



CIRCUITE DE TELECOMUNICAȚII

Tema VI

Amplificatoare RF de putere

Prof. dr. ing. Andrei Câmpeanu

Departamentul Comunicații, A310-311

Email: andrei.campeanu@etc.upt.ro

A. Câmpeanu U.P.T.

1

Clasificare, puterea de ieșire

Clasificare

- Amplificatoare de putere lineare
 - Sunt capabile să amplifice semnale modulate în amplitudine, care au anvelopa variabilă (QPSK, MA, QAM),
 - Categoria include clasele de amplificatoare A, B, AB și, într-o anumită măsură, clasa C.
- Amplificatoarele de putere nelineare
 - Sunt capabile să amplifice numai semnale modulate cu anvelopă constantă (PSK, FSK, FM),
 - Include clasele de amplificatoare de putere D, E și F.
- În realitate, într-o măsură mai mare sau mai mică, toate amplificatoarele de putere sunt dispozitive nelineare.
- **Puterea de ieșire** este puterea furnizată de amplificator – de obicei în antenă:

$$P_{RF} = V_{ef} I_{ef} = \frac{v_v^2}{2 \operatorname{Re}(Z)} = \frac{i_v^2 \operatorname{Re}(Z)}{2}$$

- unde indicele *ef* se referă la valorile efective iar *v* la valoarea de vârf.
- Puterea de ieșire necesară se definește în general prin standardele de comunicații.
- Capacitatea unui anumit dispozitiv de a furniza o putere specificată reprezintă un parametru critic pentru acesta.

TCC-VI

A. Câmpeanu U.P.T.

2



Amplificare, eficiență energetică

Amplificare

- Are de obicei, valoarea limitată între 5 și 10dB, pentru a se evita ca etajele de ieșire să nu fie comandate puternic în compresie.
- Pentru a avea o bună eficiență energetică, etajele de ieșire funcționează în regim de compresie.
- O valoare mai mare a amplificării impune utilizarea unor dispozitive de dimensiuni mai mari, ceea ce ar fi un dezavantaj din punctul de vedere al costurilor și al efectelor parazite asociate.

■ Eficiența se definește prin:

$$\eta = \frac{P_{RF}}{P_{cc}}$$

- unde P_{RF} este puterea furnizată la ieșire iar P_{cc} este puterea consumată de la sursa de alimentare.
- Este nevoie de eficiență mare pentru că:
 - Se extinde timpul de viață a bateriei,
 - O eficiență ridicată rezolvă parțial problemele termice ale dispozitivului. Încălzirea provoacă: deriva termică, reducerea performanțelor și chiar defectare.
- Eficiența energetică constituie problema centrală a subiectului tratat.
- Sunt și alte definiții ale eficienței pe care le examinăm mai departe.



Alți parametri de eficiență energetică

- **Eficiența de putere adăugată** (PAE – *Power Added Efficiency*) reprezintă raportul dintre diferența puterilor de ieșire și intrare pe de o parte și puterea consumată de la sursă pe de altă parte:

$$PAE = \frac{P_{RF} - P_{in}}{P_{cc}}$$

- **Eficiența instantanee** definită prin:

$$\eta_{\text{instant}}(t) = \frac{P_{RF}(t)}{P_{cc}(t)}$$

- **Eficiența medie** este definită de raportul dintre puterea medie de ieșire și puterea medie consumată:

$$\bar{\eta} = \frac{\overline{P_{RF}(t)}}{\overline{P_{cc}(t)}} \neq \overline{\eta_{\text{instant}}(t)}$$

- Pentru modulația cu anvelopă constantă, eficiența instantanee și eficiența medie sunt identice, ceea ce se nu se întâmplă și în cazul modulației cu anvelopă variabilă.
- Cele mai multe (dacă nu toate) amplificatoare de putere au eficiență maximă la putere maximă de ieșire, deci și proiectarea acestora se face pentru aceste condiții.
- Semnalele modulate cu anvelopă variabilă reduc puternic eficiența amplificatoarelor de putere.

Alți factori care influențează performanțele unui amplificator de putere

Controlul puterii de ieșire

- Putere de ieșire maximă este necesară doar în situații extreme.
- În cea mai mare parte a timpului, puterea este mult sub nivelul maxim.
- Reducerea cu $10dB$ a puterii duce la reducerea eficienței la 0,5%.

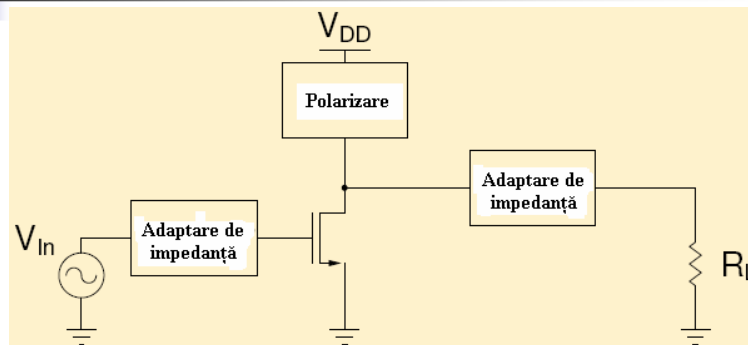
Factori externi

- Domeniul de frecvențe
- Domeniul de temperatură
- Variația impedanței de sarcină (nu 50Ω)
- Spațiul fizic
- prețul
- Cuplajul cu alte blocuri (oscilatorul, etc.)
- Instabilitatea
- Etc.

