



CIRCUITE DE TELECOMUNICAȚII

Tema IV

Circuite pasive de radiofrecvență (RF)



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

A. Câmpeanu U.P.T.

1



Considerații preliminare

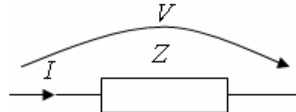
- Circuitele RF includ în componența lor un număr relativ important de componente pasive.
- Componentele pasive sunt importante la realizarea adaptării (importantă pentru că implică realizarea transferului eficient de putere).
- Utilizarea componentelor pasive permit creșterea amplificării la frecvențe înalte și filtrarea componentelor de frecvențe nedorite.
- Scopul studiului circuitelor pasive RF este de a introduce conceptele de bază și metodele necesare în:
 - înțelegerea informațiilor din foile de catalog și literatură.
 - efectuarea de calcule simplificate și luarea unor decizii simple de proiectare
 - Pregătirea și interpretarea datelor obținute prin simulare.

A. Câmpeanu U.P.T.

2

Puterea și adaptarea de putere în circuitele de telecomunicații - I

- În telecomunicații este esențial ca o sursă de semnal să furnizeze putere maximă unei sarcini.
- Dacă condiția de mai sus este îndeplinită, se spune că în circuit este realizată **adaptarea**, sau că circuitul este **adaptat**.
- Definirea puterii disipate în regim sinusoidal permanent:



$$P_L = \operatorname{Re}(VI^*) = \operatorname{Re}(V^* I)$$

unde V și I sunt valorile complexe ale tensiunii și curentului măsurate în valoare efectivă.

- Pentru impedanța complexă $Z = R + jX$, puterea disipată se exprimă prin:

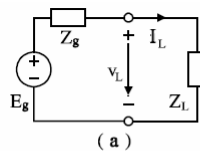
$$P_L = R|I|^2 = \frac{R}{|Z|^2} |V|^2$$

A. Câmpeanu U.P.T.

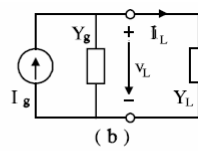
3

Puterea și adaptarea de putere în circuitele de telecomunicații - II

- Definirea conceptului de adaptare de putere
- Pentru generatorul de semnal E_g cu impedanța internă $Z_g = R_g + jX_g$ (sau I_g cu admitanța internă $Y_g = G_g + jB_g$), adaptarea presupune atingerea condițiilor în care impedanța pasivă de sarcină Z_L (sau admitanța Y_L) absorbe maximul de putere de la generator.



(a)



(b)

$$P_L = \operatorname{Re} \left(\frac{E_g}{Z_g + Z_L} \frac{Z_L^* E_g}{Z_g^* + Z_L^*} \right) = \frac{R_L |E_g|^2}{(R_g + R_L)^2 + (X_g + X_L)^2} \quad P_L = \operatorname{Re} \left(\frac{Y_L I_g}{Y_g + Y_L} \frac{I_g^*}{Y_g^* + Y_L^*} \right) = \frac{G_L |I_g|^2}{(G_g + G_L)^2 + (B_g + B_L)^2}$$

- Reactanțele (respectiv susceptanțele), spre deosebire de rezistențe (conductanțe) pot fi atât pozitive cât și negative, prin urmare un prim pas spre maximizarea expresiilor de mai sus constă în anularea ultimei paranteze de la numitorul celor două expresii.

$$X_L = -X_g$$

$$B_L = -B_g$$

A. Câmpeanu U.P.T.

4

Puterea și adaptarea de putere în circuitele de telecomunicații - III

- Condiția stabilită anterior conduce la următoarele expresii pentru puterea disipată:

$$P_L|_{X_L=X_g} = \frac{R_L}{(R_g + R_L)} |E_g|^2 \quad P_L|_{G_L=G_g} = \frac{G_L}{(G_g + G_L)} |I_g|^2$$

