

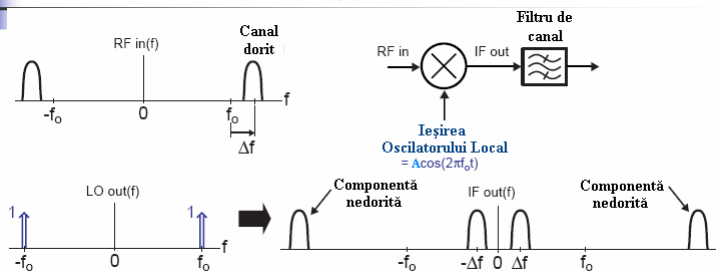
CIRCUITE DE TELECOMUNICAȚII

Tema VII

Mixere

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

Model matematic și modalitate de realizare

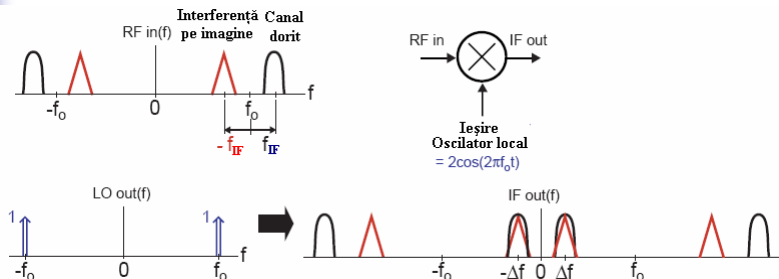


- Mixerele realizează conversia de frecvență în echipamentele de comunicații prin multiplicarea semnalului RF $x(t)$ cu semnalul oscilatorului local $s_{LO}(t) = \text{Acos}\omega_0 t$:

$$y(t) = x(t)s_{LO}(t) \Leftrightarrow Y(\omega) = X(\omega) * S_{LO}(\omega) = \frac{1}{2}(AX(\omega - \omega_0) + AX(\omega + \omega_0))$$
- Sistemele lineare invariante în timp nu pot genera componente spectrale care nu sunt prezente la intrare.
- Mixerul poate fi sau sistem nelinear sau sistem variabil în timp.

Virtual, orice element nelinear poate fi utilizat drept mixer. Unele nelinearități dau rezultate mai bune și sunt mai practice.

Alierea pe imagine



- Atunci când frecvența intermediară (IF) este nenulă ($f_{RF} \neq f_0$), simetric cu banda de frecvențe dorită (f_{RF}) în raport cu frecvența LO (f_0) se găsește o bandă nedorită de frecvențe: frecvența imagine.
- La ieșirea IF conținutul benzii dorite de semnal se combină cu cel al benzii de frecvență imagine.
- Impactul interferenței pe imagine nu poate fi eliminat prin filtrul de canal de la ieșirea IF a mixerului. Suprimarea acestei interferențe se poate face în primul rând cu un filtru de selecție pe imagine, dar și prin schemele studiate anterior.

Indici de performanță a mixerelor: Câștigul de conversie

- Evaluarea performanțelor unui mixer se poate face după diverși indicatori: câștig/atenuare de conversie, factor de zgomot, izolarea porturilor, linearitate, consum de putere:
- Câștigul de conversie poate fi măsurat atât în tensiune cât și în putere.
 - Câștigul de tensiune a unui mixer se definește astfel:

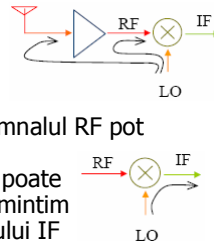
$$\text{Câștigul de tensiune de conversie} = \frac{\text{Tensiunea efectivă a semnalului IF}}{\text{Tensiunea efectivă a semnalului RF}}$$
 - Câștigul de putere a unui mixer este:

$$\text{Câștigul de putere de conversie} = \frac{\text{Puterea IF eliberată în sarcină}}{\text{Puterea RF disponibilă la intrare}}$$
- Dacă impedanțele sarcinii și sursei sunt egale, câștigurile de conversie de tensiune și putere sunt egale în dB. În cazul în care la intrarea mixerului este plasat un filtru (filtrul de selecție pe imagine), impedanța de intrare a mixerului trebuie să asigure terminarea corectă pentru filtru (50Ω), altfel la ieșire acesta va prezenta ondulații.
- La ieșire, mixerul vede filtrul IF, care poate fi pasiv. Tipic, impedanța de intrare a unui filtru pasiv nu este egală cu 50Ω . Prin urmare, impedanța sursei e diferită de impedanța de sarcină iar câștigurile de conversie de tensiune și putere vor fi diferite.

Indici de performanță a mixerelor: Izolarea porturilor

■ Semnalele pot să se scurgă de la un port la alt port, datorită imperfecțiunilor de circuit. Se pot produce:

1. Scurgeri LO – RF. Acestea provoacă auto-mixarea care afectează receptoarele zero-IF. Pătrunderea LO pe calea de RF poate atinge chiar antena prin amplificatorul de intrare (LNA), care nu este unilateral.
 2. Scăpări RF-LO. Perturbațiile și impulsurile prezente în semnalul RF pot interacționa cu oscilatorul local LO.
 3. Scurgeri LO-IF. Pătrunderea semnalului LO pe ieșirea IF poate provoca desensibilizarea blocurilor care urmează (să reamintim că puterea LO poate fi mult mai mare decât cea semnalului IF dorit).
 4. Scăpări RF-IF. Pătrunderea semnalului RF pe ieșirea IF provoacă probleme în unele arhitecturi ca de exemplu receptorul zero-IF din cauza scurgerilor produselor de intermodulație de joasă frecvență de ordin par (distorsiuni de ordin par).
- În plus, sau se asigură o bună izolare a mixerului de componentele înconjurătoare sau acestea pot și trebuie să tolereze radiația de scăpări a mixerului.



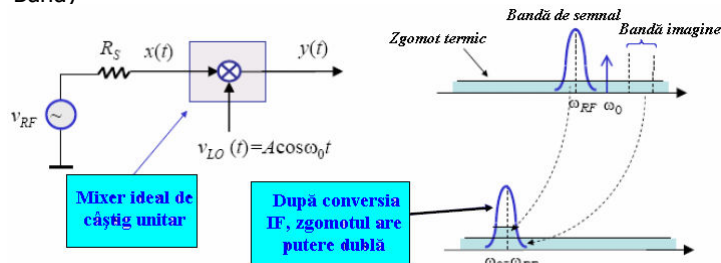
TCC-VII

A. Câmpănu U.P.T.

5

Indici de performanță a mixerelor: Figura de zgomot a mixerului ideal (1)

1. Semnal de intrare SSB (*Single Side Band*) și zgomot DSB (*Double Side Band*)



- La ieșirea mixerului se însumează pe frecvența $\omega_0 - \omega_{RF}$ atât zgomotul din banda de semnal cât și cel din banda imagine. Prin urmare, valoarea raportului semnal/zgomot la ieșire (RSZ_{out}) se înjumătățește:

$$RSZ_{out} = RSZ_{in} / 2 \quad \Rightarrow \quad NF = 3dB$$

TCC-VII

A. Câmpănu U.P.T.

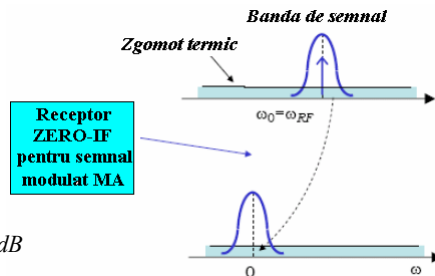
6

Indici de performanță a mixerelor: Figura de zgomot a mixerului ideal (2)

2. Semnal de intrare și zgomot DSB (Double Side Band)

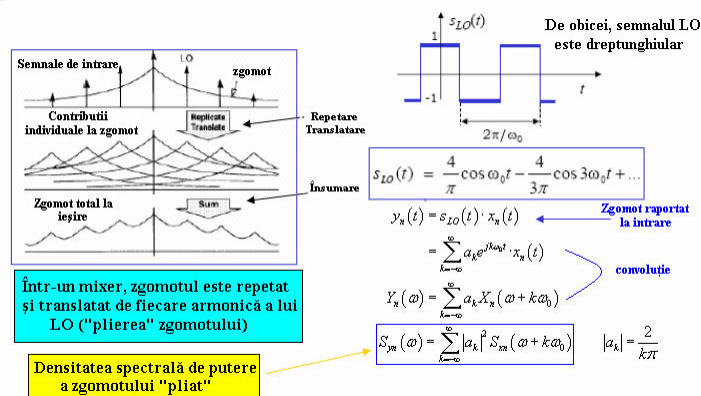
- Este o situație întâlnită în cazul mixerelor ce au $\omega_0 = \omega_{RF}$ sau a semnalelor MA cu două benzi laterale.
- Raportul semnal/zgomot nu este afectat în cazul mixerului ideal:

$$RSZ_{out} = RSZ_{in} \Rightarrow NF = 0dB$$



- Dacă semnalul LO are armonici, va exista mai mult zgomot la ieșire, datorat zgomotului din benzile de frecvență adiacente armoniilor. În consecință, semnalul RF trebuie filtrat pentru a minimiza acest zgomot.