Dispozitivele electronice

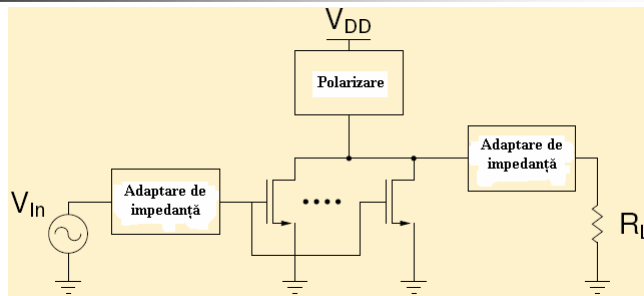
- Dispozitivele utilizate sunt adaptate aplicațiilor în care sunt utilizate.
- Parametri ce depind de procesul tehnologic MOSFET
 - Tensiunea de prag V_T este variabilă
 - Coeficientul de temperatură este negativ.
- Parametri ce depind de procesul tehnologic BJT
 - Factorul de câștig în curent, β , este variabil, fiind în principal dependent de nivelul curentului de polarizare.
 - Coeficientul de temperatură pozitiv poate duce la fenomenul de ambalare termică.

Topologii de circuit: configurația de bază



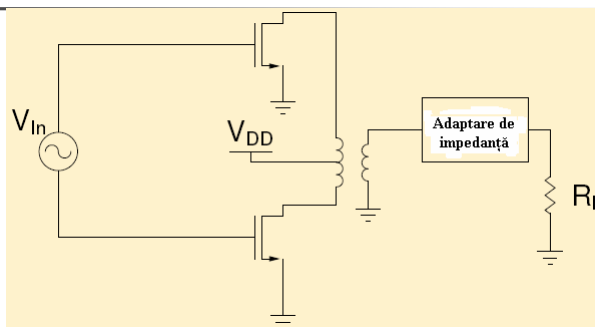
- Este de departe cea mai utilizată configurație de amplificator de putere.
- Circuitul de adaptare de impedanță de la ieșire include de obicei și elemente de filtrare a armonicilor superioare.

Topologii de circuit: Amplificator de putere cu tranzistoare conectate în paralel



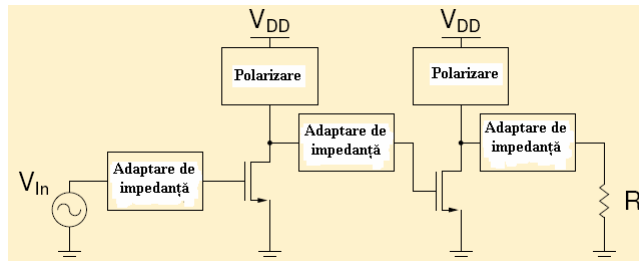
- Se folosește des în proiectarea circuitelor integrate. Modelul folosit este de obicei definit pentru o dimensiune a tranzistorului, astfel că se pun mai mulți tranzistori în paralel.
- În unele cazuri, fiecare tranzistor are propriul său circuit de adaptare de impedanță, având în vedere variația parametrilor de la tranzistor la tranzistor.

Topologii de circuit: Amplificator de putere cu tranzistoare în contratimp (*push-pull*)



- Amplificatorul în contratimp utilizează cuplajul prin transformator, folosirea unei perechi NMOS și PMOS fiind exclusă, dată fiind imposibilitatea de a obține tranzistoare complementare cu performanțe similare.
- Semnalele de intrare trebuie defazate cu 180° unul față de celălalt.

Topologii de circuit: Amplificator de putere cu mai multe etaje



- Amplificatoarele de putere sunt frecvent realizate din două, trei sau mai multe etaje.
- Controlul nivelului de putere este adesea inclus în aceste etaje.
- De observat că etajele amplificatorului nu sunt de aceeași dimensiune. Al doilea etaj este de obicei de 5-10 ori mai mare decât primul etaj, și așa mai departe.
- Ultimul etaj este dominant în ceea ce privește eficiența și linearitatea amplificatorului.
- Pentru a asigura linearitatea întregului amplificator, se evită compresia și intermodulația prin limitarea amplificării de putere pe fiecare etaj la cel mult 10dB.

TCC-VI

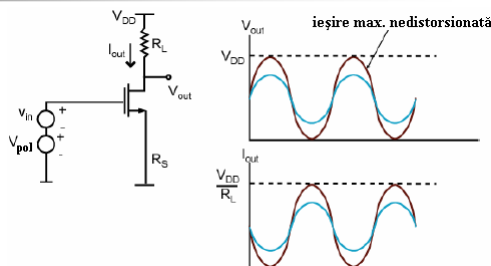
A. Câmpănu U.P.T.

9

Amplificator în clasă A cu sarcină rezistivă

În clasă A, dispozitivul activ conduce curent 100% din timp.

- Pentru amplitudine maximă la ieșire (și, prin urmare, putere maximă), psf al tensiunii de ieșire este fixat la $V_{DD}/2$, iar curentul de polarizare are valoarea $V_{DD}/2R_L$.
- Dacă tensiunea de ieșire părăsește regiunea de saturație și intră în regiunea lineară sau în blocare, amplificatorul devine nelinear. El intră în compresie.
- Puterea maximă în sarcină se calculează cu:
- Puterea consumată de la sursă:
- Eficiența maximă de putere:
- La amplitudini mai mici, eficiența este mai mică, pentru că η este proporțional cu puterea de ieșire, iar puterea P_{cc} este constantă la variațiile P_L .