- Valoarea rezistenței (conductanței) de sarcină care maximizează puterea consumată se obține egalând cu zero derivata acesteia în raport cu sarcina. Rezultatul bine-cunoscut este:

$$R_L = R_g \quad \text{sau} \quad G_L = G_g$$

- În concluzie, **adaptarea** (sau **transferul maxim de putere**) între generator și sarcină este caracterizată de una dintre condiții:

$$Z_L = Z_g^* \quad \text{sau} \quad Y_L = Y_g^*$$

- Condiția stabilită anterior conduce la următoarele expresii pentru puterea disipată în sarcină la adaptare. Este **puterea maxim disponibilă la generator**.

$$P_{\max} = P_L|_{Z_L=Z_g^*} = \frac{|E_g|^2}{4R_g} \quad \text{sau} \quad P_{\max} = P_L|_{Y_L=Y_g^*} = \frac{|I_g|^2}{4G_g}$$

A. Câmpeanu U.P.T.

5

Circuitul rezonant paralel - I

- Admitanța circuitului RLC paralel din figură este:

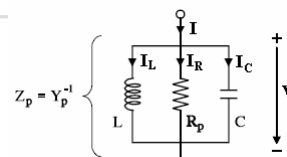
$$Y_p(j\omega) = \frac{1}{R_p} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}$$

- În afara valorilor componentelor, circuitul poate fi caracterizat prin următorii parametri:

1. Frecvența de rezonanță, ω_0
2. Factorul de calitate, Q
3. Coeficientul de amortizare, ζ

- De reținut: la frecvența de rezonanță ω_0 , $Y(j\omega)$ devine pur real în ciuda prezenței elementelor reactive.

- De reținut: factorul de calitate Q indică valoarea la rezonanță a raportului dintre curentul unui element reactiv (I_L sau I_C) și curentul total I .



$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = \frac{R_p}{\omega_0 L} = \omega_0 C R_p$$

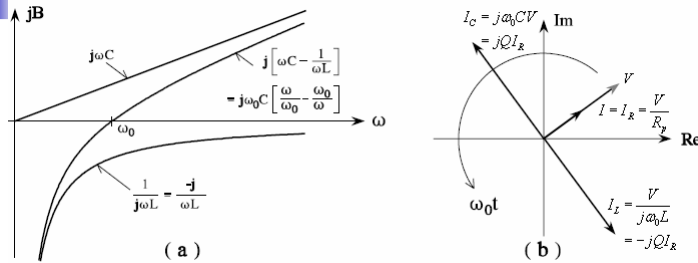
$$\zeta = \frac{1}{2R_p} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2Q}$$

A. Câmpeanu U.P.T.

6



Circuitul rezonant paralel - II



- a) Dependența de frecvență a susceptanței circuitului paralel RLC.
- b) Fazorii de curent și tensiune a circuitului rezonant paralel la rezonanță.

Răspunsul în frecvență a circuitului:

$$Z_p(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{R_p} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}} = \frac{R_p}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

$$= \frac{R_p}{1 + jQ\beta(\omega)}, \quad \text{unde} \quad \beta(\omega) = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$$

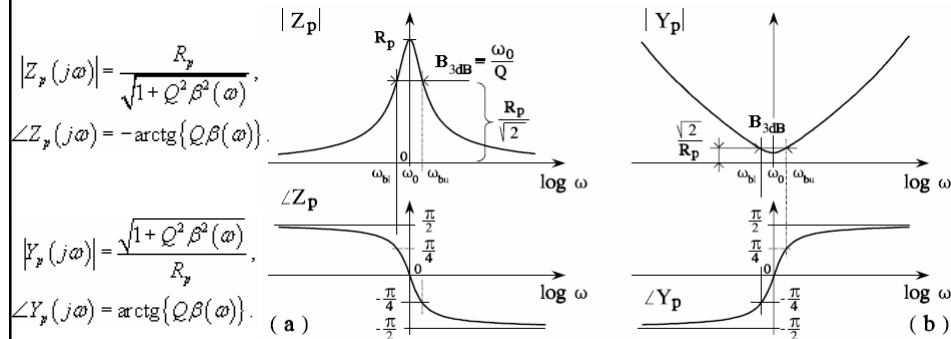
A. Câmpeanu U.P.T.

