea nelinearității amplificatorului drept reacție negativă



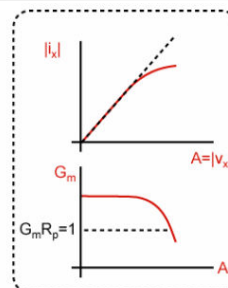
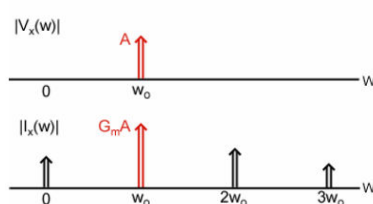
- În practică, amplificatoarele de transconductanță au caracteristici de transfer nelineare, astfel că pentru nivele mari de semnal la intrare apare fenomenul de saturație.
  - Consecința nelinearității este apariția armonicilor în componența semnalului de ieșire. Acestea sunt totuși eliminate de circuitul rezonant  $Z(j\omega)$ .
  - Din punctul de vedere al obținerii unei oscilații cu amplitudine constantă contează relația dintre semnalul de intrare și amplitudinea fundamentalei de la ieșirea amplificatorului.

TCC-VIII

A. Câmpăanu

15

## Exemplul 2: Controlul amplitudinii oscilatorului prin nelinearitatea amplificatorului



- Pe măsură ce amplitudinea semnalului de la intrarea amplificatorului crește:
  - Se reduce amplificarea efectivă măsurată ca raport dintre fundamentală la ieșire și semnalul de intrare,
  - Se produce reacție negativă pe amplitudine ( $G_m R_p = 1$  în regim permanent).

TCC-VIII

A. Câmpăanu

16



## II. Conceptul de rezistență negativă: Descrierea oscilatoarelor cu circuite rezonante

- Descrierea este convenabilă pentru o analiză intuitivă.
- Intuitiv, se încearcă anularea pierderilor din circuitul rezonant prin conectarea unei rezistențe negative în paralel cu acesta.
- Pentru ca circuitul să furnizeze oscilații întreținute va trebui îndeplinită condiția:

$$\frac{1}{G_m} = R_p \Rightarrow G_m R_p = 1$$

- În general, condiția de oscilație se scrie astfel:

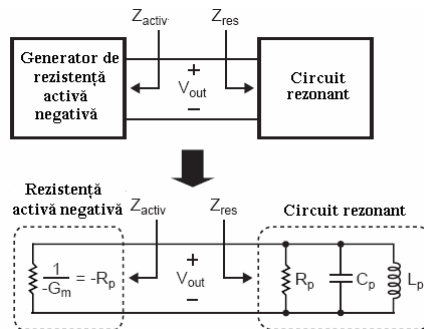
$$Z_{activ} + Z_{res} = 0 \Rightarrow \begin{cases} 1. R_{activ} = -R_p \\ 2. X_{activ} + X_{res} = 0 \end{cases}$$

- Prima condiție se referă la compensarea pierderilor circuitului rezonant, cea de a doua este condiția de rezonanță.

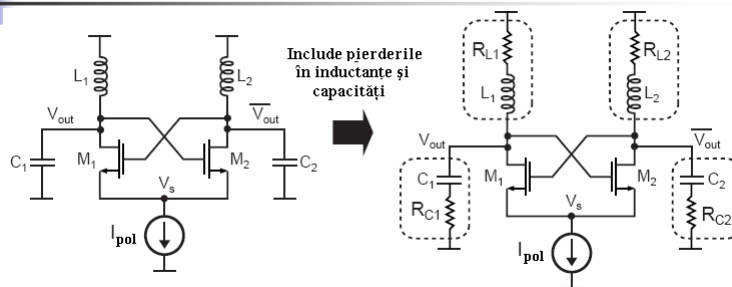
TCC-VIII

A. Câmpeanu

17



## Exemplu de oscilator cu rezistență negativă



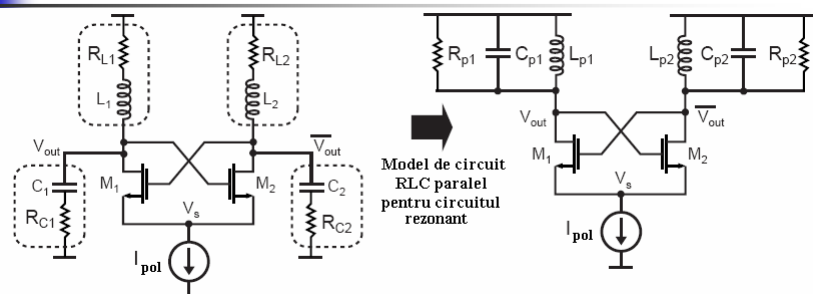
- Acest tip de structură de oscilator este destul de popular printre implementările CMOS actuale. Avantaje:
  - Topologie simplă
  - Implementare diferențială (adecvată pentru a fi utilizată în circuitele diferențiale).
  - Circuitul permite obținerea de performanțe bune din punctul de vedere al zgomotului de fază.