$$\Rightarrow P_{L,max} = \frac{V_{RF,ef}^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{V_{DD}/2}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_L} = \frac{V_{DD}^2}{8R_L}$$

$$\Rightarrow P_{cc} = V_{DD} \cdot \frac{V_{DD}}{2R_L} = \frac{V_{DD}^2}{2R_L}$$

$$\Rightarrow \eta_{max} = \frac{P_{L,max}}{P_{cc}} = 25\%$$

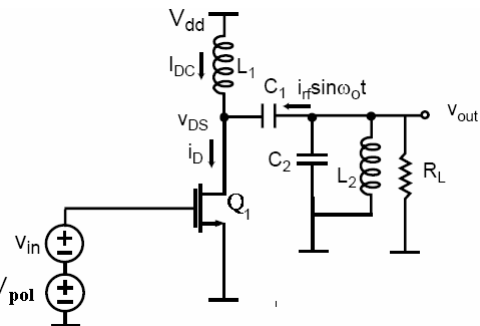
TCC-VI

A. Câmpănu U.P.T.

10

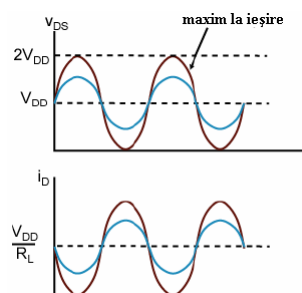
Amplificator de RF în clasă A

- La ieșirea amplificatorului, șocul de RF L_1 separă curentul de drenă i_D în componenta cc I_{DC} care vine de la baterie și componentele armonice, care curg prin capacitatea de cuplaj C_1 .
- Circuitul rezonant paralel L_2, C_2 acordat pe frecvența ω_o se presupune că scurtcircuitază toate componentele în afara celei fundamentale, $i_{RF}\sin\omega_o t$. Aceasta este singura componentă care se aplică sarcinii.
- Drept urmare, tensiunea de drenă, V_{DS} , este dominată pe lângă componenta de cc, de componenta pe frecvența fundamentală.
- În regim staționar, nu există cădere de tensiune pe șocul L_1 , astfel că tensiunea de drenă v_{DS} are o componentă de cc egală cu tensiunea sursei V_{DD} .
- Polarizarea printr-o inductanță face ca tensiunea de drenă v_{DS} să oscileze simetric sub și peste tensiunea sursei V_{DD} .



Amplificator de putere clasă A: Formele de undă ale tensiunii și curentului de drenă

- Componentele pe frecvența fundamentală ale curentului și tensiunii sunt defazate între ele cu 180° .
- Întrucât L_1 reprezintă un scurtcircuit în cc, forma de undă a tensiunii de drenă trebuie să fie simetrică în jurul valorii V_{DD} . Amplitudinea maximă a tensiunii sinusoidale în drenă este V_{DD} .
- Variația tensiunii de drenă (și, de asemenea a tensiunii de ieșire) ajunge la dublul tensiunii de alimentare! În practică, variația maximă este limitată de atingerea limitelor regiunii de linearitate a tranzistorului.



Amplificator de RF în clasă A: Calculul eficienței maxime

- Expresiile tensiunii de drenă și a curentului de ieșire:

$$i_D(t) = I_{DC} + i_{RF} \sin \omega_o t, \quad v_{out}(t) = -i_{RF} R_L \sin \omega_o t$$

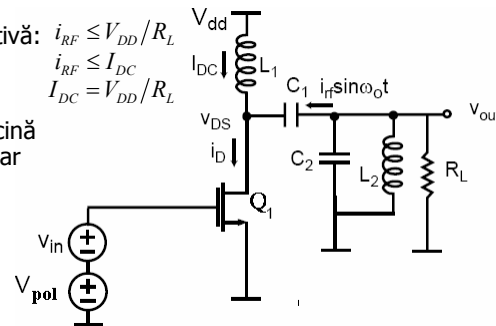
- Întrucât C_1 este efectiv un scurtcircuit la frecvența ω_o , amplitudinea tensiunii v_{out} este egală cu amplitudinea tensiunii de drenă v_{DS} :

$$v_{DS}(t) = V_{DD} - i_{RF} R_L \sin \omega_o t$$

- Tensiunea v_{DS} trebuie să fie pozitivă: $i_{RF} \leq V_{DD}/R_L$
- De asemenea, i_D este pozitiv: $i_{RF} \leq I_{DC}$
- Curentul i_{RF} este maxim, dacă: $I_{DC} = V_{DD}/R_L$
- Calculăm puterea maximă în sarcină puterea consumată de la sursă, iar mai departe eficiența maximă:

$$P_{L,max} = \frac{(V_{DD}/\sqrt{2})^2}{R_L} = \frac{V_{DD}^2}{2R_L},$$

$$P_{DC} = I_{DC} V_{DD} = \frac{V_{DD}^2}{R_L} \Rightarrow \eta_{max} = 50\%$$

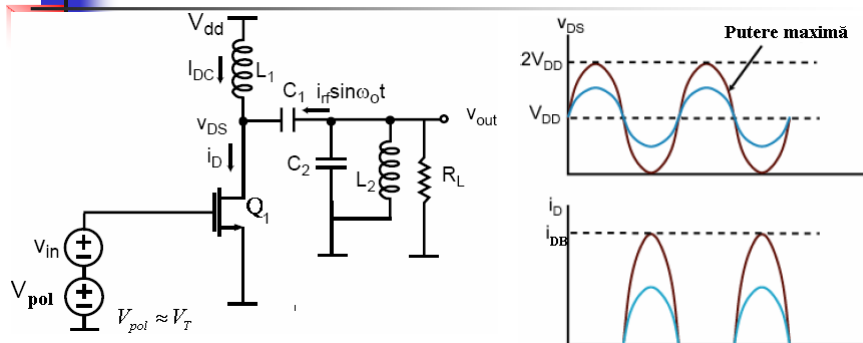


TCC-VI

A. Câmpeanu U.P.T.

13

Amplificator de RF în clasă B



- Circuitul este identic cu amplificatorul în clasă A, dar V_{pol} este astfel fixat ($V_{pol} \approx V_T$) încât tranzistorul Q_1 conduce numai pe alternanța pozitivă a tensiunii v_{in} , adică pe 50% din perioadă.
- Natural, se crează un număr mare de armonice, dar acestea sunt filtrate de circuitul rezonant paralel, dacă factorul de calitate Q este suficient de mare.
- Componenta fundamentală este o funcție lineară de semnalul de intrare.

