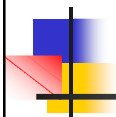




CIRCUITE DE TELECOMUNICAȚII

Tema V

Amplificatoare RF

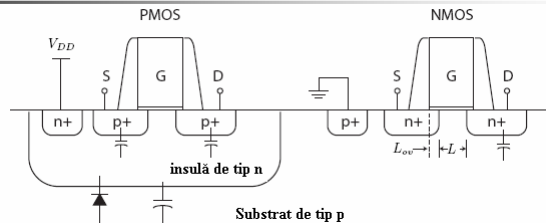


Prof. dr. ing. Andrei Câmpeanu
Departamentul Comunicații, A310-311
Email: andrei.campeanu@etc.upt.ro



Elemente de tehnologie MOS și BJT

Tehnologia MOS



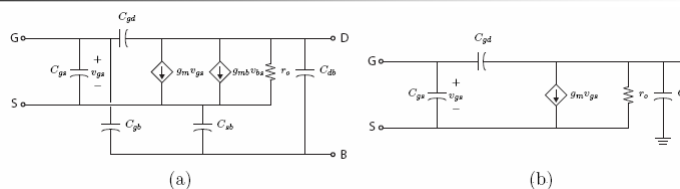
- Figura prezintă o structură modernă CMOS alcătuită dintr-un tranzistor n-MOS cu substrat de tip p și un tranzistor p-MOS realizat într-o insulă de tip n.
- Procesele CMOS moderne realizează tranzistoare cu lungimi de canal L foarte scurte ($L < 100nm$). Pentru a asigura controlul canalului de către grilă se folosesc grosimi de joncțiuni și oxid foarte reduse ($t_{ox} < 5nm$).
- Datorită limitărilor procesului litografic, grila se suprapune parțial peste joncțiunile de sursă sau drenă. Acest fapt conduce la capacitățile parazite $C_{gs,ov}$ și $C_{gd,ov}$ care în circuitele MOS moderne constituie o fracțiune importantă din capacitatea de grilă.

TCC-V

A. Câmpeanu U.P.T.

3

Modelul simplificat de semnal mic al tranzistorului FET



- Modelul complet:** Tranzistorul FET formează joncțiuni polarizate invers cu substratul (sau insula). Consecința este formarea capacităților parazite C_{db} și C_{sb} .
 - La frecvențe joase $R_{in} \sim \infty$. Rezistența de grilă R_g este rezistența grilei de polisiliciu iar R_s se datorează rezistenței joncțiunii.
 - În regiunea de saturație a caracteristicii, capacitatea de intrare este: $C_{gs} = \frac{2}{3}C_{ox}WL$, unde W și L sunt dimensiunile grilei tranzistorului iar C_{ox} este capacitatea pe unitatea de suprafață a oxidului de grilă.
- Modelul simplificat:** Lipsesc rezistența de grilă R_g cât și cea de substrat R_s . Sunt rezistențe mici dar importante la calculul amplificării de putere.
 - Conectând la masă terminalul de substrat, ca în cazul amplificatorului cu sursă comună, se pot elimina din schemă o serie de elemente pentru că sursa comandată g_{mb} este scurt-circuitată.

TCC-V

A. Câmpeanu U.P.T.

4

Caracteristicile tranzistoarelor MOS

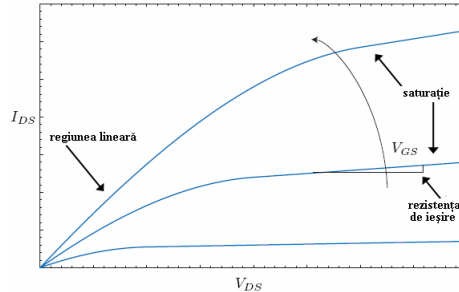
Pentru un tranzistor FET cu canal lung, înainte de saturație, curentul de drenă depinde aproximativ linear de V_{DS} , de aici numele de "regiune lineară".

$$I_{DS} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

- unde μ este mobilitatea efectivă a purtătorilor minoritari iar V_T este tensiunea de prag.
- Pentru valori ale tensiunii V_{DS} mai mari decât tensiunea de saturație $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ curentul se saturează și rămâne, esențialmente constant. Aceasta este regiunea de saturație:

$$I_{DS} = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$$

- Ecuția poate fi multiplicată cu factorul $(1 + \lambda V_{DS})$ pentru a lua în considerare fenomenul de modulație a lungimii canalului prin efect Early.



Calculul transconductanței MOSFET-urilor

- Transconductanța în regiunea de saturație se calculează prin derivare:

$$g_m = \frac{dI_{DS}}{dV_{GS}} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) (1 + \lambda V_{DS})$$

$$g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_T} = \frac{2I_{DS}}{\sqrt{\frac{2I_{DS}}{\mu C_{ox} \frac{W}{L}}}}$$

$$g_m = \sqrt{\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_{DS}} \propto \sqrt{I_{DS}}$$

- Variația curentului la saturație se datorează impedanței de ieșire a dispozitivului. Tranzistoarele cu canal scurt prezintă o variație a curentului mult mai importantă.
- Se observă de asemenea că variația curentului cu V_{GS} este ceva mai mică decât puterea a doua iar curentul de drenă este, prin urmare, mai redus decât valoarea prescrisă pentru tranzistoarele cu canal lung.
- Fenomenul se datorează parțial variației tensiunii de prag și mobilității reduse.