Fenomenul de "pliere" a zgomotului în mixerele cu comutare (1)



- Într-un mixer, amplitudinea semnalului LO este mult mai mare decât a semnalului RF, astfel încât modelul dispozitivului este un comutator ideal comandat de LO, cu intrarea RF și ieșirea FI. În aceste condiții, armonicele lui LO conduc la repetarea și translatarea spectrului zgomotului (*noise folding* - pliere), fenomen care poate fi evitat prin filtrare.

Fenomenul de "pliere" a zgomotului în mixerele cu comutare (2)

- Densitatea spectrală de putere a zgomotului "pliat" la ieșirea mixerului cu comutare:

$$S_{yn}(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |a_k|^2 S_{xn}(\omega + k\omega_0) \quad \text{cu} \quad \sum_{k=-\infty}^{\infty} |a_k|^2 = 1$$

- Dacă la intrarea RF zgomotul este alb, toate replicile sunt identice: $S_{xn}(\omega + k\omega_0) = N_0$:

$$S_{yn}(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |a_k|^2 N_0 = N_0$$

- Amplificarea de putere a zgomotului de la intrare este, prin urmare, unitară.
- Dar semnalul de ieșire IF util se obține prin mixarea RF cu prima armonică a semnalului LO, astfel că doar prima componentă a spectrului de ieșire contează din punctul de vedere al amplificării de putere:

$$S_y(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |a_k|^2 S_{RF}(\omega + k\omega_0) = \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 S_{RF}(\omega + \omega_0) + \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 S_{RF}(\omega - \omega_0) + \left(\frac{2}{3\pi}\right)^2 S_{RF}(\omega + 3\omega_0) + \left(\frac{2}{3\pi}\right)^2 S_{RF}(\omega - 3\omega_0) + \dots$$

Acest termen contează!

- Amplificarea de putere a semnalului RF este prin urmare, $(2/\pi)^2$, iar factorul de zgomot al mixerului cu comutare este dat de raportul celor două amplificări:

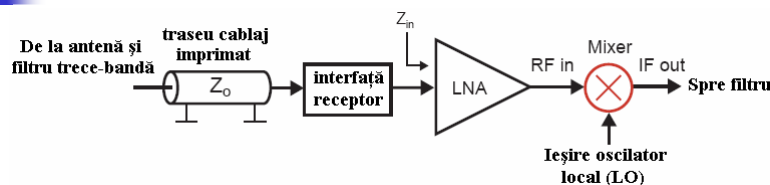
$$F = \left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \Rightarrow NF = 3,92 \text{ dB}$$

TCC-VII

A. Câmpeanu U.P.T.

9

Aspecte ale utilizării mixerelor în sistemele de telecomunicații



- Factorul de zgomot – afectează sensibilitatea receptorului,
- Linearitatea (IIP3) – afectează performanțele receptorului la blocare,
- Câștigul de conversie – reduce impactul zgomotului asupra etajelor următoare,
- Adaptarea de putere – în receptoarele integrate se dorește amplificare maximă de tensiune mai degrabă decât adaptare de putere,
- Putere – se urmărește ca puterea disipată să fie minimă,
- Izolare – se dorește minimizarea interacțiunii dintre porturile RF, IF și LO,
- Sensibilitatea la variațiile de proces tehnologic/temperatură – este nevoie ca circuitul să poată fi fabricat în serie mare

TCC-VII

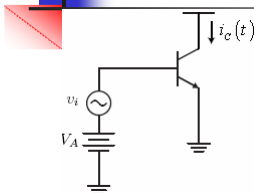
A. Câmpeanu U.P.T.

10

Clasificarea mixerelor

- Mixerele sunt implementate pe mai multe căi, utilizând tehnici de circuit nelinear atât activ cât și pasiv. Pentru că furnizează la ieșire produsul, într-un fel sau altul, a semnalelor de intrare, ele pot fi încadrate în clasa multiplicatoarelor de semnal, putând fi identificate trei subclase cu anumite similarități: multiplicatoare, modulatoare și mixere.
- Multiplicatorul analogic furnizează la ieșire *produsul linear* al tensiunilor de intrare. Deși teoretic multiplicatorul analogic pare soluția ideală, în practică este puțin utilizat pentru că datorită intrărilor lineare, factorul de zgomot este mare.
- În modulatoare (denumite și modulatoare echilibrate sau dublu echilibrate), cele două intrări, fie X și Y , generează la ieșirea W produsul dintre Y și semnul lui X : $W = Y \cdot \text{sgn}(X)$. Un bun modulator are pe calea de semnal o linearitate foarte bună, iar ideal, un modulator pasiv are factorul de zgomot unitar.
- Un mixer este un modulator optimizat pentru operația de translatăre de frecvență. Locul său pe calea de semnal este, de obicei, aproape de antenă, unde atât semnalul util cât și semnalele nedorite (adesea de amplitudini mari) coexistă în semnalul de intrare, denumit port RF. În acest sens, el trebuie să prezinte o bună linearitate la ieșirea port IF în raport cu intrarea RF. Procesul de conversie este comandat de semnalul de pe intrarea port LO.

Mixere cu BJT – Modelul tranzistorului bipolar cu semnal sinusoidal mare la intrare (1)



$$v_i(t) = V_i \cos \omega t,$$

$$i_C = I_S \exp(v_{BE}/V_T), \text{ unde: } V_T = \frac{kT}{q} \approx 26mV \text{ la } T = 300^\circ,$$

$$v_{BE}(t) = V_A + V_i \cos \omega t$$

- Vom considera un tranzistor bipolar comandat în bază cu un semnal sinusoidal de amplitudine mare.
- Este o situație întâlnită frecvent în multe configurații de circuite nelineare: oscilatoare, multiplicatoare de frecvență, mixere și amplificatoare de putere în clasa C.
- Curentul de colector se poate exprima prin produsul unui termen de curent continuu și a unui semnal periodic:

$$i_C(t) = I_S \exp\left(\frac{V_A}{V_T}\right) \cdot \exp\left(\frac{V_i}{V_T} \cos \omega t\right) = I_S e^a e^{b \cos \omega t},$$

- unde $a = V_A/V_T$ este tensiunea de polarizare normalizată iar amplitudinea semnalului de intrare normalizat este $b = V_i/V_T$.

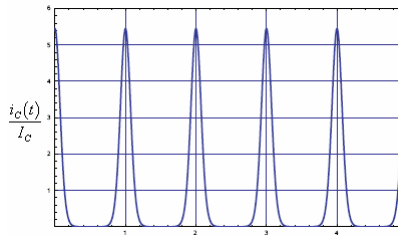
Mixere cu BJT – Modelul tranzistorului bipolar cu semnal sinusoidal mare la intrare (2)

- Întrucât $i_C(t)$ este o funcție periodică, ea poate fi dezvoltată în serie Fourier. Coeficienții Fourier ai lui $e^{b \cos \omega t}$ sunt funcțiile Bessel modificate $J_n(b)$:

$$e^{b \cos \omega t} = J_0(b) + 2J_1(b) \cos \omega t + 2J_2(b) \cos 2\omega t + \dots$$
- Vom presupune un curent de polarizare al tranzistorului stabilizat la valoarea I_C . Atunci:

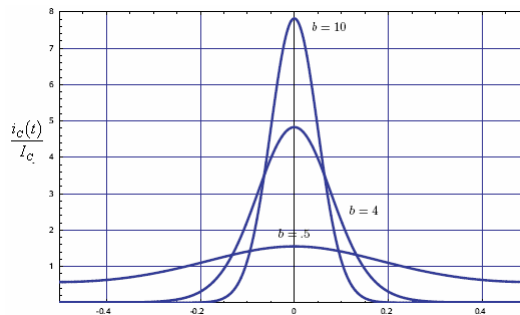
$$i_C(t) = \underbrace{I_S e^a}_{I_C} J_0(b) \left(1 + 2 \frac{J_1(b)}{J_0(b)} \cos \omega t + 2 \frac{J_2(b)}{J_0(b)} \cos 2\omega t + \dots \right)$$

$$i_C(t) = I_S e^a e^{b \cos \omega t} = \frac{I_C}{J_0(b)} e^{b \cos \omega t}$$



Mixere cu BJT – Modelul tranzistorului bipolar cu semnal sinusoidal mare la intrare (3)

- **Dependența formei de undă a curentului de colector de supracomanda de curent de bază.**

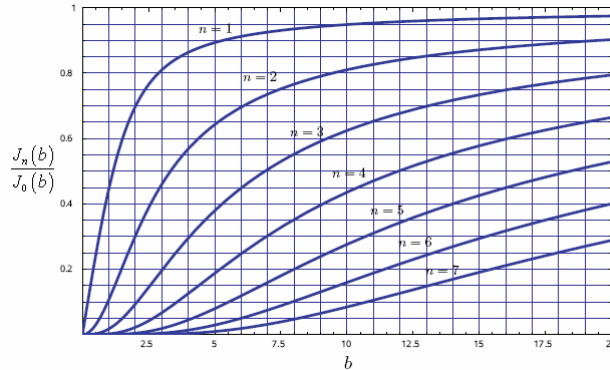


- Odată cu creșterea comenzii în bază, maximumul curentului de colector devine mai pronunțat. Valoarea de vârf poate depăși mult valoarea curentului continuu de polarizare.