TCC-VIII

A. Câmpeanu

18

## Analiza oscilatorului cu rezistență negativă (etapa I)



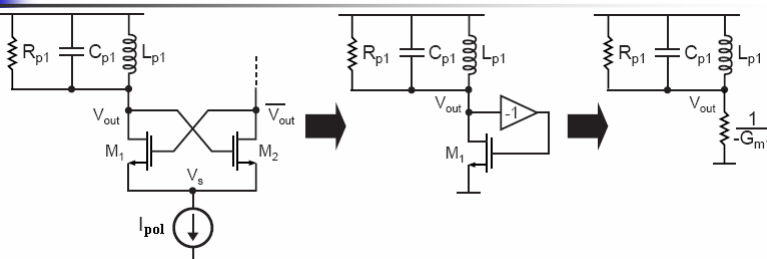
- Circuitele din dreapta tranzistoarelor MOS sunt echivalate cu circuite RLC paralel care includ și pierderile în inductanțe și capacități.
  - De regulă, aceste pierderi sunt dominate de rezistența serie a inductanței.

TCC-VIII

A. Câmpăanu

19

## Analiza oscilatorului cu rezistență negativă (etapa II)



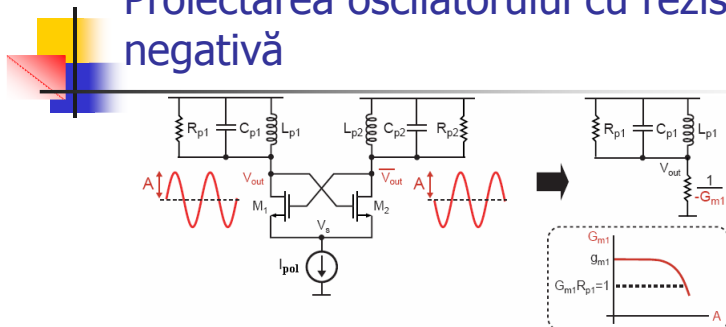
- Pentru a simplifica analiza, circuitul oscilatorului se separă în două subcircuite:
  - La operație contribuie faptul că  $V_s$  poate fi aproximat ca fiind punct de masă (aceasta nu este pe deplin adevărat, dar destul de aproape de a fi).
- Trebuie remarcat că la circuitul rezonant avem conectată o diodă echivalentă ce are o transconductanță de valoare negativă.
  - Aceasta poate fi înlocuită printr-o rezistență negativă.
  - Observație:  $G_m$  este valoarea de semnal mare a transconductanței.

TCC-VIII

A. Câmpăanu

20

## Proiectarea oscilatorului cu rezistență negativă



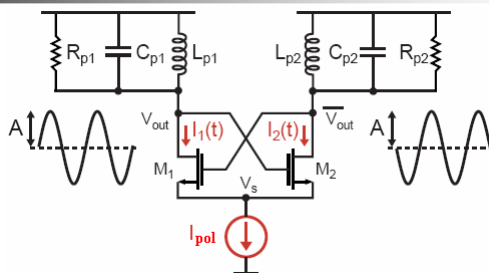
- Componentele circuitului rezonant sunt astfel realizate încât să permită atingerea unei valori cât mai mari pentru factorul de calitate  $Q$ .
  - Rezultă o valoare a rezistenței  $R_p$  cât mai mare cu putință.
  - Se alege o valoare a curentului de polarizare ( $I_{pol}$ ) care să asigure o excursie mare de tensiune (fără a forța prea tare saturarea lui  $G_m$ ). Excursia de tensiune poate fi estimată pe baza lui  $I_{pol}$ .
- Se alege o dimensiune convenabilă pentru tranzistor astfel încât să aibă o transconductanță  $g_{m1}$  suficient de mare.
  - De regulă, pentru a garanta startul sigur al oscilației, se alege pentru  $g_{m1}$  dublul lui  $1/R_{p1}$ .