Frecvența de câștig unitar a MOSFET-urilor

- Amplificarea de curent la scurtcircuit a unui tranzistor MOS este dată de

$$G_i = \frac{i_o}{i_i} \approx \frac{g_m}{j\omega(C_{gs} + C_{gd})}$$

- Frecvența de câștig unitar ω_T este dată de soluția ecuației $|G_i| = 1$:

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd}}$$

- Această frecvență joacă un rol important asupra răspunsului în frecvență a amplificatoarelor RF. Adesea, produsul amplificare-bandă este o constantă egală cu ω_T :

$$G \times \Delta f = \omega_T$$

- Continuăm calculele pentru un MOSFET cu canal lung

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd}} \approx \frac{\mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)}{\frac{2}{3} W L C_{ox}} = \frac{3}{2} \frac{\mu}{L^2} (V_{GS} - V_T)$$

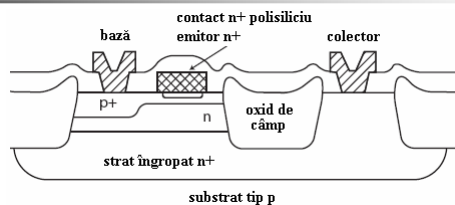
- Observăm că ω_T este dependent de tensiune de polarizare. Dependența puternică de L^2 se manifestă numai la dispozitivele cu canal lung. La dispozitivele cu canal scurt, aceasta se reduce la o dependență de $1/L$.
- De remarcat că $\mu = f(V_{GS} - V_T)$ datorită mobilității reduse a purtătorilor la suprafața tranzistorului.

TCC-V

A. Câmpeanu U.P.T.

7

Tehnologia bipolară a tranzistoarelor cu joncțiuni (BJT)



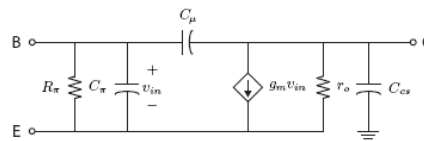
- Acțiunea de tranzistor se produce în principal în micul sandwich npn situat sub emitor. Grosimea bazei va fi cât mai redusă cu putință pentru a minimiza fenomenul de recombinare a purtătorilor. Doparea emitorului va fi cu mult mai mare decât cea a bazei pentru a maximiza injecția de electroni în bază.
- În tranzistoarele bipolare cu heterojoncțiuni (HBT) se utilizează materiale semiconductoare distincte pentru regiunile de emitor și bază, ceea ce le face foarte atractive pentru aplicațiile RF. Tranzistoarele SiGE HBT se comportă similar cu tranzistoarele normale, dar au o rezistență de bază r_b mai scăzută întrucât doparea bazei poate fi mărită fără a afecta performanțele structurii.

TCC-V

A. Câmpeanu U.P.T.

8

Modelul de semnal mic al tranzistorului bipolar



- În linii mari, modelul este similar cu modelul de semnal mic al tranzistorului FET. Cu toate acestea, în joasă frecvență, impedanța de intrare este dominată de rezistența R_π . În schimb, la frecvențe mari domină capacitatea C_π . C_{CS} este capacitatea parazită colector-substrat.
- C_μ este capacitatea joncțiunii colector-bază polarizate invers. În unele procese tehnologice, aceasta este redusă cu un strat de oxid.
- C_π este formată din două componente, una datorată capacității joncțiunii bază-emitor (polarizată direct) și o capacitate de difuzie:

$$C_\pi = C_{be,j} + C_{dif}$$

Relațiile curent-tensiune ale tranzistorului bipolar

- Descrierea funcționării tranzistorului bipolar se face pe baza statisticii Boltzmann. Curentul de colector este foarte precis exprimat printr-o relație exponențială:

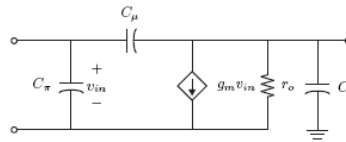
$$I_C \approx I_S \exp(qV_{BE}/kT)$$

- unde I_S este curentul de saturație a joncțiunii bază-emitor, q – sarcina electronului, k – constanta lui Boltzmann, și T – temperatura absolută.
- Transconductanța tranzistorului este, prin urmare, proporțională cu curentul de colector.

$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}} = I_S \frac{q}{kT} \exp(qV_{BE}/kT) = \frac{q}{kT} I_C$$

- unde $kT/q = 26mV$ la temperatura camerei.
- Să comparăm ultima ecuație cu ecuația corespunzătoare a FET-ului. Întrucât, de obicei $kT/q < (V_{gs} - V_T)$, la același curent, tranzistorul bipolar are o transconductanță mult mai mare. Acesta este cel mai mare avantaj al tranzistoarelor bipolare în raport cu tranzistoarele FET.