TCC-VI

A. Câmpeanu U.P.T.

14

Eficiența de putere a amplificatorului RF clasă B

- Curentul de drenă al tranzistorului MOS poate fi exprimat astfel:

$$i_D(t) = \begin{cases} i_{DB} \sin \omega_o t, & 0 \leq \omega_o t + n \cdot 2\pi \leq \pi \\ 0, & \text{în rest} \end{cases}$$

- Componenta pe frecvența fundamentală a curentului de drenă este tot odată și curentul în sarcina R_L , i_{RF} întrucât toate celelalte armonici ale sale sunt eliminate de circuitul rezonant. Valoarea sa este dată prin calculul coeficientului corespunzător al seriei Fourier:

$$i_{RF} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i_{DB} \sin(\omega_o t) \cdot \sin(\omega_o t) dt = \frac{i_{DB}}{2}$$

- Se integrează până la $T/2$ pentru că în rest curentul este nul.
- Ca și în cazul amplificatorului RF în clasă A, amplitudinea maximă a lui v_{OUT} este V_{DD} , întrucât C_1 este un scurtcircuit în ca. Puterea maximă de ieșire este în acest caz:

$$P_{L,max} = \frac{(V_{DD}/\sqrt{2})^2}{R_L} = \frac{V_{DD}^2}{2R_L} = \frac{V_{DD}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{i_{RF}}{\sqrt{2}} \Rightarrow i_{RF} = \frac{V_{DD}}{R_L} \Rightarrow i_{DB} = \frac{V_{DD}}{2R_L}$$

Eficiența de putere a amplificatorului RF clasă B, Continuare

- Componenta de cc a curentului de drenă, I_{DC} , este tot odată și curentul continuu cu care sursa alimentează montajul. Valoarea ei se obține ca și înainte prin calculul coeficientului corespunzător al seriei Fourier:

$$I_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i_{DB} \sin(\omega_o t) dt = \frac{i_{DB}}{\pi} = \frac{2V_{DD}}{\pi R_L}$$

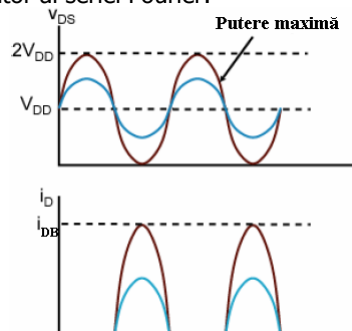
- Puterea pe care sursa de cc o furnizează amplificatorului este, prin urmare:

$$P_{DC} = V_{DD} \cdot I_{DC} = \frac{2V_{DD}^2}{\pi R_L}$$

- Eficiența maximă energetică a amplificatorului RF clasă B se stabilește cu:

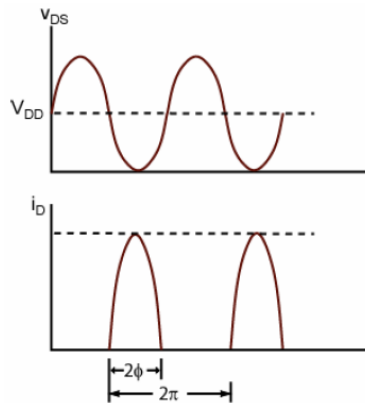
$$\eta_{max} = \frac{\pi}{4} = 78,5\%$$

- Puterea de cc este proporțională cu amplitudinea semnalului de ieșire. Rezultă că η este proporțional numai cu rădăcina puterii de ieșire, consecința fiind că eficiența se degradează mai puțin cu reducerea nivelului semnalului de ieșire decât în cazul clasei A.



Relația dintre unghiul de conducție și clasa amplificatorului de putere

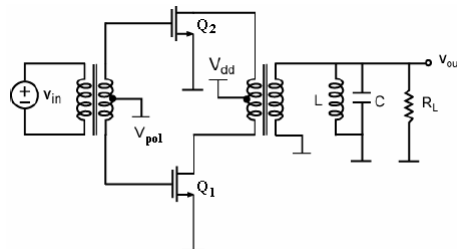
- Unghiul de conducție Φ : 2Φ este intervalul dintr-o perioadă de semnal în care tranzistorul Q_1 conduce.



- $2\Phi = 2\pi$: clasa A,
 - $\pi \leq 2\Phi \leq 2\pi$: clasa AB,
 - $2\Phi = \pi$: clasa B,
 - $0 < 2\Phi \leq \pi$: clasa C.
- Clasele A și B sunt, în mod ideal lineare.
 - Puterea de ieșire în clasele AB sau C nu este funcție lineară de semnalul de intrare.

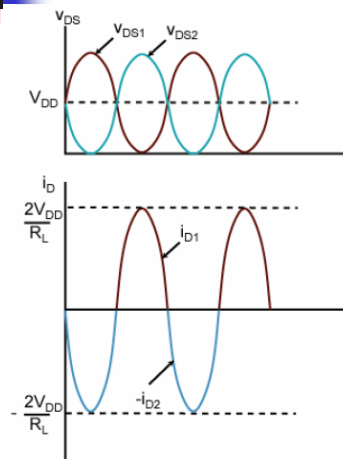
Amplificatoare de putere RF în contratimp (*push-pull*)

- În funcție de tensiunile V_{pol} și v_{in} , amplificatorul în contratimp poate funcționa ca amplificator de putere în clasele A, B, AB, C sau D.