TCC-VIII

A. Câmpeanu

21

## Calculul excursiei de tensiune a oscilatorului: oscilația sinusoidală maximă



- Presupunând că amplitudinea este mare, curentul  $I_{pol}$  trece complet, pe parcursul unei perioade a sinusoidei, de pe  $M_1$  pe  $M_2$  și înapoi.

$$i_1(t), i_2(t) > 0 \quad i_1(t) + i_2(t) = I_{pol}$$

$$i_1(t) = \frac{I_{pol}}{2} (\sin \omega_o t + 1) \quad i_2(t) = \frac{I_{pol}}{2} (-\sin \omega_o t + 1),$$

$$A = \frac{1}{2} I_{pol} R_p$$

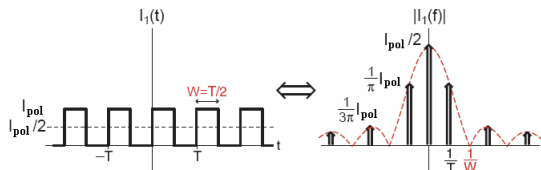
TCC-VIII

A. Câmpeanu

22

## Calculul excursiei de tensiune a oscilatorului: oscilație dreptunghiulară

- Dacă amplitudinea la ieșire este foarte mare, putem presupune că  $I_1(t)$  este un semnal dreptunghiular.
  - Suntem interesați să stabilim amplitudinea componentei pe frecvența fundamentală.
  - Componenta de cc și armonicile superioare sunt filtrate de circuitul rezonant din drenă.



- Componenta pe frecvența fundamentală are amplitudinea:

$$I_1(t)|_{fund} = \frac{2}{\pi} I_{pol} \sin \omega_o t, \text{ unde } \omega_o = \frac{2\pi}{T}$$

- Rezultă amplitudinea tensiunii de ieșire:

$$A = \frac{2}{\pi} I_{pol} R_p$$

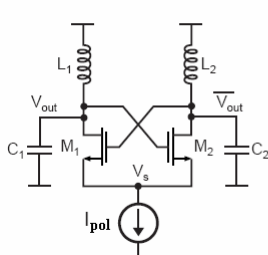
TCC-VIII

A. Câmpănu

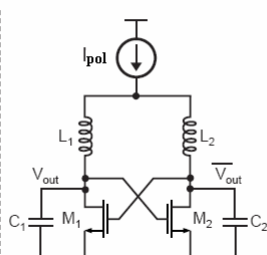
23

## Variante ale oscilatorului cu rezistență negativă și ieșiri diferențiale

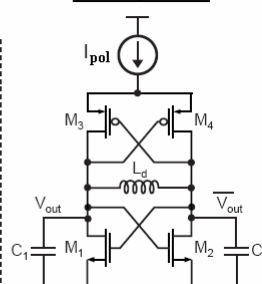
**NMOS polarizat în sursă**



**NMOS polarizat în drenă**



**NMOS și PMOS**



- Sursa de curent  $I_{pol}$  poate fi conectată atât la pusul cât și la minusul tensiunii de alimentare.
- Drept transconductoare se pot utiliza tranzistoare NMOS, PMOS atât separat cât și împreună.
  - Ultima variantă din figură care utilizează atât NMOS cât și PMOS se pare că realizează cel mai mic zgomot de fază pentru un consum de putere dat.

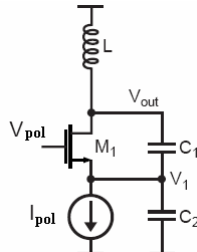
TCC-VIII

A. Câmpănu

24



## Oscilatorul Colpitts



- Este o schemă utilizată frecvent datorită simplității mai ales în circuitele care nu sunt diferențiale realizate cu componente discrete.
  - Realizează rezistență negativă cu un singur tranzistor.
  - Poate fi implementat și în structură diferențială.
- Bucla de reacție se închide prin intermediul unui transformator capacitiv între drenă și sursă ce reduce semnificativ valoarea amplificării în buclă închisă.
- Circuitul poate realiza o valoare bună pentru zgomotul de fază, dar aparent aceasta nu este un avantaj în raport cu oscilatorul cu rezistență negativă în cazul aplicațiilor CMOS.