Circuitul echivalent generic al dispozitivelor semiconductoare la frecvențe înalte



- Schema din figură reprezintă atât un tranzistor FET cât și un tranzistor bipolar la frecvențe înalte.
- De observat că acest model este corect în cazul tranzistorului bipolar numai dacă:

$$r_\pi \gg \frac{1}{\omega C_\pi} = X_\pi$$

- Să stabilim ce se înțelege prin sintagma *frecvențe înalte*. Întrucât:

$$\frac{r_\pi}{X_\pi} = \omega r_\pi C_\pi = \omega \frac{\beta_0}{g_m} C_\pi \approx \beta \frac{\omega}{\omega_T}$$

- Fie $\beta_0 = 100$ iar frecvența de lucru este $\omega/\omega_T = 1/10$. Atunci avem:

$$\frac{r_\pi}{X_\pi} = 100/10 = 10$$

Frecvența de câștig unitar a tranzistorului bipolar

- Ca și în cazul tranzistoarelor FET, frecvența de câștig unitar ω_T este dată de soluția ecuației $|G_i| = 1$:

$$\omega_T = \frac{g_m}{c_\pi + C_\mu}$$

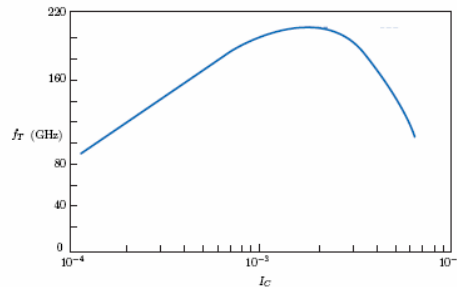
- Dezvoltăm termenul de la numitor

$$\omega_T = \frac{g_m}{c_{bej} + C_{dif} + C_\mu} \approx \frac{g_m}{2C_{je0} + g_m\tau_F + C_{jc}}$$

- unde τ_F este timpul de tranzit a purtătorilor prin bază.
- Capacitatea joncțiunii de colector este funcție de V_{bc} sau de tensiunea inversă. Pentru a maximiza ω_T , trebuie maximizată tensiunea de colector. Rescriem ecuația de mai sus:

$$\omega_T = \frac{1}{\tau_F + \frac{2C_{je0} + C_{jc}}{g_m}}$$

Dependența ω_T de tensiunea de polarizare



- Se poate observa limpede că dacă I_C crește, atunci g_m , care este proporțional cu I_C , crește, iar valoarea limită a lui ω_T este dată de timpul de tranzit τ_F :

$$\omega_T \rightarrow \frac{1}{\tau_F}$$

- Cu toate acestea, în practică, se observă că există un curent de colector optim. Peste acest curent, ω_T se reduce. Acest punct optim se datorează efectului Kirk care este determinat de "lărgirea bazei" la nivele mari de injecție.

TCC-V

A. Câmpeanu U.P.T.

13

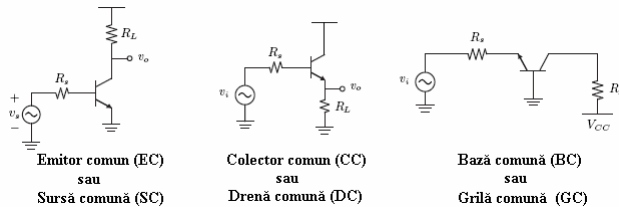
Structuri de amplificare în înaltă frecvență

TCC-V

A. Câmpeanu U.P.T.

14

Amplificatoare cu un singur etaj



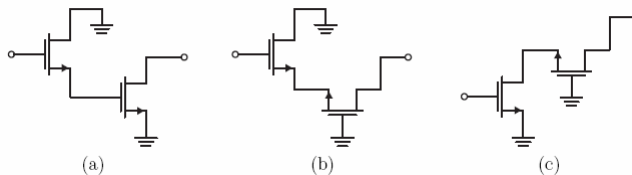
- Amplificatorul EC/SC are o bandă de trecere redusă datorită efectului Miller. Pentru a mări banda de trecere, rezistența R_s a generatorului trebuie să aibă o valoare foarte mică
- Amplificatorul CC/DC (sau repetorul) este de bandă largă (fără efect Miller), dar asigură doar amplificare de curent.
- Amplificatorul BC/GC este, de asemenea de bandă largă (fără efect Miller), dar asigură doar amplificare de tensiune. Are o impedanță de intrare foarte mică (uneori, un avantaj).
- Cea mai bună amplificare de putere și cel mai redus factor de zgomot este dat de amplificatorul EC/SC, dar banda de trecere redusă este un dezavantaj.

TCC-V

A. Câmpeanu U.P.T.

15

Amplificatoare de bandă largă cu două etaje



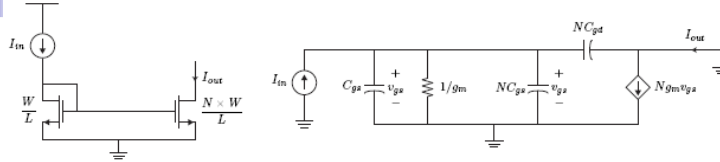
- Pentru a realiza performanțe mai bune în frecvență fără a afecta amplificarea, se utilizează configurații de amplificare cu două etaje ca în figură.
- a. Repetorul pe sursă urmat de etajul SC este pe de o parte *buffer* pentru o sursă de semnal de impedanță mare iar pe de altă parte comandă amplificatorul SC cu o sursă de impedanță redusă, ceea ce îmbunătățește performanțele în frecvență ale ansamblului.
- b. Repetorul pe sursă comandă un amplificator GC, ceea ce mărește impedanța de intrare. Este de fapt un etaj diferențial comandat pe modul comun.
- c. Un amplificator SC comandă un amplificator GC, întregul ansamblu poartă numele de amplificator cascod. Prin reducerea amplificării etajului de intrare, conexiunea minimizează efectul Miller pe etajul sursă comună.