Mixere cu BJT – Modelul tranzistorului bipolar cu semnal sinusoidal mare la intrare (4)

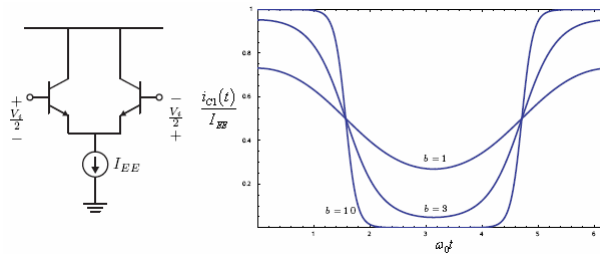
- Dependența amplitudinilor armonicilor curentului de colector de supracomanda de curent de bază.



- Spectrul curentului de colector a tranzistorului bipolar este foarte bogat în armonici.



Mixere cu BJT – Etajul diferențial cu semnal sinusoidal mare la intrare (1)



- Ecuția de semnal mare pentru curentul $i_{C1}(t)$ este dată de:

$$i_{C1} + i_{C2} = I_{EE} \Rightarrow v_{BE1} - v_{BE2} = v_i = V_T \ln(I_{C1}/I_{C2})$$

$$\Rightarrow i_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{-\frac{v_i}{V_T}}}, \text{ dar } v_i(t) = V_i \cos \omega t \Rightarrow i_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{-b \cos \omega t}}$$

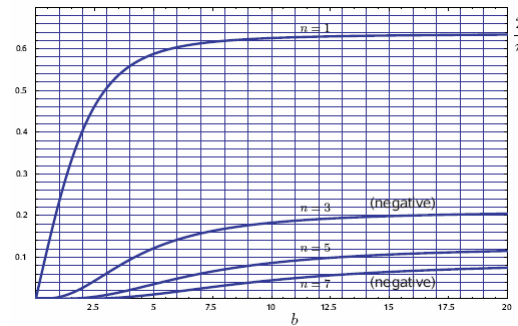
- Pentru b mare, forma de undă tinde către un semnal dreptunghiular:

$$\frac{i_C(t)}{I_{EE}} = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left(\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \dots \right)$$



Mixere cu BJT – Etajul diferențial cu semnal sinusoidal mare la intrare (2)

- Dependența amplitudinilor armonicilor curentului de colector de supracomanda de tensiune din bază.

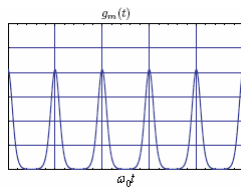


- După cum era de așteptat, etajul diferențial ideal nu produce armonici pare.



Implementarea mixerelor cu BJT (1)

- Un mixer are trei porturi: LO, RF și IF.
- Circuitul este comandat pe portul LO cu un semnal periodic de amplitudine mare având frecvența ω_0 .
- Pe portul RF se aplică un semnal mic de frecvență ω_{RF} .
- Pentru că nivelul semnalului RF este mic, răspunsul circuitului va fi linear (sau slab nelinear) la acesta. Dar pentru că portul LO modifică periodic punctul de funcționare a circuitului, ne așteptăm ca întregul răspuns la semnalul de pe portul RF să fie un răspuns linear variabil în timp: $i_o(t) = g(t)v_{in}(t)$



- Transconductanța variază periodic cu semnalul LO și poate fi dezvoltată într-o serie Fourier:

$$g(t) = g_0 + g_1 \cos \omega_0 t + g_2 \cos 2\omega_0 t + \dots$$
- Aplicând la intrare $v_{in}(t) = V_1 \cos \omega_{RF} t$, curentul de ieșire se exprimă astfel:

$$i_o(t) = (g_0 + g_1 \cos \omega_0 t + g_2 \cos 2\omega_0 t + \dots) \cdot V_1 \cos \omega_{RF} t$$



Implementarea mixerelor cu BJT (2)

Dezvoltarea produsului care exprimă curentul de ieșire conduce la:

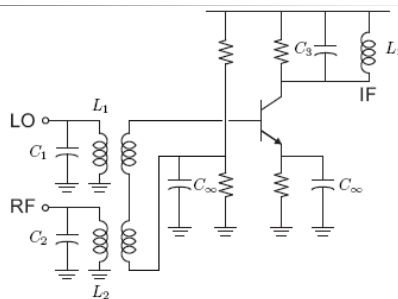
$$i_o(t) = g_0 V_1 \cos \omega_{RF} t + \frac{g_1}{2} V_1 \cos(\omega_0 \pm \omega_{RF}) t + \frac{g_2}{2} V_1 \cos(2\omega_0 \pm \omega_{RF}) t + \dots$$

- Primul termen din expresie este chiar valoarea amplificată a semnalului de pe intrarea RF. El reprezintă scurgerea (pătrunderea) semnalului de intrare RF pe ieșirea IF.
- Ceilalți termeni realizează, cu mai multă sau mai puțină eficiență, o acțiune de mixare a lui RF cu conductanța variabilă în timp a circuitului.
- Să considerăm că semnalul de ieșire dorit la portul IF este de frecvență $\omega_0 - \omega_{RF}$. Prin urmare, câștigul de conversie, se definește cu:

$$g_{conv} = \frac{|\text{curentul de ieșire IF}|}{|\text{tensiunea de intrare RF}|} = \frac{g_1}{2}$$



Exemplu de mixer cu BJT



- Transformatorul este utilizat pentru însumarea la intrare a semnalelor LO și RF. Inductanțele din primar sunt folosite pentru a forma circuite acordate pe frecvențele LO și RF.
- Circuitul rezonant din colector este acordat pe frecvența IF
- Capacitățile de valori mari sunt utilizate pentru a pune la masă în curent alternativ o terminație a transformatorului de intrare respectiv emitorul tranzistorului bipolar.

Exemplu de mixer cu BJT – analiza funcționării circuitului (1)

- Dacă numai pe intrarea LO se aplică semnal, expresia curentului de colector este:

$$i_{C0}(t) = I_C \left(1 + \frac{2J_1(b)}{J_0(b)} \cos \omega_0 t + \frac{2J_2(b)}{J_0(b)} \cos 2\omega_0 t + \dots \right)$$

- unde I_C este componenta de cc a curentului de colector.
- Drept urmare, se poate defini transconductanța variabilă în timp $g_m(t)$:

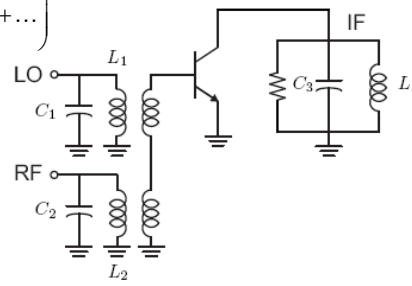
$$g_m(t) = \frac{i_{C0}(t)}{V_T} = \frac{q i_{C0}(t)}{kT}$$

- Curentul de colector de semnal mic atunci când și pe portul RF se aplică semnal, se calculează cu:

$$i_{C,RF}(t) = g_m(t) \cdot v_{RF}(t)$$

$$i_{C,RF}(t) = \frac{qI_C}{kT} \left(1 + \frac{2J_1(b)}{J_0(b)} \cos \omega_0 t + \frac{2J_2(b)}{J_0(b)} \cos 2\omega_0 t + \dots \right) V_{RF} \cos \omega_{RF} t$$

Circuit echivalent de ca a mixerului cu BJT



TCC-VII

A. Câmpeanu U.P.T.

21

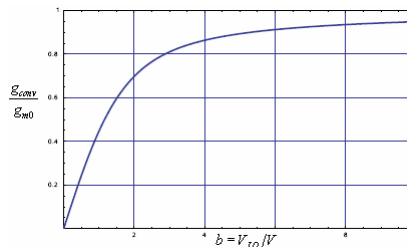
Exemplu de mixer cu BJT – analiza funcționării circuitului (2)