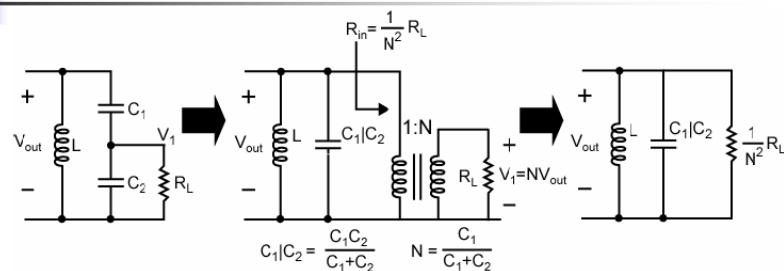
TCC-VIII

A. Câmpeanu

25



## Analiza transformatorului capacitiv utilizat în oscilatorul Colpitts



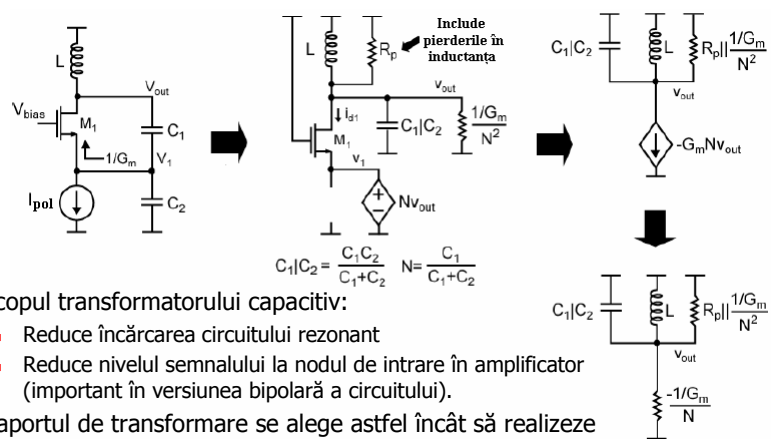
- Căderea de tensiune pe  $R_L$  este redusă de divizorul de tensiune capacitiv.
  - Se presupune că la frecvența de rezonanță impedanțele capacităților  $C_1$  și  $C_2$  sunt mai mici decât  $R_L$  (ipoteza simplifică analiza).
- Raportul  $V_1/V_{out}$  este stabilit de capacități și nu de rezistența  $R_L$ .
- Relațiile de transformare se obțin pe baza principiului conservării puterii (vezi Tema 4).

TCC-VIII

A. Câmpeanu

26

## Modelul simplificat al oscilatorului Colpitts



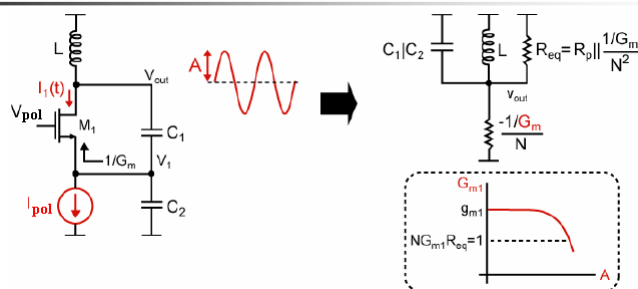
- Scopul transformatorului capacitiv:
  - Reduce încărcarea circuitului rezonant
  - Reduce nivelul semnalului la nodul de intrare în amplificator (important în versiunea bipolară a circuitului).
- Raportul de transformare se alege astfel încât să realizeze cea mai bună performanță la zgomot.

TCC-VIII

A. Câmpănu

27

## Proiectarea oscilatorului Colpitts



- Se proiectează elementele circuitului rezonant pentru un factor de calitate  $Q$  maxim.
- Curentul de polarizare  $I_{pol}$  este ales astfel încât să asigure o excursie mare la ieșire (fără a intra în saturație profundă).
- Se alege raport de transformare care dă cel mai scăzut nivel de zgomot
  - Empiric:  $N = 1/5$ .
- Dimensiunea tranzistorului este astfel aleasă pentru a avea o valoare mare pentru  $g_{m1}$ .

TCC-VIII

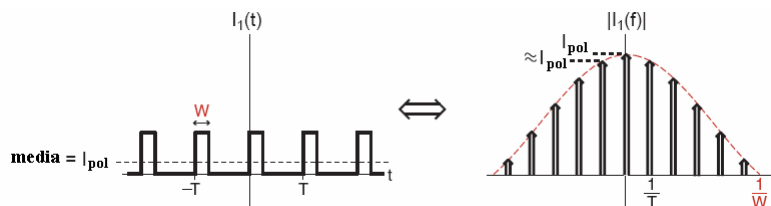
A. Câmpănu

28

## Oscilatorul Colpitts: Calculul amplitudinii oscilațiilor în funcție de $I_{pol}$

- $I_1(t)$  constă din impulsuri a căror formă și durată sunt funcții de comportarea tranzistorului și raportul de transformare.