- Teoretic vorbind, un amplificator în clasă B în contratimp are distorsiuni reduse, comparabile cu clasa A, pentru că în orice moment de timp doar o jumătate de amplificator conduce.
- În realitate, clasa B nu este posibilă pentru că dispozitivele semiconductoare nu au caracteristici abrupte la comutarea din blocare în conducție – cele mai multe sunt, de fapt, amplificatoare în clasa AB.

Forme de undă pentru tensiuni și curenți la amplificatorul în contratimp clasă B



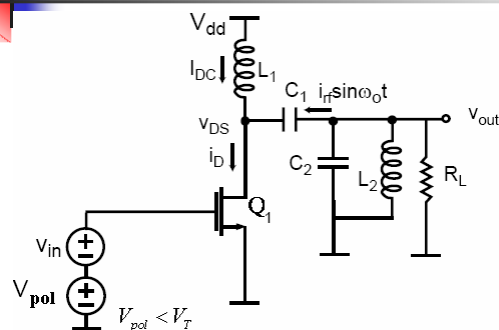
- Formele de undă prezentate sunt obținute în situația unui semnal de amplitudine maximă la ieșire.
- Tipic, în punctul de comutare dintre cele două jumătăți de sinusoidă se produc datorită impreciziei tensiunilor de prag așa-numitele "*cross-over distortions*".
- Distorsiunile "*cross-over*" sunt reduse prin operarea amplificatorului în clasa AB
- Ideal, armonicile de ordin par sunt anulate, pentru că ele apar în anti-fază în centrul primarului transformatorului de ieșire și se neutralizează.

TCC-VI

A. Câmpeanu U.P.T.

19

Amplificator RF de putere în clasă C



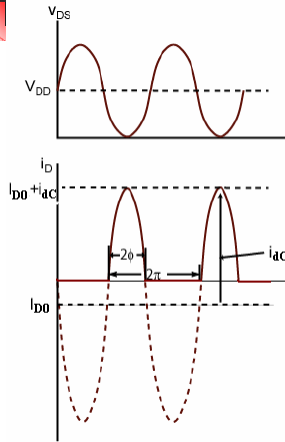
- Amplificatorul a rămas același, dar acum este astfel polarizat încât să conducă mai puțin de 50% din perioadă.
- În acest scop, tensiunea de polarizare în cc a grilei, V_{pol} , se stabilește la o valoare mai mică decât tensiunea de prag a acestuia, V_T .
- Amplitudinea la ieșire nu mai este ca în cazurile anterioare funcție lineară de intrare, ceea ce limitează aplicabilitatea la amplificarea de semnale modulate cu anvelopă constantă (modulații PM, FM, etc.).
- Pe măsură ce intervalul de conducție scade, eficiența crește tinzând către 1 atunci când intervalul tinde la 0. Din nefericire, acest câștig are loc în dauna puterii de ieșire, care, în aceste condiții, tinde la 0.

TCC-VI

A. Câmpeanu U.P.T.

20

Descrierea funcționării amplificatorului de putere RF în clasă C



- Amplificatorul RF în clasă C are unghiul de conducție $2\Phi \leq \pi$, ceea ce ne permite să reprezentăm impulsul de curent ca în figura alăturată prin suma unei componente continue, $I_{D0} < 0$ și a componentei sinusoidale de amplitudine i_{dc} :

$$i_D(t) = \begin{cases} I_{D0} + i_{dc} \cos \omega_o t, & -\Phi \leq \omega_o t + n \cdot 2\pi \leq \Phi \\ 0, & \text{în rest} \end{cases}$$

- Egalând cu zero mai sus, unghiul de conducție Φ se exprimă în funcție de curenți:

$$\Phi = \arccos\left(\frac{-I_{D0}}{i_{dc}}\right)$$

- De asemenea, se poate exprima curentul de drenă în funcție de unghiul de conducție:

$$I_{D0} = -i_{dc} \cos \Phi \Rightarrow i_D(t) = i_{dc} (\cos \omega_o t - \cos \Phi)$$

TCC-VI

A. Câmpeanu U.P.T.

21

Amplificator RF de putere în clasă C: Calculul eficienței energetice

- Ca și în cazul amplificatorului în clasă B, valoarea componentei de cc a curentului de drenă, I_{DC} , este dată de primul coeficient al seriei Fourier corespunzătoare. Tot odată I_{DC} reprezintă curentul continuu al sursei de alimentare:

$$I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Phi}^{\Phi} i_{dc} (\cos \varphi - \cos \Phi) d\varphi = \frac{i_{dc}}{\pi} (\sin \Phi - \Phi \cos \Phi)$$

- Curentul i_{RF} prin sarcina R_L reprezintă componenta fundamentală a curentului de drenă $i_{dc}(t)$, pentru că circuitul rezonant paralel din drenă elimină celelalte armonici ale curentului de drenă. Seria Fourier furnizează și această valoare:

$$i_{RF} = \frac{1}{\pi} \int_{-\Phi}^{\Phi} i_{dc} (\cos \varphi - \cos \Phi) \cos \varphi d\varphi = \frac{i_{dc}}{2\pi} (2\Phi - \sin 2\Phi)$$