TCC-V

A. Câmpeanu U.P.T.

16

Exemplu: Amplificator de curent de bandă largă



- Circuitul din figură este o oglindă de curent $1 \times N$ și prezintă, așa cum arată calculele, un răspuns în frecvență de bandă largă.
- Tranzistorul conectat ca diodă poate fi înlocuit printr-o conductanță de valoare g_{m1} în paralel cu capacitatea de intrare a amplificatorului C_{in} .
- Dacă ieșirea amplificatorului de curent este o impedanță de valoare scăzută, funcția sa de transfer este dată de:

$$G_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + sC_{in} + N \times sC_{in}}$$

$$G_i = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + \frac{s}{1 + (N+1)\frac{s}{\omega_r}}}$$

TCC-V

A. Câmpănu U.P.T.

17

Exemplu: Analiza amplificatorului de curent

De remarcat că transconductanța tranzistorului de ieșire g_{m2} este de N ori mai mare, întrucât el poate fi considerat ca fiind realizat din N tranzistoare elementare conectate în paralel. Funcția de transfer completă este, astfel:

$$G_i = \frac{N}{1 + (N+1)\frac{s}{\omega_r}}$$

iar produsul amplificare-bandă este dat de

$$G_i \times \omega_{-3dB} = \frac{N}{N+1} \omega_r \approx \omega_r$$

- Este important de observat că analiza efectuată este valabilă doar în măsura în care se presupune că impedanța de sarcină are o valoare extrem de redusă, că ideal este un scurt-circuit. Dacă conectăm la ieșire o rezistență fizică, efectul Miller va produce un curent semnificativ de reacție inversă ceea ce invalidează ipotezele în baza cărora s-au făcut calculele.
- De remarcat că amplificatorul de curent este linear chiar și la nivele mari de semnal de intrare.

TCC-V

A. Câmpănu U.P.T.

18

Efectul Miller

- Efectul Miller se referă la impedanțele conectate între intrarea și ieșirea unui amplificator de tensiune.
- Considerând amplificatorul A_v ideal, calculăm impedanțele de intrare Z_{in} și ieșire Z_{out} :

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{(V_{in} - V_{out})/Z_f} = \frac{Z_f}{1 - A_v}$$

$$Z_{out} = \frac{V_{out}}{(V_{out} - V_{in})/Z_f} = \frac{Z_f}{1 - 1/A_v} \approx Z_f \text{ pentru } |A_v| \gg 1$$

- Dacă Z_f este capacitatea C_μ din modelul de semnal mic al tranzistoarelor FET și bipolar, efectul Miller se traduce prin inserarea în paralel la intrarea și ieșirea tranzistoarelor a capacităților ($A_v < 0$):

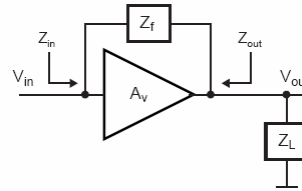
$$C_{in} = (1 + |A_v|)C_\mu \text{ și } C_{out} = (1 + 1/|A_v|)C_\mu \approx C_\mu$$

- Efectul Miller se traduce printr-o creștere de $|A_v|$ ori a capacității de intrare, fapt care afectează *dramatic* performanțele în frecvență ale dispozitivului.

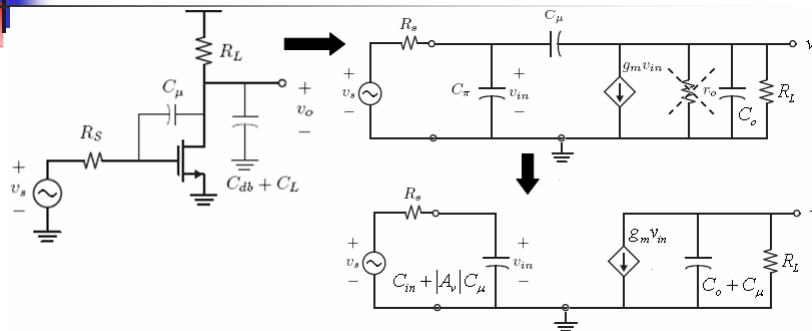
TCC-V

A. Câmpănu U.P.T.

19



Banda de trecere a amplificatorului EC/SC



- Simplificăm funcția de transfer a circuitului, utilizând efectul Miller pentru capacitatea C_μ :

$$\frac{v_o}{v_s} \approx \frac{g_m R_L}{[s(C_{in} + |A_v|C_\mu)R_s + 1][s(C_o + C_\mu)R_L + 1]}$$

- Datorită multiplicării capacității prin efect Miller, polul dominant al circuitului este dat de capacitatea de la intrare:

$$\omega_0^{-1} \approx R_s (C_{in} + |A_v|C_\mu) \approx R_s C_{in} \mu |A_v| \text{ unde: } \mu = C_\mu / C_{in}$$

TCC-V

A. Câmpănu U.P.T.

20

Produsul amplificare-bandă a amplificatorului SC/EC

Calculăm frecvența de tăiere a circuitului, ω_0 , presupunând că amplificarea de tensiune este dată de valoarea ei la frecvențe medii, $|A_v| = g_m R_L$:

$$\omega_0^{-1} = R_s C_{in} \mu g_m R_L = (g_m R_s)(g_m R_L) \frac{C_{in}}{g_m} \mu = |A_v|^2 \frac{R_s}{R_L} \omega_T^{-1} \mu$$

- Se constată că banda de trecere a amplificatorului se reduce cu un factor proporțional cu pătratul amplificării, ceea ce contravine supoziției că produsul amplificare-bandă este constant

$$\omega_0 \times |A_v|^2 = \omega_T \times \left(\frac{R_L}{R_s} \right) \times \frac{1}{\mu}$$