Semnalul de ieșire pe frecvența intermediară FI $\omega_0 \pm \omega_{RF}$ este dat, având în vedere cele de mai sus, de expresia:

$$i_{C,RF}(t) \Big|_{\omega_{IF}} = V_{RF} \underbrace{\frac{qI_C}{kT}}_{g_{m0}} \underbrace{\frac{J_1(b)}{J_0(b)}}_{\omega_{IF}} \cos(\omega_0 - \omega_{RF})t$$

- Câștig de conversie g_{conv} al mixerului este, prin urmare:

$$g_{conv} = g_{m0} \frac{J_1(b)}{J_0(b)}$$



TCC-VII

A. Câmpeanu U.P.T.

22

Mixere cu BJT – abordare generală

- Dacă revenim la ecuațiile inițiale, principala presupunere pe care am făcut-o, a fost că mixerul se prezintă pentru intrarea RF ca o funcție lineară variabilă în timp. Să vedem cum se reflectă această presupunere asupra curentului de ieșire:

$$i_C(t) = I_S \exp(v_{BE}(t)/V_T) \text{ unde } v_{BE}(t) = v_{RF}(t) + v_{LO}(t) + V_A$$

$$\text{sau: } i_C(t) = I_S \exp(V_A/V_T) \times \exp(b \cos \omega_0 t) \times \exp\left(\frac{V_{RF}}{V_T} \cos \omega_{RF} t\right)$$

- Dacă presupunem că semnalul RF este slab, atunci se aproximează: $e^x \approx 1 + x$
- În continuare, dezvoltăm expresia curentului de ieșire astfel:

$$i_C(t) = I_C \left(1 + \frac{2J_1(b)}{J_0(b)} \cos \omega_0 t + \frac{2J_2(b)}{J_0(b)} \cos 2\omega_0 t + \dots \right) \times \left(1 + \frac{V_{RF}}{V_T} \cos \omega_{RF} t \right)$$

- Ultima expresie poate fi factorizată astfel:
Ieșire = Polarizare + Termeni LO + Termeni RF + Produse de conversie
- În general, se dorește ca la ieșire, mixerul să includă un filtru care minimizează termenii LO. De asemenea, termenii RF sunt nedoriti, astfel încât vor fi și ei eliminați din curentul de ieșire a filtrului.

Mixere cu BJT – utilizarea armonicilor semnalului LO

- Termenul din expresia curentului de ieșire datorat intrării LO are un conținut bogat în armonice LO astfel încât acestea pot fi folosite la fel ca fundamentală pentru implementarea unui mixer *armonic*.
- De exemplu dacă LO are $f_0 = 300\text{MHz}$, semnalul de intrare RF este de frecvență $f_{RF} = 800\text{MHz}$ iar etajul IF lucrează pe $f_{IF} = 100\text{MHz}$, atunci pentru mixare se poate utiliza armonica a III-a a oscilatorului local: $f_{IF} = 3 \cdot f_0 - f_{RF} = 100\text{MHz}$.
- În general, transconductanța de conversie pe armonica a n-a se calculează cu:

$$g_{conv,n} = \frac{|\text{curent de ieșire IF}|}{|\text{tensiune de intrare RF}|} = \frac{g_n}{2}$$

- Pentru un tranzistor BJT, se scrie:

$$g_{conv,n} = g_{m0} \frac{J_n(b)}{J_0(b)}$$

- Avantajele unui mixer armonic constau în utilizarea unei frecvențe mai reduse pentru LO precum și în separarea mai mare dintre frecvența oscilatorului LO și cea a intrării RF cu beneficii în ceea ce privește reducerea pătrunderii LO pe calea RF.
- Dezavantajele sunt valoarea redusă a câștigului de conversie și creșterea valorii zgomotului la ieșire.

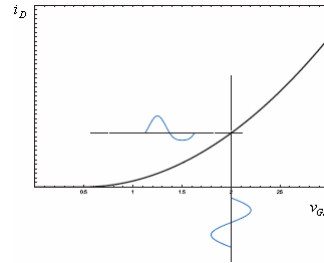
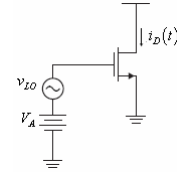
Mixere cu MOSFET – Amplificatorul în conexiune SC cu semnal sinusoidal mare la intrare

- Să considerăm curentul de ieșire a unui tranzistor FET comandat în grilă de un semnal LO mare:

$$i_D(t) = \frac{\mu C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (v_{GS}(t) - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

- unde $v_{GS}(t) = V_A + v_{LO}(t) = V_A + V_{LO} \cos \omega_0 t$.
- Vom presupune implicit că V_{LO} este suficient de mic pentru a nu aduce dispozitivul FET în blocare.
- Această presupunere conduce la
 $V_A + V_{LO} \cos \omega_0 t > V_T$, sau $V_A - V_{LO} > V_T$
sau echivalent, $V_{LO} < V_A - V_T$
- Dezvoltăm, în aceste condiții, expresia curentului de drenă:

$$i_D(t) \sim \left[(V_A - V_T)^2 + V_{LO}^2 \cos^2 \omega_0 t + 2(V_A - V_T)V_{LO} \cos \omega_0 t \right]$$



Mixere cu MOSFET – Componentele curentului de drenă

- Identificăm termenii care reprezintă componenta continuă a curentului de drenă, I_D :

$$I_D = \frac{\mu C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_A - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

- Termenul \cos^2 poate fi descompus mai departe într-o componentă de cc și o componentă pe armonica a doua a semnalului de intrare LO.
- Dezvoltarea care urmează, permite identificarea tuturor componentelor curentului $i_D(t)$

$$i_D(t) = I_D + \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left(\underbrace{\frac{1}{4} V_{LO}^2}_{\text{deplasare psf}} + \underbrace{(V_A - V_T)V_{LO} \cos \omega_0 t}_{\text{componentă pe frecvența LO}} + \underbrace{\frac{V_{LO}^2}{4} \cos 2\omega_0 t}_{\text{componentă pe armonica a II-a LO}} \right) (1 + \lambda V_{DS})$$



Mixere cu MOSFET – Calculul transconductanței variabile în timp

- Transconductanța tranzistorului MOSFET în regim de inversare profundă este dată de:

$$g(t) = \frac{\delta i_D(t)}{\delta v_{GS}(t)} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (v_{GS}(t) - V_T)(1 + \lambda V_{DS}),$$

$$v_{GS}(t) = V_A + V_{LO} \cos \omega_0 t,$$

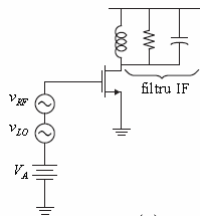
$$g(t) = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_A - V_T + V_{LO} \cos \omega_0 t)(1 + \lambda V_{DS}),$$

$$g(t) = g_{m0} \left(1 + \frac{V_{LO}}{V_A - V_T} \cos \omega_0 t \right)$$

- unde g_{m0} reprezintă transconductanța tranzistorului în regim static (în absența semnalului v_{LO}).
- Conform ultimei relații, tranzistorul MOSFET este un mixer cvasi-ideal, pentru că transconductanța nu are alte componente armonice pe alte frecvențe decât cea a fundamentalei.



Exemplu de mixer cu MOSFET



- Se observă că se poate realiza un mixer cu MOSFET prin simpla aplicare a semnalului LO+RF în grila tranzistorului (ignorăm acum rezistența de ieșire).
- Curentul $i_{D,RF}$ este componenta utilă de semnal mic a curentului de drenă ce reprezintă efectul mixării la ieșire a semnalelor de pe porturile LO și RF:

$$i_{D,RF}(t) = g(t)v_{RF}(t) = g_{m0} \left(1 + \frac{V_{LO}}{V_A - V_T} \cos \omega_0 t \right) V_{RF} \cos \omega_{RF} t$$

$$i_{D,RF}(t) \Big|_{\omega_{RF}} = \frac{g_{m0}}{2} \frac{V_{LO}}{V_A - V_T} V_{RF} \cos(\omega_0 \pm \omega_{RF}) t$$

$$g_c = \frac{i_{D,RF}(t) \Big|_{\omega_{RF}}}{V_{RF}} = \frac{g_{m0}}{2} \frac{V_{LO}}{V_A - V_T}$$

- unde g_c este câștigul de conversie al mixerului cu MOSFET.