- Amplitudinea maximă a tensiunii de ieșire, v_{OUT} , va fi și în acest caz egală cu V_{DD} , astfel încât puterile maxime la ieșire și la sursă sunt acum:

$$P_{L,max} = \frac{V_{DD} i_{RF}}{2} \quad \text{și} \quad P_{DC} = V_{DD} I_{DC}$$

- În sfârșit, eficiența maximă este:

$$\eta_{max} = \frac{P_{L,max}}{P_{DC}} = \frac{i_{RF}}{2I_{DC}} = \frac{2\Phi - \sin 2\Phi}{4(\sin \Phi - \Phi \cos \Phi)}$$

TCC-VI

A. Câmpeanu U.P.T.

22

Calculul eficienței energetice în clasa C, continuare

- Este interesant să stabilim o relație între unghiul de conducție Φ și eficiența în clasa C. Valoarea unghiului de conducție care maximizează eficiența energetică se obține făcând $\Phi \rightarrow 0$

$$\text{pentru } \Phi \rightarrow 0 \Rightarrow \eta_{\max} \rightarrow 1$$

- Rezultatul de mai sus nu oferă o soluție viabilă întrucât după cum vom arăta în continuare, odată cu reducerea unghiului de conducție se reduce și puterea la ieșire iar valoarea instantanee a curentului de drenă crește nemărginit.
- Calculăm $\max(i_D(t))$. La putere maximă de ieșire:

$$i_{RF} R_L = V_{DD} \Rightarrow i_{dc} = \frac{2\pi V_{DD}}{R_L (2\Phi - \sin 2\Phi)}$$

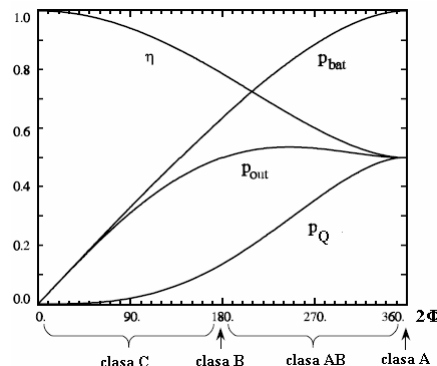
- Curentul de drenă maxim este:

$$\begin{aligned} \max(i_D(t)) &= I_{DC} + i_{dc} = \frac{i_{dc}}{\pi} (\sin \Phi - \Phi \cos \Phi) + \frac{2\pi V_{DD}}{R_L (2\Phi - \sin 2\Phi)} \\ &= \frac{2\pi V_{DD}}{R_L (2\Phi - \sin 2\Phi)} \left[1 + \frac{\sin \Phi - \Phi \cos \Phi}{\pi} \right] \end{aligned}$$

- Rezultă pentru $\Phi \rightarrow 0$: $\max(i_D(t)) \rightarrow \infty$ și $P_{L,\max} \rightarrow 0$

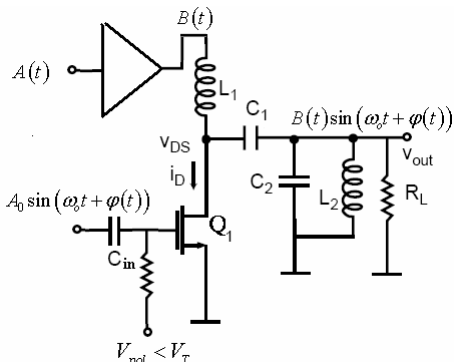
Evaluarea performanțelor amplificatoarelor RF de putere

- Figura reprezintă dependența eficienței energetice, a puterii de ieșire, a puterii disipate pe tranzistorul Q și a puterii consumate de la sursă de unghiul de conducție a tranzistorului amplificatorului de putere.
- Valoarea maximă a puterii de ieșire este de aprox. 55% și se obține pentru $2\Phi \approx 245^\circ$, adică pentru o funcționare a amplificatorului în clasa AB.
- Cea mai mare eficiență o realizează amplificatoarele în clasa C, dar pe măsură ce $2\Phi \rightarrow 0$, puterea de ieșire scade semnificativ sub performanțele maxime ale tranzistorului.
- Cauza acestui paradox aparent constă în faptul că dacă impulsurile de curent sunt limitate în amplitudine, durata lor se reduce atunci când $2\Phi \rightarrow 0$.

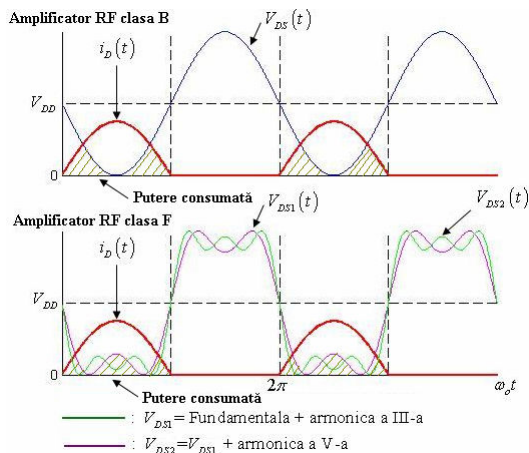


Linearizarea amplificatorului RF în clasă C

- Spre deosebire de clasele A și B, în clasă C, amplificatorul de putere realizează o relație nelineară intrare-ieșire, putând fi utilizat numai pentru semnale modulate cu anvelopă constantă
- Schema din figură realizează linearizarea clasei C prin tehnica denumită modulație de drenă, astfel încât domeniul de utilizare să includă și semnale cu anvelopă variabilă.
- În acest scop se separă semnalul de intrare în două componente: semnal MF/MP de amplitudine constantă la intrarea amplificatorului în clasă C și anvelopa care comandă prin intermediul unui amplificator de putere de joasă frecvență tensiunea de drenă a amplificatorului RF.
- Pentru ca modulația de drenă să opereze corect este necesar ca intrarea amplificatorului RF să fie suficient de mare pentru ca excursia de tensiune la ieșire să fie egală cu tensiunea de alimentare, și astfel să determine o dependență lineară de aceasta.