- Pentru exemplificare, considerăm amplificarea de 60dB ($A_v = 1000$) și $R_L/R_s = 2$. Tehnologia bipolară asigură un raport al capacităților $\mu = 0,2$. Rezultă:

$$\omega_0 \times |A_v|^2 = 10^6 \omega_0 = \omega_T \times 2 \times 5 = \omega_T / 10^5$$

- Comparăm ultima relație cu valoarea obținută în cazul oglinzii de curent. Dacă s-ar respecta presupunerea constanței produsului amplificare-bandă, atunci frecvența de tăiere ar trebui să aibă valoarea:

$$\omega_0 = \frac{\omega_T}{A_v} = \frac{\omega_T}{1000}$$

- Prin urmare, efectul Miller face ca în cazul amplificatorului SC/EC, condiția egalității produsului amplificare-bandă cu ω_T să nu fie îndeplinită.

TCC-V

A. Câmpeanu U.P.T.

21

Amplificator SC cu sarcină activă

- Reprezintă o variantă îmbunătățită din punct de vedere al controlului valorii amplificării a amplificatorului SC. Valoarea amplificării este stabilă în raport cu variațiile procesului tehnologic.

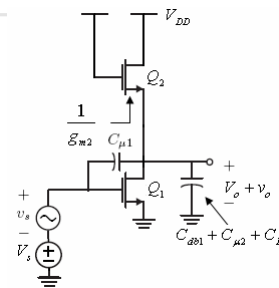
- Locul rezistenței de sarcină este luat de un tranzistor MOS cu $V_{DS} = V_{GS}$.
- Curenții de drenă a celor două tranzistoare sunt egali iar impedanța de sarcină a amplificatorului Q_1 este $1/g_{m2}$, ceea ce conduce la faptul că amplificarea este dependentă doar de parametrii geometrici ai procesului tehnologic:

$$A_v \approx \frac{g_{m1}}{g_{m2}} = \sqrt{\frac{W_1/L_1}{W_2/L_2}}$$

- Dacă polul dominant este determinat în continuare de circuitul de intrare, expresia acestuia este acum:

$$\omega_0^{-1} = (g_{m1}/g_{m2})^2 g_{m2} R_s \mu \omega_T^{-1}$$

- În concluzie, noua configurație nu aduce câștig semnificativ pentru produsul amplificare-bandă.
- Dezavantaj: Etajul nu e adecvat conectării în cascadă, pentru că V_o e de valoare mai mică decât V_s .

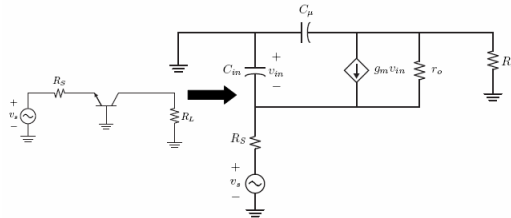


TCC-V

A. Câmpeanu U.P.T.

22

Amplificatorul în bază comună (sau GC)



- Spre deosebire de amplificatorul EC/SC, amplificatorul BC/GC are o bandă de frecvență mult mai largă.
- Aplicăm pentru început legea a I-a a lui Kirchhoff în baza tranzistorului:

$$\frac{v_s + v_{in}}{R_s} + g_m v_{in} + s C_{in} v_{in} = 0$$

$$v_s = -v_{in} (1 + g_m R_s + s C_{in} R_s)$$

- În continuare, aplicăm aceeași lege în nodul de ieșire a circuitului

$$(s C_o + 1/R_L) v_o + g_m v_{in} + s C_{\mu} v_o = 0$$

$$v_o (1/R_L + s(C_o + C_{\mu})) = -g_m v_{in}$$

Amplificatorul BC/GC - amplificarea

- Amplificarea de tensiune este un produs de doi termeni:

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-g_m R_L}{1 + s(C_o + C_{\mu})R_L} \frac{v_{in}}{v_s} = \frac{-G_m R_L}{(1 + s(C_o + C_{\mu})R_L)(1 + sR_s \frac{C_{in}}{1 + g_m R_s})}$$

- De remarcat transconductanța degenerată $G_m = g_m / (1 + g_m R_s)$ din cauza acțiunii reacției negative serie.
- Și capacitatea de intrare este degenerată prin acțiunea aceleiași reacții.
- Spre deosebire de amplificatorul EC/SC, polii funcției de transfer nu interacționează datorită absenței capacității de reacție.
- Vom calcula pentru început valoarea limită a amplificării:

$$\text{pentru: } g_m R_s \gg 1, \Rightarrow A_v = \frac{R_L / R_s}{(1 + s/\omega_T)(1 + s/\omega_L)}$$

- unde $\omega_L = ((C_o + C_{\mu})R_L)^{-1}$ este polul circuitului de la ieșire

Amplificatorul BC/GC – banda de frecvență

- Amplificatorul BC/GC are proprietatea deosebită că impedanța de intrare este de valoare scăzută (aproximativ $1/g_m$) și de bandă largă, asigurând astfel o posibilă adaptare la circuitul de comandă (un filtru, o antenă sau un etaj anterior).
- Presupunând că $R_s = 1/g_m$, avem

$$A_v = \frac{\frac{1}{2} g_m R_L}{(1 + s/2\omega_T)(1 + s/\omega_L)}$$

- Banda de trecere la $-3dB$, este determinată în primul rând de constanta de timp a sarcinii amplificatorului: $\omega_L = ((C_o + C_\mu)R_L)^{-1}$.