Mixere cu MOSFET – Concluzii

- Dar, $g_{m0} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_A - V_T)$

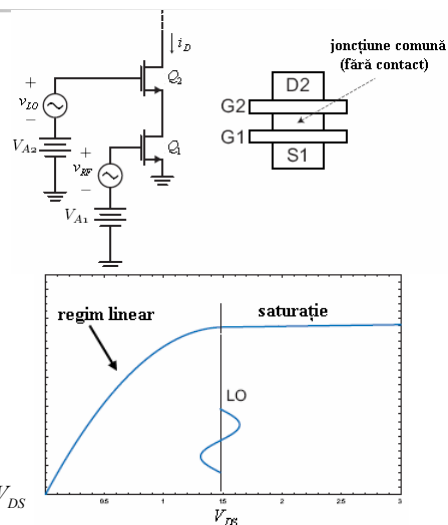
$$\Rightarrow g_c = \mu C_{ox} \frac{W}{L} V_{LO}$$
- ceea ce înseamnă că g_c este independent de tensiunea de polarizare V_A . Câștigul de conversie este controlat de amplitudinea semnalului v_{LO} și de raportul dimensiunilor fizice ale dispozitivului MOSFET.
- Cu toate acestea, nu trebuie uitat că supozițiile anterioare sunt valide numai dacă tranzistorul rămâne în regiunea activă pe toată perioada semnalelor de intrare.
- În realitate, un tranzistor FET nu respectă riguros legea pătratică iar analiza efectuată mai sus ar trebui verificată prin simulări extensive. Conducția tranzistorului sub pragul de deschidere și conductanța de ieșire a acestuia complică imaginea prezentată aici.

Mixerul MOS cu grilă dublă - descriere

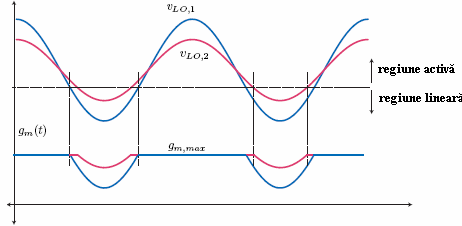
- Mixerul "dual gate" are, de fapt, configurația de amplificator cascod. Semnalul LO se aplică pe grila lui Q_2 , iar RF pe grila lui Q_1 . Prin utilizarea a doi tranzistori în loc de unul se simplifică circuitul pentru că semnalele nu trebuie combinate capacitiv sau printr-un transformator.

- În lipsa semnalului LO, circuitul este pur și simplu un etaj cascod. Dar semnalul LO este suficient de mare pentru a trece Q_1 în regim linear pentru un interval din ciclul de funcționare, determinând astfel modularea periodică a transconductanței lui Q_1 :

$$g_m|_{sat} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \text{ și } g_m|_{lin} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} V_{DS}$$



Mixerul MOS cu grilă dublă - funcționare



- Tensiunea de grilă V_{GS2} este practic constantă, pentru că Q_1 acționează în drena lui Q_2 ca un generator de curent constant pentru acesta. Rezultă:

$$V_{D1} = V_{A2} + v_{LO} - V_{GS2} = V_{A2} + V_{LO} \cos \omega_0 t - V_{GS2}$$

$$g(t) = \begin{cases} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T), & \text{pentru } V_{D1} > V_{GS1} - V_T \\ \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{A2} - V_{GS2} - |V_{LO} \cos \omega_0 t|), & \text{pentru } V_{D1} < V_{GS1} - V_T \end{cases}$$

- O descompunere în serie Fourier a formei de undă ne permite să stabilim amplitudinea primei armonice. Aceasta este câștigul de conversie a mixerului.

TCC-VII

A. Câmpeanu U.P.T.

31

Analiza în domeniul timp a mixerului generalizat

- Un mixer generalizat are o funcție de transfer periodică: $h(T+t) = h(t)$, unde $T = 1/\omega_0$, sau T este perioada semnalului LO. Pentru a exprima semnalul de ieșire $y(t)$, $h(t)$ se dezvoltă în serie Fourier:

$$y(t) = h(t)x(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} x(t)$$

- Pentru un semnal de intrare sinusoidal $x(t) = A_{RF}(t) \cos \omega_{RF} t$, vom putea scrie:

$$y(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} \frac{c_n}{2} A_{RF}(t) (e^{j(\omega_{RF} + n\omega_0)t} + e^{j(-\omega_{RF} + n\omega_0)t})$$

- Întrucât $h(t)$ este o funcție reală, coeficienții sunt pari: $c_{-k} = c_k^*$. Aceasta înseamnă că pot fi combinați coeficienții de frecvență pozitivi și negativi. Vom lua drept exemplu pe c_{-1} și pe c_1 :

$$c_1 \frac{e^{j(\omega_{RF} + \omega_0)t} + e^{j(-\omega_{RF} + \omega_0)t}}{2} + c_{-1} \frac{e^{j(\omega_{RF} - \omega_0)t} + e^{j(-\omega_{RF} - \omega_0)t}}{2} = c_1 \cos(\omega_{RF} + \omega_0)t + c_1 \cos(\omega_{RF} - \omega_0)t$$

- Însumând toate componentele, avem:

$$y(t) = A_{RF}(t) \sum_{-\infty}^{\infty} c_n \cos(\omega_{RF} + n\omega_0)t$$

- Spre deosebire de un multiplicator perfect, aici sunt un număr infinit de translații de frecvență efectuate de armonicile lui ω_0 .

TCC-VII

A. Câmpeanu U.P.T.

32



Analiza în domeniul frecvență a mixerului generalizat

- Întrucât transformarea în domeniul frecvență al multiplicării în timp $y(t) = h(t)x(t)$ este convoluția, scriem:

$$Y(f) = H(f) * X(f) \text{ unde } H(f) = \sum_{-\infty}^{\infty} c_n \delta(f - nf_0)$$

- Funcția de transfer $H(f)$ are un spectru discret. În consecință, transformata semnalului de ieșire este:

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{-\infty}^{\infty} c_n \delta(\sigma - nf_0) X(f - \sigma) d\sigma = \sum_{-\infty}^{\infty} c_n \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\sigma - nf_0) X(f - \sigma) d\sigma$$

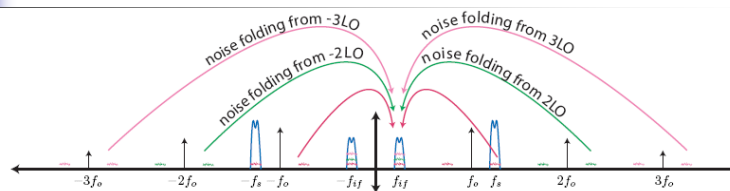
- Datorită proprietății de sondare a funcției $\delta(f - \sigma)$, avem:

$$Y(f) = \sum_{-\infty}^{\infty} c_n X(f - nf_0)$$

- Astfel spectrul prezent pe intrarea RF este deplasat de armonicile semnalului LO, în toată gama de frecvențe atât la frecvențe joase cât și la frecvențe înalte.

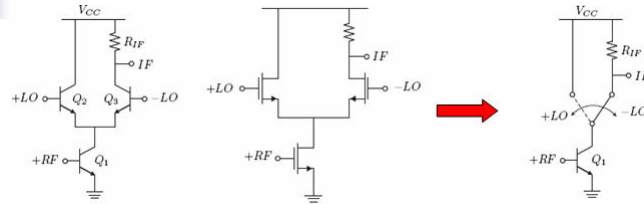


Mixerul generalizat – problema frecvenței imagine



- Orice semnal ce poartă energie într-o bandă de frecvențe situată la distanța IF de frecvența LO va fi convertit de un multiplicator perfect. Dar, în cazul mixerului generalizat, această regulă se extinde în raport cu orice armonică a LO.
- Toate aceste noi frecvențe imagine sunt rejectate ușor pentru că ele sunt plasate la distanțe mari față de semnalul dorit iar un filtru de rejectie pe imagine va fi în măsură să le atenueze în mod semnificativ.
- Și zgomotul din toate benzile imagine se va reflecta prin acest fenomen în banda situată pe frecvența imagine. De notat că zgomotul este generat chiar și de rezistențele interne ale mixerului, acesta fiind zgomot alb. Chiar dacă zgomotul de la intrarea mixerului este filtrat, acest nou zgomot este generat de însuși mixerul și practic nu poate fi îndepărtat!

Mixere cu comutare de curent



- O topologie alternativă de mixer utilizează un etaj diferențial pentru portul LO cu sursa de curent din emitoare comandată de semnalul RF. Această sursă este implementată ca un transconductor.
- Semnalul LO este suficient de mare pentru a comuta complet curgerea curentului RF sau prin Q_1 sau prin Q_2 .
- În modelul ideal al circuitului, curentul I_{C1} este comutat sau la ieșire sau la sursă cu frecvența semnalului LO.
- Atunci când semnalul LO e pozitiv, avem o cascodă a cărei curent se termină în sursa de alimentare. Când semnalul LO este negativ, schema este tot o cascodă ce comandă acum ieșirea mixerului.

TCC-VII

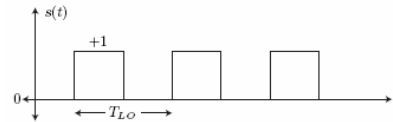
A. Câmpeanu U.P.T.