- Curentul poate fi aproximat prin impulsuri dreptunghiulare înguste de durată  $W$ .



- Componenta pe frecvența fundamentală are amplitudinea:

$$I_1(t)|_{fund} \approx 2I_{pol} \cos(\omega_o t), \text{ unde } \omega_o = \frac{2\pi}{T}$$

- Rezultă amplitudinea tensiunii de ieșire:

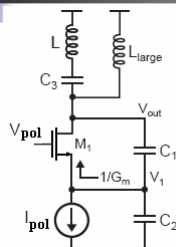
$$A \approx 2I_{pol}R_{eq}$$

A. Câmpeanu

TCC-VIII

29

## Oscilatorul Clapp



- Schema este asemănătoare cu a oscilatorului Colpitts cu excepția inductanței circuitului rezonant care este în cazul de față izolată de drena dispozitivului.
  - Permite tensiunii pe inductanță să atingă o amplitudine mai mare fără a depăși însă tensiunea maximă permisă pe drenă.
  - Permite realizare unui zgomot de fază mai redus.

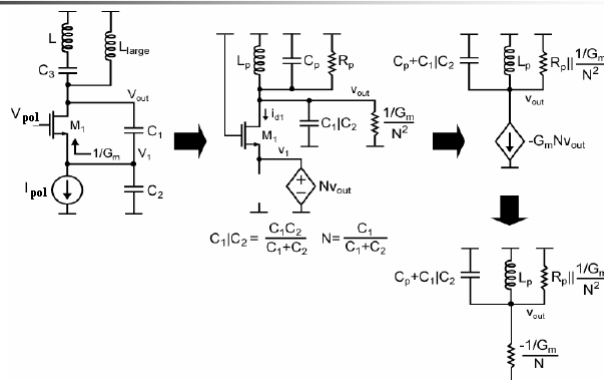
TCC-VIII

A. Câmpeanu

30



## Modelul simplificat al oscilatorului Clapp



- Modelul este similar cu cel al oscilatorului Colpitts.
  - Sunt frecvențe de rezonanță parazite și trebuie să le acordăm atenție!

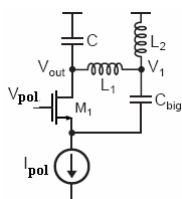
TCC-VIII

A. Câmpeanu

31



## Oscilatorul Hartley



- Schema este similară cu cea a oscilatorului Colpitts dar în locul divizorului capacitiv se utilizează două inductanțe pentru a implementa circuitul de transformare din schemă.
  - Pentru implementările în circuite integrate, circuitul nu este foarte popular din cauza faptului că capacitățile sunt mai ușor de realizat decât inductanțele.

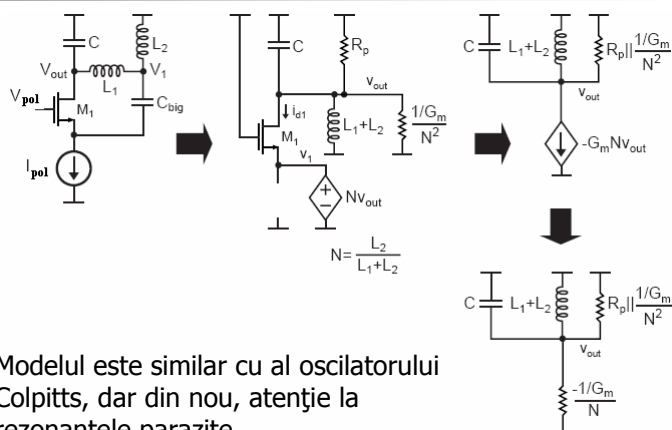
TCC-VIII

A. Câmpeanu

32



## Modelul simplificat al oscilatorului Hartley



- Modelul este similar cu al oscilatorului Colpitts, dar din nou, atenție la rezonanțele parazite.

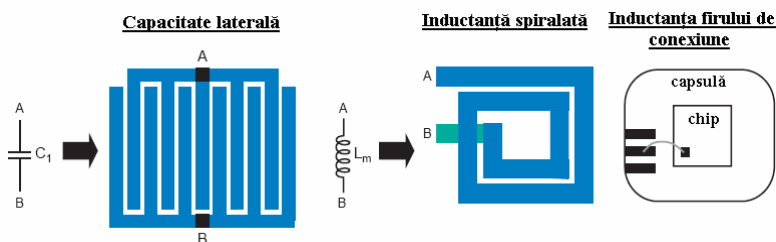
TCC-VIII

A. Câmpeanu

33

## Realizarea integrată a elementelor circuitului rezonant: capacități și inductanțe

- Capacitățile laterale au un factor de calitate mare,  $Q > 50$ .
- Inductanțele în spirală au o valoare moderată pentru factorul de calitate ( $5 < Q < 10$ ), dar sunt complet integrate și au toleranțe reduse ( $< \pm 10\%$ ).
- Inductanțele firelor de conexiune au  $Q$  mare ( $> 40$ ) dar, spre deosebire de inductanțele integrate au toleranțe ridicate ( $> \pm 20\%$ ).