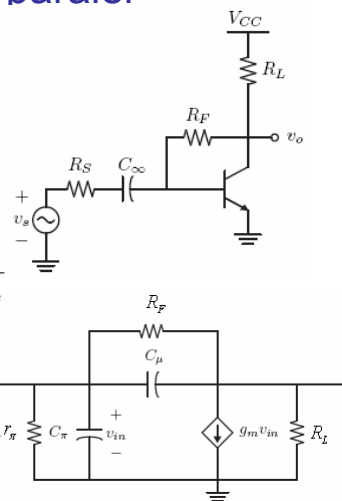
Amplificatorul cu reacție paralel

- Etajul de amplificare cu reacție paralel are performanțe bune în înaltă frecvență. Reacția negativă se traduce prin reducerea impedanței de intrare și fixarea valorii amplificării.
- Amplificarea de tensiune se aproximează prin: $A_v = -R_F/R_L$, iar pentru calculul rezistenței de intrare, utilizăm efectul Miller, înainte de a face câteva simplificări:

$$R_{in} = r_\pi \parallel \frac{R_F}{1 + g_m(R_L \parallel R_F)} \approx \frac{R_L + R_F}{1 + R_L/R_F + g_m R_L} = \left(1 + \frac{R_F}{R_L}\right) \frac{1}{g_m}$$

- Fiind impusă o valoare amplificării de tensiune A_v , se determină rezistența de reacție R_F , iar condiția de adaptare în circuitul de intrare a amplificatorului determină valoarea transconductanței g_m :

$$R_s = \left(1 + \frac{R_F}{R_L}\right) \frac{1}{g_m}, \text{ sau } g_m R_s = \left(1 + \frac{R_F}{R_L}\right)$$

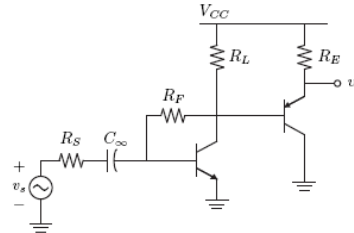


Amplificatorul cu reacție paralel - continuare

- Amplificatorul este de bandă largă iar produsul amplificare-bandă este aproximativ constant:

$$A_v \Delta \omega \approx \omega_T$$

- Dacă rezistența de sarcină a amplificatorului cu reacție paralel este de valoare redusă, atunci este nevoie de un repetor de tensiune de bandă largă.
- Se utilizează un repetor pe emitor pnp (sau repetor pe sursă).
- Etajul repetor este și el un etaj de bandă largă (amplificare ≈ 1) și încarcă etajul de intrare numai cu valoarea degenerată a capacității sale de intrare: $C_{in2}/(1 + g_{m2}R_E)$



Amplificatorul cascod

- Este realizat prin conectarea în cascadă a unui etaj EC/SC cu un etaj BC/GC ca în figură.

- Practic, având în vedere că impedanța de intrare a etajului EC/SC este $1/g_{m2}$, amplificarea de tensiune a primului etaj este unitară:

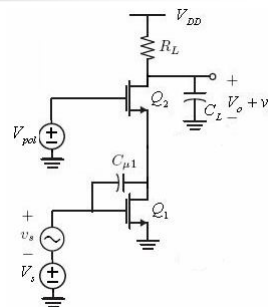
$$A_{v1} \approx -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \approx -1$$

- Drept consecință, acțiunea efectului Miller datorată capacității de reacție $C_{\mu1}$ este mult redusă întrucât valoarea capacității de intrare scade la $(1 + \mu)C_{in1}$ față de $(1 + \mu A_v)C_{in1}$ cât este în cazul amplificatorului BC/GC.

- Amplificarea în banda de trecere a etajului cascod, în schimb, rămâne practic egală cu cea a amplificatorului EC, pentru că:

$$A_v = A_{v1}A_{v2} \approx -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} g_{m2}R_L = -g_{m1}R_L$$

- Dezavantajul cascodei în raport cu amplificatorul EC/SC constă în reducerea excursiei de tensiune la ieșire.



Utilizarea cascodei în amplificatoarele acordate

- Capacitatea de reacție C_μ poate conduce, datorită efectului Miller, la instabilitate și chiar oscilații în cazul amplificatorului acordat realizat în conexiune SC/EC. Pentru a evidenția aceasta, calculăm admitanța de intrare a circuitului:

$$Y_{in}(j\omega) = j\omega C_\pi + j\omega C_\mu(1 - A_v), \text{ unde: } A_v = -g_m Z_{RLC}(j\omega)$$

- La frecvențe mai mici decât frecvența de rezonanță, impedanța circuitului rezonant are un caracter inductiv, prin urmare:

$$A_v \approx -g_m(j\omega L) \Rightarrow Y_{in}(j\omega) \approx j\omega C_\pi + j\omega C_\mu(1 + g_m(j\omega L))$$

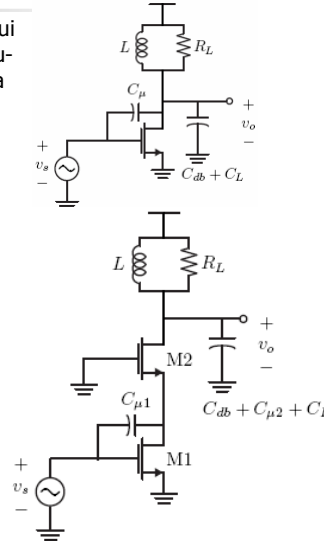
$$\Rightarrow Y_{in}(j\omega) \approx j\omega C_\pi + j\omega C_\mu - \omega^2 g_m C_\mu L$$