7



Circuitul rezonant paralel - III

- Dependența de frecvență a impedanței se exprimă prin intermediul funcției $\beta(\omega)$, care este zero la ω_0 . La frecvența de rezonanță, impedanța Z_p atinge valoarea maximă R_p .
- Modulul și faza lui $Z_p(j\omega)$ și $Y_p(j\omega)$ au expresiile de mai jos



Dependența de frecvență a modulului și fazei impedanței (a) și admitanței (b) unui circuit rezonant paralel.

A. Câmpeanu U.P.T.

8

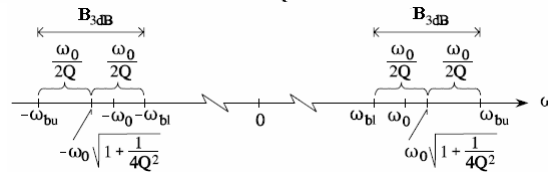


Circuitul rezonant paralel - IV

Frecvențele corespunzătoare marginilor benzii de trecere la 3dB, B_{3dB} , se stabilesc egalând cu unu pătratul părții imaginare a numitorului lui $Z_p(j\omega)$.

$$Q\beta(\omega_s) = \pm 1 \Rightarrow \omega_s^2 \pm \frac{\omega_0}{Q} \omega_s - \omega_0^2 = 0 \Rightarrow$$

$$\omega_s = \pm \frac{\omega_0}{2Q} \pm \omega_0 \sqrt{1 + \frac{1}{(2Q)^2}} = \begin{cases} \pm \omega_{bu}, & \text{limitele superioare la 3dB} \\ \pm \omega_{bl}, & \text{limitele inferioare la 3dB} \end{cases}$$



- Prin definiție banda de 3dB, B_{3dB} este:

$$B_{3dB} = \omega_{bu} - \omega_{bl} = \frac{\omega_0}{Q}$$

A. Câmpeanu U.P.T.

9



Circuitul rezonant paralel - V

- Frecvența de rezonanță ω_0 nu este media aritmetică a limitelor ω_{bu} și ω_{bl} ci media lor geometrică. Constatarea este dată de:

$$\omega_{bu} \omega_{bl} = \omega_0^2 \left(\frac{1}{2Q} + \sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}} \right) \left(\frac{-1}{2Q} + \sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}} \right) = \omega_0^2$$

- Mai mult, pentru orice pereche de frecvențe, ω_u , ω_l care au frecvența de rezonanță drept medie geometrică

$$\beta(\omega_u) = -\beta(\omega_l) \text{ și } |Z_p(j\omega_u)| = |Z_p(j\omega_l)|, \angle Z_p(j\omega_u) = -\angle Z_p(j\omega_l)$$

- La scară logaritmică pentru frecvențe, caracteristicile de amplitudine au o simetrie pară iar cele de fază au simetrie impară.
- Cu cât mai mare este factorul de calitate Q cu atât mai îngustă este banda de trecere și, de asemenea cu atât mai abruptă este caracteristica de fază în jurul frecvenței de rezonanță ω_0 .
- Caracterul abrupt al caracteristicii de fază este o proprietate importantă utilizată în oscilatoarele cu circuite rezonante.
- Pentru valori mari a lui Q , variația fazei în banda de trecere devine lineară, proprietate utilizată în detectoarele MF cu circuite rezonante.