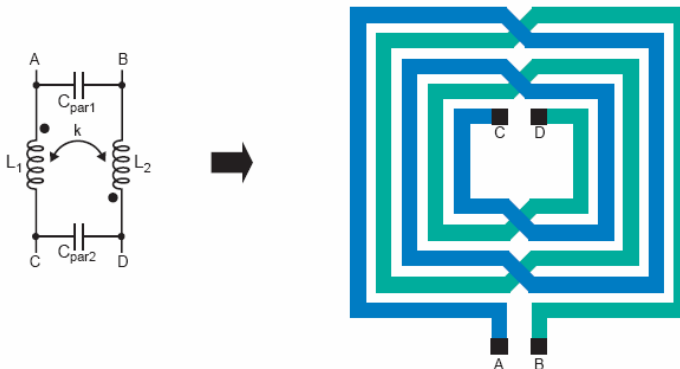
TCC-VIII

A. Câmpeanu

34

## Realizarea integrată a elementelor circuitului rezonant: transformatoare

- Sunt proiectate și realizate astfel încât să atingă o valoare maximă a factorului de calitate  $Q$  la frecvența de rezonanță.



TCC-VIII

A. Câmpăanu

35

## Alte modalități de realizare a circuitelor rezonante

### Cristale de cuarț

- Factor de calitate  $Q$  foarte mare și frecvență de rezonanță foarte precisă și stabilă.
- Utilizarea este limitată la frecvențe joase ( $< 200\text{MHz}$ ).
- Nu pot fi integrate.
- Sunt utilizate pentru a realiza oscilatoare de "referință", precise și cu zgomot redus.
- Dispozitive cu unde acustice de suprafață (SAW – Surface Acoustic Wave)
  - Domeniu larg de frecvență, ieftine.
- Dispozitive MEMS (Microelectromechanical systems – microsisteme electromecanice)
  - Rezonatoarele acustice cu film subțire (FBAR – thin Film Bulk Acoustic Resonator) au factor de calitate  $Q > 1000$ , dar nu sunt acordabile iar precizia este redusă.
  - Resorturi miniaturale (Cantilever Beams) – permit factor  $Q$  mare dar nu sunt acordabile și încă nu au fost realizate cu frecvențe de rezonanță în domeniul  $\text{GHz}$ .
- Sunt așteptate în viitor și alte dispozitive.

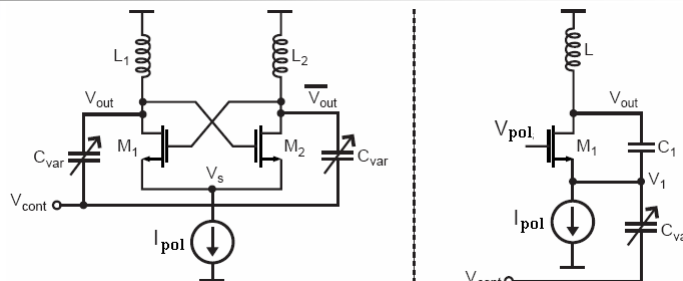
TCC-VIII

A. Câmpăanu

36



## Oscilatoare controlate în tensiune (VCO)



- Includ în componență un element de acord pentru ajustarea frecvenței de oscilație.
  - Tipic se utilizează o capacitate variabilă (diodă varactor).
- Varactorul înlocuiește (o parte din) capacitatea fixă.
  - De remarcat că unele capacități fixe nu pot fi înlăturate (joncțiunile de tranzistor, interconexiunile, etc).
- Capacitățile fixe reduc domeniul de acord al frecvenței.