- Apariția termenului real negativ din ultima ecuație indică faptul că amplificatorul SC/EC are o problemă majoră de stabilitate.
- În cazul amplificatorului cascod, amplificarea de tensiune a primului etaj nu depinde de impedanța circuitului rezonant: $A_{v1} = -g_{m1}/g_{m2}$, astfel că, acum, intrarea circuitului are un caracter pur capacitiv iar circuitul e stabil:

$$Y_{in}(j\omega) = j\omega C_\pi + j\omega C_\mu(1 + g_{m1}/g_{m2})$$

TCC-V

A. Câmpeanu U.P.T.



29

Neutrodinarea în amplificatoarele RF

Se înțelege prin Neutrodinare, ansamblul tehnicilor de îmbunătățire a performanțelor de frecvență ale etajelor BC/SC, care vizează eliminarea reacției ieșire-întare prin capacitatea C_μ .

- Prin Neutrodinare se urmărește creșterea amplificării, a benzii de frecvențe și asigurarea stabilității la frecvențe înalte.
- Soluția de principiu, prezentată în figură, constă în reducerea impactului C_μ prin plasarea unei căi de reacție suplimentare și opuse capacității C_μ : C_N .
- Se alege: $C_N = C_\mu$, ceea ce determină reducerea acțiunii efectului Miller la o valoare similară celei obținute în cazul etajului cascod. Calculăm în acest scop capacitatea de intrare a etajului neutrodinat C_{in} :

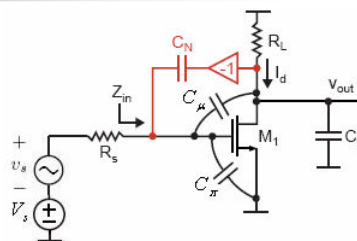
$$C_{in} = C_\pi + C_\mu(1 - A_v) + C_N(1 + A_v) \approx C_\pi + 2C_\mu$$

- Vom prezenta în continuare câteva modalități de realizare practică a neutrodinării.

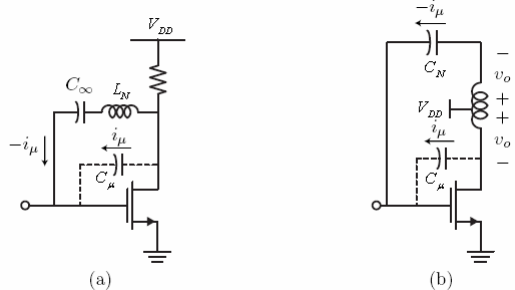
TCC-V

A. Câmpeanu U.P.T.

30



Tehnici de neutrodinare de bandă îngustă



- Schema din fig. (a) realizează neutrodinarea la frecvența de rezonanță a circuitului C_μ , L_N .
- Circuitul din fig. (b) utilizează o inductanță cu priză mediană (autotransformator) pentru a obține o tensiune defazată cu 180° în raport cu tensiunea de ieșire. Curenții prin cele două ramuri de reacție sunt:

$$i_\mu = (v_o - v_{in})sC_\mu \approx v_o sC_\mu$$

$$i_N = (-v_o - v_{in})sC_N \approx -v_o sC_N = -i_\mu \text{ pentru } C_N = C_\mu$$

- Calitatea neutrodinării depinde de precizia cu care se realizează egalitatea $C_N = C_\mu$.

TCC-V

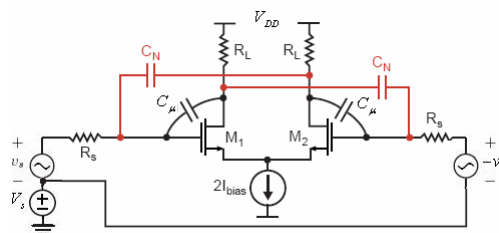
A. Câmpeanu U.P.T.

31

Utilizarea etajului diferențial la realizarea neutrodinării

- O strategie "elegantă" de realizare a neutrodinării utilizează inversarea naturală de semn care are loc într-un etaj diferențial.

- Atât intrările cât și ieșirile sunt inversate în fază, astfel încât neutrodinarea se produce indiferent de amplificare sau frecvență. Este, prin urmare, de bandă largă.



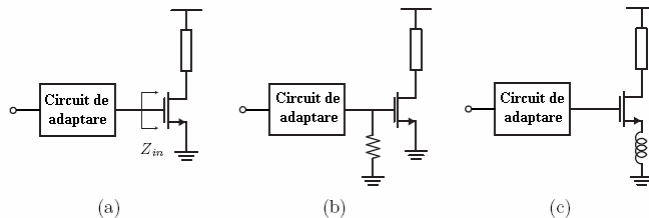
- Singura problemă ce trebuie avută în vedere la adoptarea acestei tehnici de neutrodinare este obținerea egalității $C_N = C_\mu$.
- În acest scop, se folosesc de obicei, capacități CMOS (obținute prin același proces tehnologic) pentru implementarea C_N .
- Dacă C_N are o valoare prea mică, atunci se manifestă influența reziduală a lui C_μ .
- Dacă C_N are o valoare prea mare atunci impedanța de intrare are o componentă inductivă. Drept urmare, există pericol de instabilitate și răspunsul în frecvență a circuitului prezintă supracreșteri.