35

Mixere cu comutare de curent – calculul câștigului de conversie

- Componenta variabilă a curentului de ieșire este dat de o transconductanță variabilă periodic în timp:

$$i_o(t) = g_m(t)v_{RF}(t) = g_{m0}s_{LO}(t)v_{RF}(t)$$



- unde g_{m0} este transconductanța lui Q_1 iar $s_{LO}(t)$ este funcția dreptunghiulară din figură. Utilizând seria Fourier, scriem:

$$i_o(t) = g_{m0}v_{RF}(t) \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_0 t - \frac{2}{\pi} \frac{1}{3} \cos 3\omega_0 t + \dots \right)$$

- Prin urmare, semnalul RF, v_{RF} este amplificat de termenul de cc (pătrunderea RF în semnalul de ieșire) și mixat de toate armonicile:

$$\frac{i_o(t)}{v_{RF}} = \frac{g_{m0}}{2} \left(\frac{1}{2} \cos \omega_{RF} t + \frac{2}{\pi} \cos(\omega_0 \pm \omega_{RF}) t - \frac{2}{3\pi} \cos(3\omega_0 \pm \omega_{RF}) t + \dots \right)$$

- Câștigul de conversie este stabilit pentru componenta fundamentală a semnalului LO:

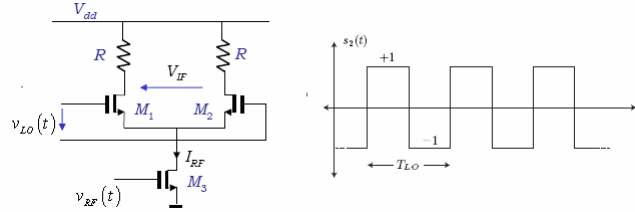
$$g_c = \frac{1}{\pi} g_{m0}$$

TCC-VII

A. Câmpeanu U.P.T.

36

Mixerul echilibrat cu comutare de curent



- La fel ca orice etaj diferențial utilizat pentru multiplicare, acest bloc este denumit *Celula Gilbert* și este un modulator echilibrat pentru că blochează pătrunderea RF la ieșire.
- Dacă semnalul de ieșire este diferențial ($V_{IF+} - V_{IF-}$), atunci componenta utilă a diferenței curenților de ieșire este dată de:

$$i_o(t) = i_{D1} - i_{D2} = g_m(t) v_{RF}(t) = g_{m0} s_{2,LO}(t) v_{RF}(t)$$

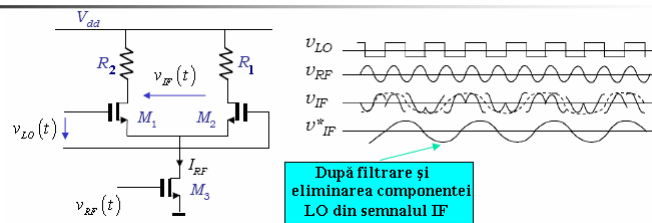
- Semnalul dreptunghiular $s_{2,LO}(t)$ comută acum între ± 1 , și are valoare medie nulă:

$$s_{2,LO}(t) = \frac{4}{\pi} \cos \omega_0 t - \frac{1}{3} \frac{4}{\pi} \cos 3\omega_0 t + \dots$$

- Dispariția termenului de cc înseamnă că semnalul RF nu mai pătrunde la portul IF, dar nu și semnalul LO. Câștigul de conversie se dublează, atunci când ieșirea e diferențială:

$$g_c / g_{m0} = \frac{2}{\pi}$$

Mixerul echilibrat cu comutare de curent – Pătrunderea LO în semnalul de ieșire



- Curentul generat de M_3 este alcătuit dintr-o componentă continuă și una variabilă:

$$I_3 = I_{03} + g_{m3} V_{RF} \cos \omega_{RF} t$$

- Tensiunea de ieșire se calculează distinct pentru cele două alternanțe ale intrării LO:

$$v_{LO}(t) > 0 \Rightarrow v_{IF}(t) = R_2 I_{03} + R_2 g_{m3} V_{RF} \cos \omega_{RF} t$$

$$v_{LO}(t) < 0 \Rightarrow v_{IF}(t) = -R_1 I_{03} - R_1 g_{m3} V_{RF} \cos \omega_{RF} t$$

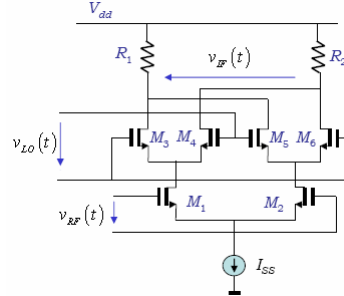
$$\text{pentru } R_1 = R_2 = R \Rightarrow v_{IF}(t) = (R I_{03} + R g_{m3} V_{RF} \cos \omega_{RF} t) s_{2,LO}(t)$$

- Al doilea termen din paranteză contribuie la formarea semnalului IF util, în timp ce primul termen, datorat curentului de polarizare a generatorului de curent M_3 , constituie cauza pătrunderii semnalului LO în tensiunea de ieșire $v_{LO}(t)$.

Mixerul dublu echilibrat cu comutare de curent

Un mixer dublu echilibrat utilizează etaje diferențiale atât pentru intrarea LO cât și pentru intrarea RF (dublu echilibrat).

- Ca și în cazul anterior, etajul RF este un etaj de transconductanță. Etajul poate fi linearizat prin degenerare cu rezistențe sau inductanțe în sursă.
- Pentru că curentul de polarizare prin rezistențele de ieșire este constant, $I_{SS}/2$, indiferent de polaritatea tensiunii LO, semnalul LO este rejectat la ieșire. Aceasta se datorează bunei împerechieri a tranzistoarelor M_3 și M_5 respectiv M_4 și M_6 .
- Funcționarea diferențială a circuitului rejectează de asemenea distorsiunile de ordin par. Văzut ca două celule Gilbert în paralel, acest mixer este și mult mai linear decât varianta anterioară.
- Fiind alcătuit din mai multe tranzistoare, zgomotul acestui mixer este mai mare pentru că zgomotul fiecărui tranzistor este independent iar aceste zgomote se adună în zgomotul de ieșire.
- Prin urmare, mixerul dublu echilibrat izolează ieșirea IF atât în raport cu intrarea RF cât și cu intrarea LO.



TCC-VII

A. Câmpănu U.P.T.

39

Mixerul dublu echilibrat cu comutare de curent – Izolarea între LO și IF

- Curenții de ieșire a etajului diferențial M_1 și M_2 se exprimă astfel:

$$I_{D1,2} = \frac{I_{EE}}{2} \pm \frac{g_m V_{RF}}{2} \cos \omega_{RF} t$$

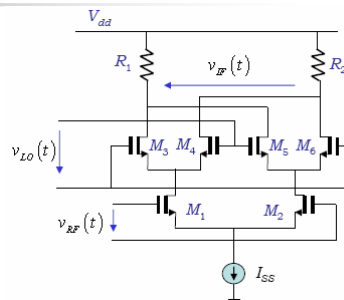
- unde g_m este transconductanța tranzistoarelor etajului RF.
- Calculăm tensiunea de ieșire pentru fiecare dintre polaritățile tensiunii de pe intrarea v_{LO} :

$$v_{LO}(t) > 0 \Rightarrow v_{IF}(t) = R_1 I_{D2} - R_2 I_{D1} = (R_1 - R_2) \frac{I_{EE}}{2} - (R_1 + R_2) \frac{g_m}{2} v_{RF}(t)$$

$$v_{LO}(t) < 0 \Rightarrow v_{IF}(t) = R_1 I_{D1} - R_2 I_{D2} = (R_1 - R_2) \frac{I_{EE}}{2} + (R_1 + R_2) \frac{g_m}{2} v_{RF}(t)$$

$$\text{pentru } R_1 = R_2 \Rightarrow v_{IF}(t) = -R g_m v_{RF}(t) s_{2,LO}(t)$$

- Existența a două etaje diferențiale la ieșire și interconectarea lor, face ca tensiunea de ieșire diferențială să nu fie afectată nici de tensiunea de comandă LO și nici de tensiunea de la intrarea RF.



TCC-VII

A. Câmpănu U.P.T.

40

Linearitatea mixerului MOS cu celule Gilbert

- Linearitatea mixerului dublu echilibrat este dictată de amplificatorul de transconductanță plasat la portul RF. Comutatoarele de curent comandate de LO nu introduc practic distorsiuni, dacă frecvența de tăiere a tranzistoarelor ω_t îndeplinește condiția: $\omega_{RF} \ll \omega_t$.