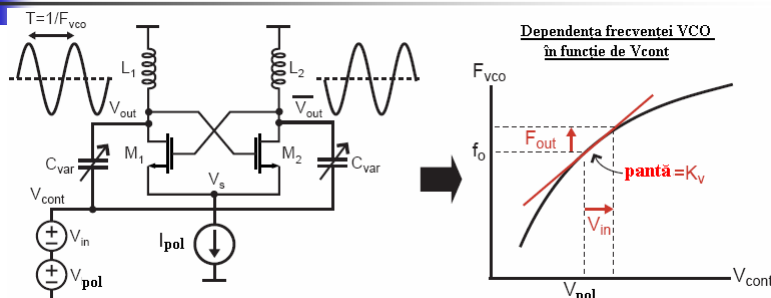
TCC-VIII

A. Câmpeanu

37



## Modelul dependenței tensiune/curent pentru un VCO - I



- Vom modela VCO într-o manieră de semnal mic, observând deviațiile frecvenței în jurul punctului static de funcționare a tensiunii de comandă  $V_{cont}$ .
  - Se va presupune o relație lineară între tensiunea de comandă și frecvența la ieșirea oscilatorului.

$$F_{out}(t) = K_v v_{in}(t)$$

TCC-VIII

A. Câmpeanu

38



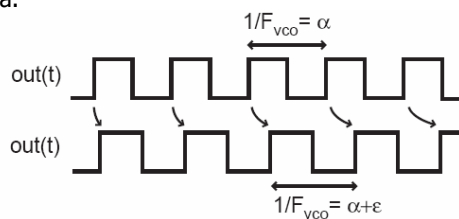
## Modelul dependenței tensiune/curent pentru un VCO - II

$$F_{out}(t) = K_v v_{in}(t)$$

- Pentru analiză este mai convenabil să se utilizeze faza în locul frecvenței. Faza și frecvența sunt legate printr-o relație integrală:

$$\Phi_{out}(t) = \int_{-\infty}^t 2\pi F_{out}(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^t 2\pi K_v v_{in}(\tau) d\tau$$

- Figura de mai jos oferă o explicație intuitivă pentru relația integrală dintre frecvență și fază.



TCC-VIII

A. Câmpăanu

39



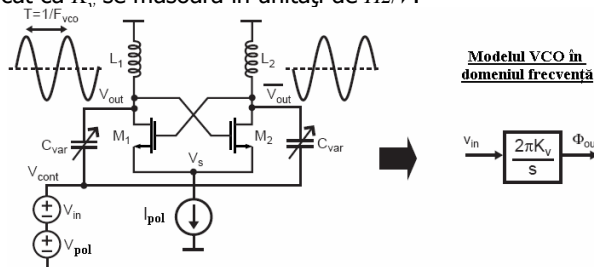
## Modelarea în domeniul frecvență al oscilatorului VCO

- Calculăm transformarea Laplace a relației de fază:

$$\Phi_{out}(t) = \int_{-\infty}^t 2\pi K_v v_{in}(\tau) d\tau$$

$$\Rightarrow \Phi_{out}(s) = \frac{2\pi K_v}{s} v_{in}(s)$$

- De remarcat că  $K_v$  se măsoară în unități de Hz/V.



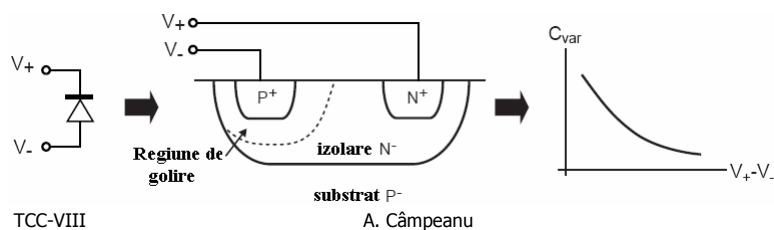
TCC-VIII

A. Câmpăanu

40

## Implementarea varactorului – versiunea diodă cu joncțiune

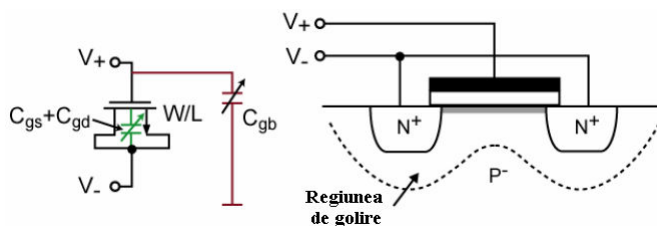
- Varactorul constă dintr-o joncțiune de diodă polarizată invers
  - Capacitatea variabilă este formată din capacitatea regiunii de golire a joncțiunii polarizate invers.
  - Capacitatea scade odată cu creșterea tensiunii inverse aproximativ cu rădăcina pătrată a tensiunii.
- Avantaj – capacitatea variabilă poate fi integrată pe deplin într-o structură CMOS.
- Dezavantaje – factor  $Q$  scăzut (adesea  $< 20$ ) și domeniu redus de acord ( $\pm 20\%$ ).