A. Câmpeanu U.P.T.

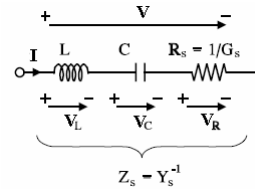
10

Circuitul rezonant serie - I

- Admitanța și impedanța sunt:

$$Y_s(s) = \frac{1}{Z_s(s)} = \frac{1}{sL + 1/sC + R_s}$$

- Expresia este perfect similară impedanței (admitanței) circuitului RLC paralel, diferă totuși valorile coeficienților. Prin urmare, considerațiile făcute anterior pentru circuitul paralel pot fi repetate în cazul de față.
- Circuitul este caracterizat de parametrii:
 1. Frecvența de rezonanță, ω_0
 2. Factorul de calitate, Q
 3. Coeficientul de amortizare, ζ



$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R_s} = \frac{1}{\omega_0 C R_s}$$

$$\zeta = \frac{R_s}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{1}{2Q}$$

Circuitul rezonant serie - II

- Dependența de frecvență a impedanței circuitului RLC serie se exprimă prin intermediul lui ω_0 și al lui Q astfel:

$$Z_s(j\omega) = R_s [1 + jQ\beta(\omega)], \quad \text{unde} \quad \beta(\omega) = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$$

- Expresiile modului și fazei funcțiilor de impedanță și admitanță sunt:

$$|Z_s(j\omega)| = R_s \sqrt{1 + Q^2 \beta^2(\omega)}, \quad \angle Z_s(j\omega) = \arctg\{Q\beta(\omega)\},$$

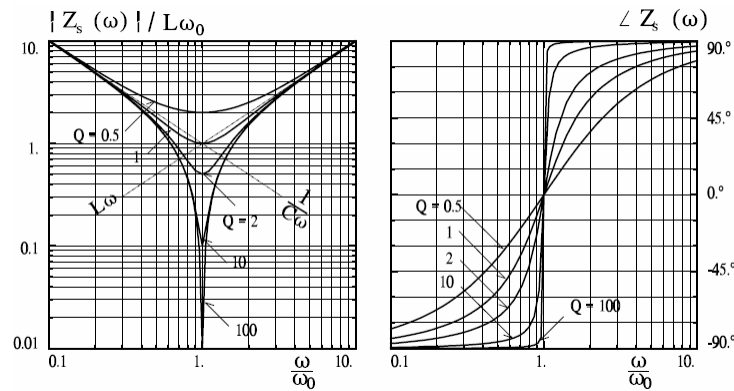
$$|Y_s(j\omega)| = \frac{1}{R_s \sqrt{1 + Q^2 \beta^2(\omega)}}, \quad \angle Y_s(j\omega) = -\arctg\{Q\beta(\omega)\}.$$

- Ecuatiile sunt echivalente cu cele scrise pentru circuitul rezonant paralel, astfel încât toate rezultatele anterioare referitoare la banda de trecere și simetria marginilor benzii de trecere se aplică și în cazul circuitului rezonant serie.



Circuitul rezonant serie - III

- Caracteristici normalizate de amplitudine și fază pentru dependența de frecvență a impedanței unui circuit rezonant serie pentru diverse valori ale factorului de calitate Q .



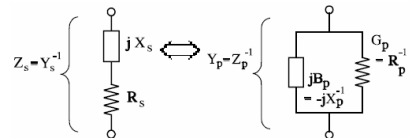
A. Câmpeanu U.P.T.

13



Conversii serie-paralel - I

- Sunt multe cazuri în practică în care circuitul rezonant nu are o configurație ideală, el nefiind nici circuit rezonant paralel nici circuit rezonant serie.
- Pentru o gamă restrânsă de frecvențe în jurul frecvenței de rezonanță, metoda cunoscută sub numele de *conversie serie-paralel* permite echivalarea circuitului practic cu un circuit rezonant ideal, ceea ce simplifică eforturile de caracterizare a circuitului.



$$Z_s = R_s + jX_s = Y_p^{-1}$$

$$Y_p = \frac{1}{R_s + jX_s} = \frac{R_s - jX_s}{R_s^2 + X_s^2}$$

$$Y_p = G_p + jB_p = 1/R_p - j/X_p = Z_p^{-1}$$

$$Z_p = \frac{jR_p X_p}{R_p + jX_p} = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} + \frac{jX_p R_p^2}{R_p^2 + X_p^2}$$