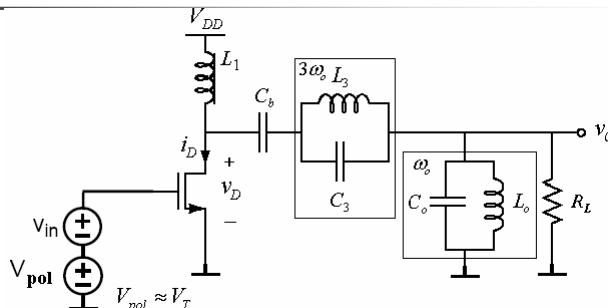


Amplificatorul de putere RF clasă F – principii de funcționare



- Amplificatorul RF clasă B față de clasă A reprezintă un progres din punctul de vedere al eficienței pentru că pe o semiperioadă puterea disipată pe tranzistor este nulă.
- Reducerea în continuare a puterii disipate poate fi obținută prin transformarea tensiunii de drenă V_{DS} într-o tensiune dreptunghiulară.
- Amplificatorul în clasă F adaugă la etajul clasă B în serie cu sarcina, circuite rezonante pe primele armonici impare ale fundamentalei (în general armonica a treia), astfel încât prin însumare forma de undă să se apropie cât mai mult de impulsul dreptunghiular.
- Adăugarea armonicii a treia mărește eficiența de la 78% (clasă B) la 88%.

Amplificatorul de putere RF clasa F cu circuit acordat pe armonica a III-a



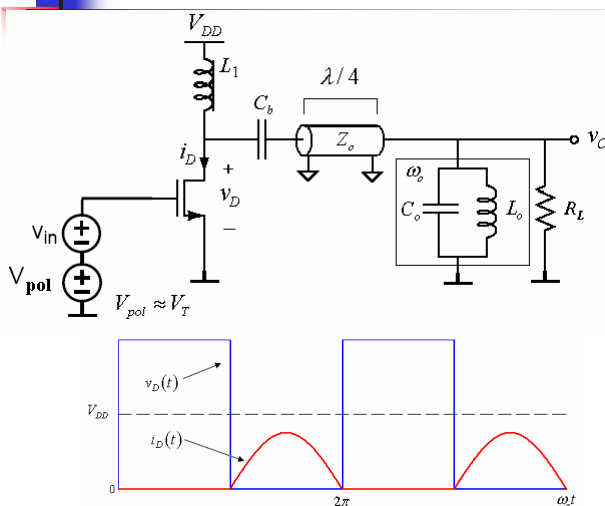
- Circuitul acordat pe armonica a III-a a frecvenței fundamentale izolează pe frecvența $3\omega_o$ circuitul rezonant de sarcină de drenă tranzistorului amplificator. Astfel, se forțează includerea în tensiunea de drenă V_{DS} a unei componente pe armonica a III-a, forma de undă obținută fiind apropiată de cea ideală: tensiunea dreptunghiulară.
- Dacă amplitudinea armonicii a III-a este $1/9$ din amplitudinea fundamentalei, forma tensiunii de drenă este maxim-plată, fiind apropiată de un semnal dreptunghiular ideal.
- Circuitul poate fi completat cu circuite rezonante pe următoarele armonici impare, dar efectul asupra creșterii eficienței va fi nesemnificativ.

TCC-VI

A. Câmpeanu U.P.T.

27

Amplificatorul de putere RF clasa F cu ghid de undă $\lambda/4$



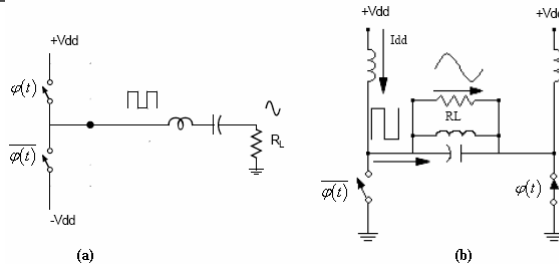
- Ghidul de undă $\lambda/4$ este un inversor de impedanță.
- La ω_o în drenă se vede R_L dacă $Z_o = R_L$.
- Pe orice armonică a lui ω_o , circuitul C_o, L_o se comportă ca un scurt la ieșire.
- Pe armonicile pare în drenă se vede scurtcircuit.
- Pe armonicile impare intrarea ghidului este în gol iar drenă vede numai impedanța tranzistorului.
- Consecința faptului că armonicile tensiunii de drenă V_{DS} sunt fundamentala și armonicile impare ale acesteia, este că V_{DS} poate avea forma ideală dreptunghiulară.
- Teoretic, eficiența e 100%.

TCC-VI

A. Câmpeanu U.P.T.

28

Amplificatoare RF de putere în comutație (clasa D)



- În situațiile în care nu este importantă linearitatea amplificatorului RF de putere se pot utiliza amplificatoare cu comutatoare care lucrează în antifază.
- Comutatoarele ideale nu disipă putere întrucât au sau tensiunea sau curentul nule. Ideal, eficiența lor energetică este 100%.
- Schema din (a) reprezintă principiul amplificatorului în clasă D cu comutare de tensiune iar în (b) este reprezentată clasa D cu comutare de curent.
- Spre deosebire de celelalte clase de amplificatoare în care dispozitivul activ se comportă ca o sursă de curent, în clasa D comutatorul prezintă o impedanță redusă atunci când este închis. Din acest motiv în (a) se folosește un circuit rezonant serie cu impedanța de intrare mai mare decât R_L .