TCC-V

A. Câmpeanu U.P.T.

32

Realizarea adaptării la intrarea amplificatoarelor de înaltă frecvență



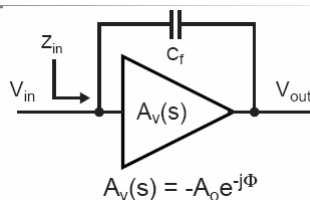
- În fig. (a) este prezentat circuitul de intrare a unui amplificator RF. Impedanța de intrare a acestuia este dominată de capacitatea C_{gs} . Având în vedere că impedanța sursei de semnal se caracterizează printr-o componentă rezistivă de valoare scăzută, se impune stabilirea unei proceduri de transformare a capacității de intrare într-o rezistență de sarcină reală.
- Procedeul din fig. (b) ce constă în adăugarea unei rezistențe de valoare convenabilă la grila de intrare nu este adecvat întrucât orice rezistor conectat la intrarea amplificatorului mărește factorul de zgomot al acestuia.
- Soluția mai "elegantă", denumită degenerarea inductivă a sursei sau reacție serie inductivă utilizează o inductanță conectată în sursa tranzistorului de intrare pentru a genera o impedanță reală la intrare.

TCC-V

A. Câmpănu U.P.T.

33

Principiul generatorului de impedanță activă reală



- Amplificatorul este caracterizat de defazajul nenul Φ dintre intrare și ieșire. Impedanța de intrare este considerată ∞ .
- Calculăm admitanța de intrare a circuitului:

$$Y_{in}(\omega) = j\omega C_f (1 - A_v) = j\omega C_f (1 + A_o e^{-j\Phi})$$

$$= j\omega C_f (1 + A_o \cos \Phi) + A_o \omega C_f \sin \Phi$$

componentă rezistivă!
- Datorită defazajului amplificatorului, apare o componentă rezistivă a admitanței de intrare.

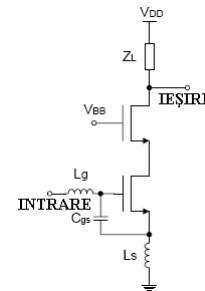
TCC-V

A. Câmpănu U.P.T.

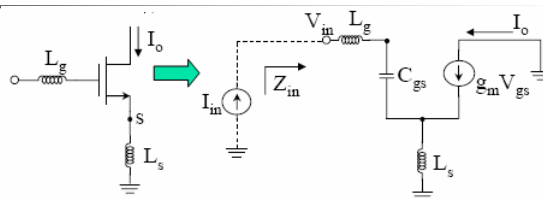
34

Amplificatorul cu degenerare inductivă a sursei

- Degenerarea inductivă a sursei se utilizează de obicei în configurația de etaj cascod, pentru că aceasta minimizează influența capacității C_{gd} prin efectul Miller asupra impedanței de intrare.
- Inductanța suplimentară L_g conectată în grila tranzistorului de intrare oferă posibilitatea unui control separat asupra valorii impedanței de intrare și al frecvenței de rezonanță a circuitului de intrare.



Analiza amplificatorului cu degenerare inductivă a sursei



- Aplicăm legile lui Kirchoff circuitului echivalent din figură

$$I_o = g_m V_{gs} = \frac{g_m}{j\omega C_{gs}} I_{in}, \quad V_{in} = \left[j\omega(L_g + L_s) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} \right] I_{in} + j\omega L_s I_o$$

- Prima relație indică faptul că avem de a face cu un generator de impedanță activă reală, întrucât defazajul dintre intrare și ieșire este de -90° .
- Determinăm impedanța de intrare Z_{in} a amplificatorului:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = j \left[\omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right] + \frac{g_m L_s}{C_{gs}}$$

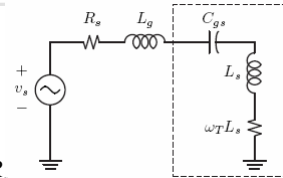
- Cel de-al treilea termen din expresia impedanței este pur real și independent de frecvență.

Amplificatorul cu degenerare inductivă a sursei. Calculul inductanțelor și a amplificării

Circuitul echivalent al intrării amplificatorului, prezentat în figură este un circuit rezonant serie. El permite stabilirea performanțelor circuitului, pornind de la condiția realizării adaptării la intrare la frecvența ω_0 :

$$R_s = \frac{g_m}{C_{gs}} L_s = \omega_T L_s \Rightarrow L_s = \frac{R_s}{\omega_T},$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{(L_g + L_s) C_{gs}} \Rightarrow L_g = \frac{1}{\omega_0^2 C_{gs}} - L_s$$



- Amplificarea de tensiune poate fi calculată, pornind de la observația că tensiunea V_{gs} reprezintă căderea de tensiune pe capacitatea unui circuit rezonant serie, ceea ce înseamnă că este la rezonanță de Q ori mai mare decât căderea de tensiune pe rezistența sursei, $v_s/2$:

$$v_o = -g_m R_L v_{gs}, \quad v_{gs} = Q \cdot \frac{v_s}{2} \Rightarrow A_v = -\frac{g_m}{2} R_L Q$$

- Banda de trecere este determinată de factorul Q a circuitului de intrare. În general acesta e redus, astfel că banda de trecere este largă.