A. Câmpeanu U.P.T.

14



Conversii serie-paralel - II

- Egalarea expresiilor admitanțelor Y_s și Y_p conduce la stabilirea relațiilor ce definesc *conversia serie-paralel*:

$$Y_s = Y_p \Rightarrow R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s}, \text{ și } X_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s}$$

- Pentru *conversia paralel-serie*, relațiile de transformare se stabilesc din egalarea impedanțelor circuitelor rezonante paralel și serie Z_s și Z_p :

$$Z_p = Z_s \Rightarrow R_s = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2}, \text{ și } X_s = \frac{X_p R_p^2}{R_p^2 + X_p^2}$$

- Dacă reactanța are contribuția dominantă la valoarea impedanței circuitului serie Z_s sau a circuitului paralel Z_p , adică dacă $R_s \ll |X_s|$ sau $R_p \gg |X_p|$, atunci relațiile se aproximează foarte bine prin:

$$\left. \begin{array}{l} R_s^2 \ll |X_s|^2 \\ R_p^2 \gg |X_p|^2 \end{array} \right\} \Rightarrow R_p \approx \frac{X_s^2}{R_s} \text{ sau } R_s \approx \frac{X_p^2}{R_p} \text{ și } X_p \approx X_s$$

- Aceste ultime relații exprimă cel mai bine modul de acțiune al unei conversii serie-paralel: *rezistențele se inversează, reactanțele rămân neschimbate*.

A. Câmpănu U.P.T.

15



Conversii serie-paralel - III

Notând prin Q_s și Q_p factorii de calitate ai circuitelor serie respectiv paralel, relațiile de conversie serie-paralel pot fi rescrise astfel în vecinătatea frecvenței de lucru ω_0 :

1. Circuitul serie:

$$Q_s = \frac{X_s}{R_s} \Rightarrow R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s} = R_s (1 + Q_s^2), \text{ și } X_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s} = X_s (1 + 1/Q_s^2)$$

2. Circuitul paralel:

$$Q_p = \frac{R_p}{X_p} \Rightarrow R_s = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} = \frac{R_p}{1 + Q_p^2}, \text{ și } X_s = \frac{X_p R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} = \frac{X_p}{1 + 1/Q_p^2}$$

- Și aici dacă $R_s \ll |X_s|$ sau $R_p \gg |X_p|$, adică $Q_p, Q_s \gg 1$ se pot face simplificări:

$$R_p \approx Q_s^2 R_s, \text{ sau } R_s \approx \frac{R_p}{Q_p^2}, \text{ și } X_p \approx X_s$$

- În concluzie, operațiunile de conversie serie-paralel sunt utilizate în circuitele RF la transformări de impedanță în scopul realizării unui transfer maxim de putere în circuit

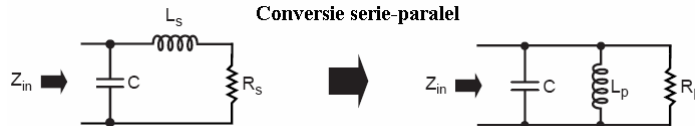
A. Câmpănu U.P.T.

16

Transformatoare de impedanță cu circuite LC

Transformator ridicător de impedanță

Conversie serie-paralel

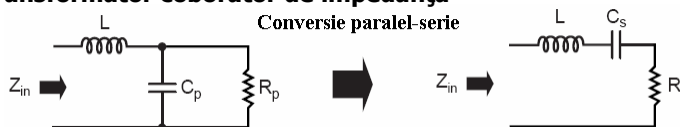


$$R_p = R_s (1 + Q_s^2) \approx R_s Q_s^2, \text{ și } L_p = L_s \left(\frac{1 + Q_s^2}{Q_s^2} \right) \approx L_s$$

• La rezonanță: $Z_{in} = R_p = R_s (1 + Q_s^2) \approx R_s Q_s^2$ (pur real)

Transformator coborător de impedanță

Conversie paralel-serie



• La rezonanță: $Z_{in} = R_s = R_p / (1 + Q_p^2) \approx R_p / Q_p^2$ (pur real)

A. Câmpeanu U.P.T.

17

Transformatoare de impedanță cu circuite LC – Aplicație -I

- Să se calculeze circuitul LC necesar pentru a adapta o sarcină de 50Ω la o rezistență a sursei de semnal de 1000Ω ($f_0=1,5\text{MHz}$).