- Considerăm M_1 și M_2 tranzistoare MOS cu canal lung și exprimăm ΔI_{RF} în funcție de tensiunea de intrare:

$$I_{RF+} = \frac{k}{2}(V_{GS1} - V_T)^2 = \frac{I_{SS}}{2} + \Delta I_{RF}, \quad I_{RF-} = \frac{k}{2}(V_{GS2} - V_T)^2 = \frac{I_{SS}}{2} - \Delta I_{RF}$$

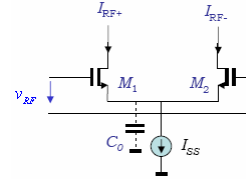
$$v_{RF} = V_{GS1} - V_{GS2} = \sqrt{\frac{I_{SS}}{k}} \cdot \left(\sqrt{1 + \frac{\Delta I_{RF}}{I_{SS}/2}} - \sqrt{1 - \frac{\Delta I_{RF}}{I_{SS}/2}} \right) \Rightarrow \Delta I_{RF} = \frac{I_{SS}}{2} \sqrt{\frac{kv_{RF}^2}{I_{SS}} \cdot \left(1 - \frac{kv_{RF}^2}{4I_{SS}} \right)}$$

- Ultima relație evidențiază caracterul nelinear al dependenței curentului de ieșire de tensiunea de intrare, ceea ce justifică aproximarea prin serie Taylor a curentului:

$$\Delta I_{RF} = av_{RF} + bv_{RF}^2 + cv_{RF}^3 + \dots$$

- Derivăm succesiv în $v_{RF} = 0$ expresia curentului ΔI_{RF} și obținem primii trei coeficienți:

$$a = \sqrt{\frac{kI_{SS}}{4}}, \quad b = 0, \quad c = -\frac{k}{16} \sqrt{\frac{k}{I_{SS}}}$$



Calculul punctului IP3 al mixerului MOS cu celule Gilbert

- Comportarea nelineară a mixerului cu celule Gilbert se datorează în principal dependenței pătratice dintre tensiunea de grilă și curentul de drenă la un tranzistor MOSFET. Punctul IP3 definește amplitudinea semnalului pentru care prima și a treia armonică devin egale:

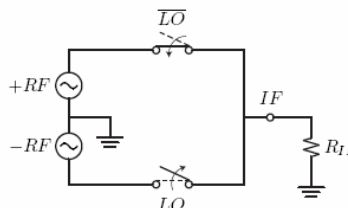
$$A_{IP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{a}{c} \right|} \Rightarrow A_{IP3} = 4 \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{I_{SS}}{k}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (V_{GS0} - V_T)$$

- O primă concluzie: o valoare mai mare a punctului IP3 se obține pentru un curent I_{SS} mai mare.
- A doua concluzie relevă dependența directă dintre tensiunea de grilă și amplitudinea punctului IP3.
- Prin urmare, o dată cu creșterea curentului de sursă a tranzistoarelor etajului diferențial, se reduc în mod corespunzător și distorsiunile de neliniaritate a mixerului.
- În sfârșit, o observație de ordin general: neliniaritățile tind să crească odată cu creșterea frecvenței!

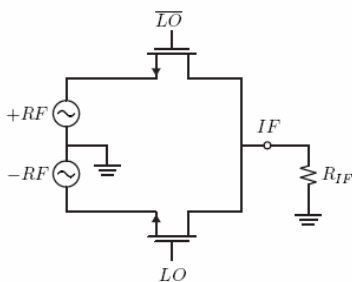
Mixere pasive: mixer cu comutare de curent

Mixerele pasive nu folosesc dispozitive active de circuit în scopul creșterii puterii la ieșire. Locul câștigului de conversie este în această situație luat de atenuarea de conversie.

- Distorsiunile de nelinearitate ale mixerelor pasive sunt mult mai reduse ca a celor active. Este motivul pentru care sunt utilizate îndeosebi la frecvențe foarte înalte unde au performanțe net superioare mixerelor active.
- În loc să comute curenți, un mixer poate să opereze prin comutare de tensiuni.
- În circuitul din figură, pe parcursul semi-perioadei $+LO$, comutatorul $S1$ este activat, conectând direct semnalul RF la ieșire. Pe durata semi-perioadei LO , comutatorul $S2$ se închide, aplicând la ieșire un semnal RF inversat.
- Acest circuit necesită comutatoare bune, cu o rezistență redusă în conducție, dar asigurând în același timp o bună izolare, atunci când sunt deschise.

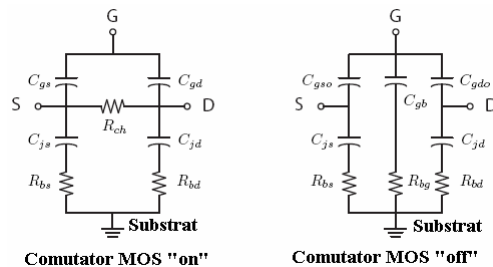


Mixerul cu comutatoare MOS



- O implementare practică utilizează tranzistoare MOS pe post de comutatoare. Dispozitivele sunt de dimensiuni mari, în scopul minimizării rezistenței în conducție, limita în direcția creșterii dimensiunilor fiind dată de capacitatea parazită a tranzistorului a cărei creștere afectează eficiența izolării la blocare a dispozitivului.
- Se observă că semnalul RF este efectiv multiplicat cu ± 1 cu o frecvență determinată de semnalul LO.
- Semnalul diferențial RF poate fi furnizat de secundarul unui transformator diferențial sau obținut direct la ieșirea unui amplificator RF diferențial.

Modelul comutatorului MOS



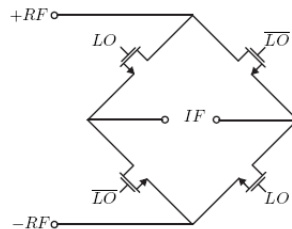
- Atunci când dispozitivul este în conducție (stare "on"), el operează în regiunea lineară a caracteristicilor tranzistorului MOSFET. Datorită rezistenței reduse, cuplajul căii de semnal RF cu substratul sau cu calea LO este minim.
- Atunci când dispozitivul este blocat (stare "off"), semnalele RF și LO pătrund pe ieșirea IF prin intermediul capacităților parazite datorate suprapunerii regiunilor tranzistorului sau formate de acestea cu substratul.

Caracteristici ale mixerelor cu comutatoare MOS

- Mixerele pasive MOS au o foarte bună linearitate. Comutatorul MOS este sau în starea "on" sau în starea "off", ceea ce nu afectează prea mult linearitatea mixerului.
- Linearitatea unui mixer pasiv este foarte bună pentru că nu are etaje de transconductanță care constituie sursa principală de distorsiuni nelineare în cazul mixerelor active.
- Reversul acestei proprietăți este că mixerul MOS este pasiv, adică are pierderi. Un asemenea dispozitiv nu are câștig de conversie ci atenuare.
- Comutatoarele MOS au nevoie de semnale LO mari pentru a comuta on/off.
- Necesită crearea semnalelor diferențiale RF și LO. Aceasta se poate realiza prin utilizarea transformatoarelor diferențiale sau a amplificatoarelor diferențiale și a etajelor tampon pentru comanda LO.

Mixer cu comutatoare MOS în inel

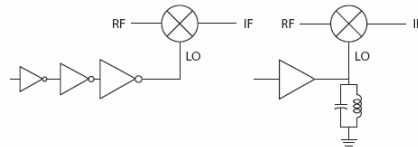
➤ Mixer MOS în "inel"



- Semnalele la toate terminalele RF/LO/IF sunt diferențiale. Pe durata ciclului LO pozitiv, intrarea RF este cuplată la portul IF cu faza pozitivă, în timp ce pe faza negativă a ciclului, RF se aplică inversat la ieșirea IF.
- Rezistența comutatoarelor MOS formează un divizor de tensiune cu sursa de semnal și sarcina, atenuând astfel semnalul ca și în circuitele studiate anterior.

TCC-VII

➤ Circuite de comandă a porții LO

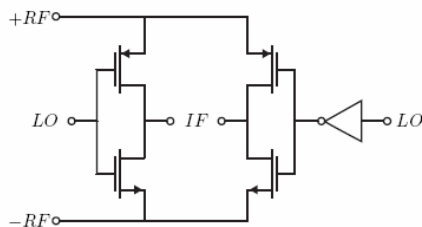


- Pentru că grilele comutatoarelor MOS prezintă o importantă sarcină capacitivă, sunt necesare "buffere" pentru a le comanda.
- Etajele de comandă LO pot fi realizate utilizând invertoare de suprafață mare (comandă "dreptunghiulară") sau circuite acordate..
- Un circuit acordat reduce puterea de comandă cu $\sim Q$, dar are ieșirea sinusoidală.

A. Câmpeanu U.P.T.

47

Mixer MOS în inel "H-Bridge"



- Un mixer MOS în inel poate fi realizat cu două inversoare CMOS. Circuitul a primit numele "H-Bridge" având în vedere forma sa. Pe semiperioada pozitivă a semnalului LO, intrarea RF este conectată direct la ieșirea IF iar pe semiperioada negativă, la ieșirea IF se conectează intrarea RF inversată.
- Tranzistoarele PMOS și NMOS sunt dimensionate astfel încât să maximizeze valoarea conductanței în regimul de conducție și să minimizeze valoarea capacității în regimul de blocare.