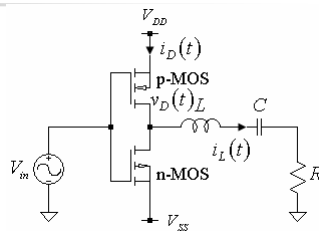
TCC-VI

A. Câmpeanu U.P.T.

29

Amplificator RF de putere clasă D cu comutator CMOS

- Un comutator electronic CMOS se poate utiliza la implementarea amplificatorului în clasă D pentru că tranzistoarele MOS au performanțe excelente ca și comutatoare.
- Tensiunea de intrare V_{in} trebuie să aibă o amplitudine suficient de mare pentru ca psf a tranzistoarelor să treacă rapid din blocare în saturație și reciproc.
- Ideal, nu există putere disipată în cc sau pe armonicele frecvenței fundamentale, deci eficiența ideală este 100%.
- În practică, rezistența finită de conducție, capacitatea și inductanța parazită a comutatoarelor reduc eficiența. În fiecare perioadă de semnal, la fiecare schimbare de tensiune sau curent se pierde o energie de $1/2CV^2$ sau $1/2LI^2$.
- La frecvențe mai mari, pierderile de energie în reactanțe, în special pe capacitățile C_{DS} ale comutatoarelor devin dominante în raport cu pierderile ohmice pe rezistențele de conducție ale acestora.

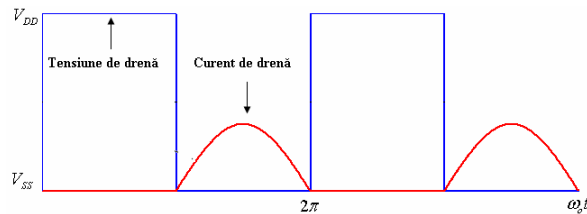


TCC-VI

A. Câmpeanu U.P.T.

30

Formele de undă ideale ale amplificatorului RF clasă D



- Tensiunile de drenă comută între V_{SS} și V_{DD} în ritmul semnalului de intrare.
- Scopul circuitului rezonant L , C și R_L este de a asigura puritatea spectrală a curentului de ieșire $i_L(t)$. Doar componenta fundamentală a tensiunii de drenă se regăsește în componenta curentului de ieșire.
- Pentru că acest curent curge prin tranzistorul comutator numai atunci când acesta este perfect deschis ($V_{DS} \approx 0$), puterea disipată pe dispozitiv este foarte mică, ideal nulă.

Amplificator RF de putere clasă D. Calculul eficienței energetice.

- Eficiența energetică este de 100%, dacă comutatoarele utilizate sunt ideale, din cauză că puterea surselor de cc se consumă doar în sarcină.
- Pentru semialternanța pozitivă, tensiunea de drenă poate fi exprimată printr-o descompunere în serie Fourier:

$$v_D(t) = \frac{V_{DD}}{2}(1 + s(\omega t)) \quad \text{unde: } s(\theta) = \text{sgn}(\sin \theta) = \frac{4}{\pi} \left(\sin \theta + \frac{1}{3} \sin 3\theta + \frac{1}{5} \sin 5\theta + \dots \right)$$

- Expresia curentului în sarcină se calculează astfel:

$$i_L(t) = \frac{4}{\pi} \frac{V_{DD}}{2R_L} \sin \theta = \frac{2V_{DD}}{\pi R_L} \sin \theta = I_L \sin \theta$$

- Puterea furnizată sarcinii rezultă în consecință:

$$P_L = \frac{I_L^2 R_L}{2} = \frac{2V_{DD}^2}{\pi^2 R_L} \approx 0,2 \frac{V_{DD}^2}{R_L}$$

- Curentul de drenă al tranzistorului PMOS este format din impulsuri semisinusoideale. Valoarea medie a acestora reprezintă curentul continuu I_{DC} al tranzistorului:

$$I_{DC} = \frac{I_L}{\pi} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{DD}}{R_L} \Rightarrow P_{DC} = I_{DC} V_{DD} = \frac{2V_{DD}^2}{\pi^2 R_L} = P_L$$

- După cum am enunțat mai sus, eficiența ideală a amplificatorului de putere în comutație este $\eta = 100\%$.



Limitările amplificatoarelor de putere RF în clasă D

- Eficiența clasei D a amplificatoarelor este micșorată de rezistența finită de conducție a comutatoarelor.
- Prin urmare, pentru a crește eficiența, trebuie reduse aceste rezistențe prin creșterea ariei tranzistoarelor. Există, din păcate, o consecință nedorită: o dată cu creșterea ariei dispozitivelor, crește și capacitatea parazită a acestora.
- Sunt două forme de pierderi asociat cu capacitatea parazită: pierderile de putere la încărcarea acesteia CV^2f și pierderile parazite de substrat.
- De remarcat că și puterea necesară comenzii comutatoarelor crește proporțional cu capacitatea C_{gd} , întrucât pentru a trece comutatorul în conducție este necesară puterea CV^2f . Se poate reduce această putere utilizând un circuit rezonant la intrare în scopul reducerii puterii de comandă cu factorul Q a rezonatorului.
- În practică dimensiunea comutatoarelor se stabilește printr-un compromis între pierderile menționate mai sus.
- Clasa E de amplificatoare de putere are drept obiectiv îmbunătățirea performanțelor clasei D prin absorbirea efectelor parazite rezistive și capacitive în impedanța de sarcină a etajului.