41

## Varactorul MOS – o abordare mai nouă și foarte populară (1)

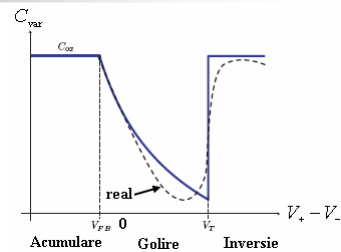
- Varactorul MOS constă dintr-un tranzistor MOS (NMOS sau PMOS) având drena și sursa conectate împreună.
  - Capacitatea are o variație abruptă pe măsură ce se formează canalul de inversie.
- Avantaj – se integrează ușor în tehnologia CMOS.
- Dezavantaj – factorul de calitate  $Q$  este relativ scăzut în regiunea de tranziție.
  - De remarcat că prin aplicarea unei tensiuni de amplitudine mare varactorului, regiunea de tranziție a acestuia va fi baleiată la fiecare ciclu al oscilatorului VCO.



42

## Varactorul MOS – o abordare mai nouă și foarte populară (2)

- În acumulare, purtătorii majoritari (goluri) formează o placă a capacității ( $C_{ox}$ ).
- În golire, prezența regiunii de golire cu atomii de dopant crează o capacitate nelineară ce poate fi modelată ca două capacități conectate în serie ( $C_{gol}$  și  $C_{ox}$ ), măbind efectiv grosimea izolatorului dintre cele două plăci ale capacității la  $t_{ox} + t_{gol}$ .



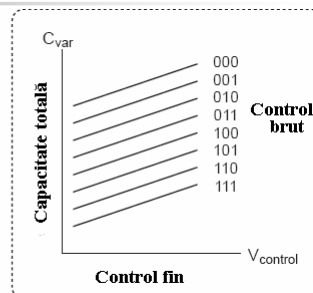
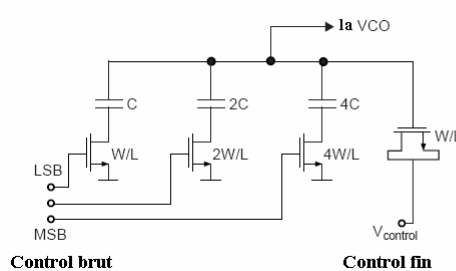
- Pentru o excitație cvasi-statică, generația termică furnizează purtători de sarcină minoritari. Prin urmare, canalul se va inversa pentru  $V_{GB} > V_{Tr}$  iar capacitatea revine la valoarea  $C_{ox}$ .
- Tranziția în jurul pragului este foarte rapidă. Dacă se utilizează o structură CMOS (cu joncțiuni sursă/drenă), atunci purtătorii minoritari sunt injectați din joncțiuni iar capacitatea la frecvențe înalte include tranziția de inversie.

TCC-VIII

A. Câmpeanu

43

## O metodă de creștere a factorului de calitate $Q$ a varactoarelor MOS



- Comutatoare MOSFET pot fi utilizate la realizarea unui circuit de acord brut și discret a oscilatorului VCO.
- Rezistența în conducție a comutatoarelor trebuie minimizată pentru a maximiza factorul  $Q$  a capacităților. Dar, dacă comutatoarele sunt prea mari, urmarea este o capacitate în blocare  $C_{dd}$  prea mare, ceea ce limitează domeniul de acord a VCO.
- Există o mărime optimă a comutatorului  $W$  care maximizează domeniul de acord fără ca pierderile rezistive să devină excesive.

TCC-VIII

A. Câmpeanu

44



## Fenomene de târâre/alunecare a frecvenței oscilatoarelor VCO

- Târârea frecvenței prin injecție
  - Frecvența oscilației se deplasează înspre frecvența zgomotului prezent la intrarea receptorului.
  - Exemplu: ieșirea amplificatorului de putere se cuplează la oscilator.
- Alunecarea frecvenței datorată variației sarcinii
  - Frecvența de oscilație se modifică odată cu modificarea impedanței de sarcină.
  - Soluția constă în utilizarea de etaje tampon la ieșirea VCO.
- Cuplarea frecvenței la sursele de alimentare
  - Frecvența de oscilație se modifică în măsura în care nivelul tensiunii de alimentare variază.
  - Soluția constă în stabilizarea tensiunilor de alimentare a VCO.