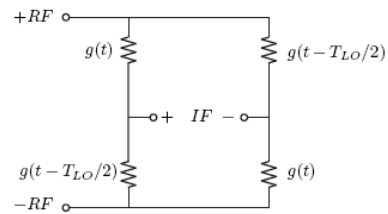
TCC-VII

A. Câmpeanu U.P.T.

48

Modelul mixerului în inel cu comutatoare MOS

- Fiecare comutator din componența mixerului poate fi modelat printr-o conductanță variabilă în timp.
- Dacă conductanța comutatoarelor comandate de semnalul LO este notată prin $g(t)$, cea a comutatoarelor comandate de LO va fi notată prin $g(t - T_{LO}/2)$.
- Utilizând teorema lui Thevenin putem calcula tensiunea în gol la bornele de ieșire IF:



$$v_{IF, gol}(t) = v_{RF}(t) \left(\frac{g(t)}{g(t) + g(t - T_{LO}/2)} - \frac{g(t - T_{LO}/2)}{g(t) + g(t - T_{LO}/2)} \right)$$

$$= \frac{g(t) - g(t - T_{LO}/2)}{g(t) + g(t - T_{LO}/2)} v_{RF}(t) = m(t) v_{RF}(t)$$

- Dacă sunt cunoscute caracteristicile comutatoarelor MOS și ale semnalului LO, atunci funcția $m(t)$ poate fi calculată și se poate utiliza dezvoltarea în serie Fourier pentru a obține valoarea câștigului de conversie.
- În practică, există o capacitate de sarcină la portul IF C_{IF} necesară pentru a filtra semnalul convertit. Această capacitate complică evident analiza.

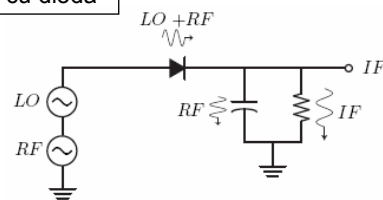
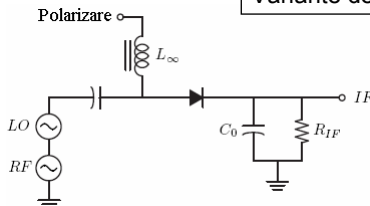
TCC-VII

A. Câmpeanu U.P.T.

49

Mixere cu diodă

Variante de mixer cu diodă



- O alternativă la comutatoarele MOS, utilizată îndeosebi la frecvențe foarte înalte face apel la diode în calitate de elemente de comutație.
- În schema de mai sus dioda este polarizată prin intermediul bobinei de șoc și a capacităților de trecere. Cu toate acestea, un semnal LO puternic poate determina blocarea diodei.
- Mixarea se obține ca urmare a acțiunii de comutare a diodei pe care o realizează semnalul LO asupra diodei.
- De remarcat că dacă semnalul LO este slab, atunci acțiunea de mixare se produce datorită nelinierității diodei. Acest mod de funcționare are dezavantajul unui câștig de conversie redus producând, în schimb, distorsiuni importante.

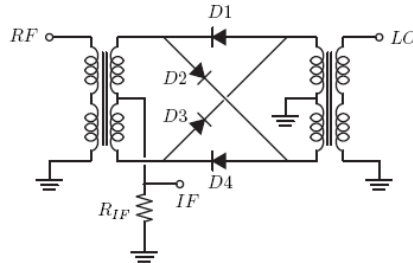
TCC-VII

A. Câmpeanu U.P.T.

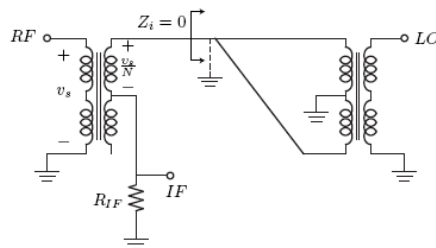
50

Mixerul cu diode în inel

- Mixerul în inel este un mixer pasiv. Valorile tipice ale atenuării circuitului sunt în jur de 6dB. Mixerul are o bună izolare. Izolarea dintre LO și RF este dată de transformatoare. Rejecția semnalelor RF și LO se datorează funcționării echilibrate a circuitului.
- Semnalul de comandă LO este de amplitudine mare, întrucât el comută diodele on/off.
- Mixerul în inel este un mixer dublu echilibrat, dar există opțiunea de a comanda intrările LO și RF ne-echilibrat. După cum vom vedea, semnalul LO comută alternativ în conducție perechile de diode $D1/D2$ sau $D3/D4$, conectând prin urmare tensiunea RF la portul IF cu polarități alternative.
- Pe semialternanța pozitivă a tensiunii LO, secundarul transformatorului LO aplică o tensiune pozitivă pe $D1$ în serie cu sarcina R_{IF} , polarizând direct dioda.
- De asemenea, terminalul secundar al transformatorului LO aplică o tensiune negativă în catodul lui $D2$, polarizând în conducție directă și această diodă în serie cu sarcina.
- Diodele $D3/D4$ sunt polarizate invers și, prin urmare ideal se prezintă ca circuite în gol.



Mixerul cu diode în inel – semialternanța pozitivă a V_{LO}



- Circuitul echivalent de mai sus are o rezistență foarte mică de intrare Z_i reprezentată de rezistența în conducție a diodelor $D1/D2$.
- Semnalul RF se aplică sarcinii prin intermediul prizei centrale a transformatorului. Vom arăta în continuare că impedanța văzută spre transformator este redusă (ideal zero), și astfel, tot semnalul RF din secundarul transformatorului se aplică sarcinii: $v_{IF} = -v_{RF}/N$

Mixerul cu diode în inel – transformatorul LO

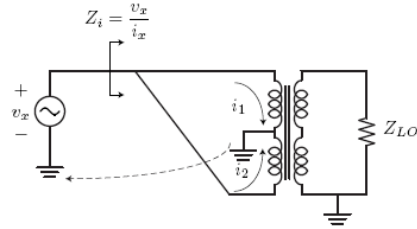
- De remarcat că impedanța de intrare văzută spre transformatorul LO este ideal un scurtcircuit. Pentru a demonstra aceasta, vom aplica o tensiune de test v_x în acest nod.
- Dacă ignorăm acum efectul semnalului LO, observăm că doi curenți egali $i_1 = i_2 = i_x/2$ curg prin secundarul transformatorului LO. Circuitul pentru curent se închide prin priza centrală a transformatorului conectată la masă.
- Tensiunea indusă în primar are expresia:

$$v_1 = j\omega(M_{12} - M_{13})i_x/2 \equiv 0$$

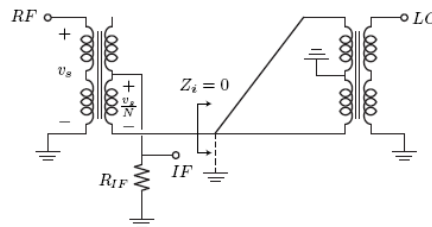
- Aceasta se întâmplă din cauză că $M_{13} = M_{12}$, iar curenții din secundar curg în direcții opuse.
- Tensiunile induse în secundarul transformatorului sunt de asemenea nule (în ipoteza unui cuplaj perfect).

$$v_2 = j\omega L_2 i_x/2 + j\omega M_{23}(-i_x/2) \equiv 0$$

$$v_2 = j\omega L_3(-i_x/2) + j\omega M_{32}i_x/2 \equiv 0$$



Mixerul cu diode în inel – semialternanța negativă a V_{LO}



- Prin simetrie, pe durata semialternanței negative a semnalului LO, mixerul în inel se simplifică la circuitul echivalent de mai sus.
- Pe durata acestei semialternanțe, semnalul RF se aplică sarcinii prin intermediul celei de a doua jumătăți a înfășurării secundarului, producând astfel un semnal de ieșire în fază cu semnalul de la intrarea RF:

$$v_{IF} = v_{RF}/N$$



Mixerul cu diode în inel – Concluzii

- Funcționarea circuitului este similară cu cea a mixerului dublu echilibrat cu celule Gilbert dar nu în curent ci în tensiune. Tensiunea de la portul RF se multiplică cu ± 1 în ritmul frecvenței semnalului de la portul LO.
- Absența componentei de cc semnifică faptul că semnalul RF este rejectat din ieșirea de la portul IF. De asemenea, semnalele LO/RF sunt izolate unul de altul prin intermediul diodelor. Singura cale pentru curenții de scurgeri dintre porturi se datorează rezistenței finite în conducție inversă a diodelor.
- Cu toate acestea, principalele inconveniente ale mixerului în inel cu diode sunt transformatoarele voluminoase și amplitudinea mare a semnalului de comandă LO. Mixerul este foarte linear și destul de atractiv în aplicațiile în care linearitatea este mai importantă decât consumul de putere.
- La frecvențe din gama microundelor, transformatoarele sunt înlocuite prin cuploare. Întrucât diodele pot funcționa până la frecvențe extrem de înalte (THz), întregul circuit poate lucra până în această gamă de frecvențe.