- Pentru rezolvare utilizăm descrierea operațiunii de conversie prin intermediul factorilor de calitate. Determinăm Q_s :

$$R_p = R_s (Q_s^2 + 1) \Rightarrow Q_s = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} = 4,3589$$

- Având valoarea factorului de calitate Q_s se stabilește valoarea reactanței serie, inductanță:

$$Q_s = \frac{X_s}{R_s} \Rightarrow X_s = Q_s R_s = 218\Omega \Rightarrow L_s = \frac{X_s}{\omega_0} = 23,1\mu H$$

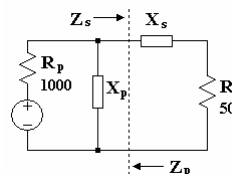
- Calculăm reactanța X_p , care din motive de adaptare este capacitate:

$$Z_p^* = Z_s \Rightarrow X_p = -X_s (1 + 1/Q_s^2) = -229\Omega$$

$$\Rightarrow C_p = \frac{1}{-X_p \omega_0} = 462,6 pF$$

A. Câmpeanu U.P.T.

18



Transformatoare de impedanță cu circuite LC – Aplicație -II

- Reluăm calculul în ipoteza simplificatoare $R_s < |X_s|$ și $R_p > |X_p|$:

$$|X_s| \approx |X_p| = \sqrt{R_s R_p} = 223,61\Omega \Rightarrow \begin{cases} L_s = 23,7\mu H \\ C_p = 474,5pF \end{cases}$$

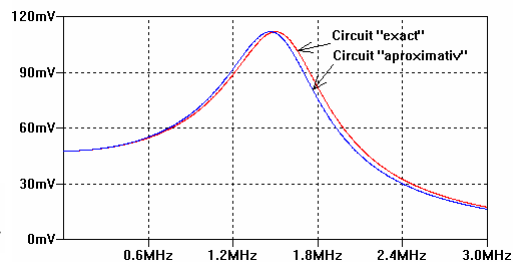
- Pentru comparație, figura reprezintă dependența de frecvență a tensiunii pe R_s pentru circuitele obținute prin cele două procedee de calcul.

- Dezavantaj!:**

selectivitatea caracteristicii de frecvență este dictată de raportul rezistențelor din circuit și nu poate fi controlată. În acest caz:

$$Q = Q_s/2 = 2,18$$

$$\Rightarrow B_{3dB} = f_0/Q = 688,2kHz$$

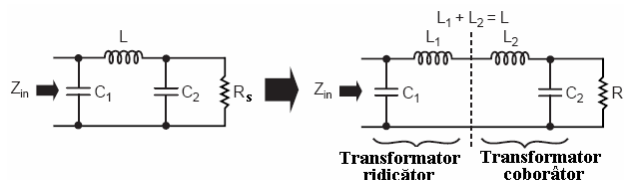


A. Câmpeanu U.P.T.

19

Circuite de adaptare LC cu controlul benzii de trecere

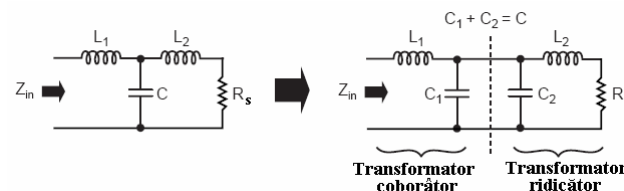
- Circuitul de adaptare în π**



Gradul suplimentar de libertate în alegerea elementelor conduce la posibilitatea controlului benzii de trecere a circuitului.

Transformarea rezistenței R_s se face în doi pași, o conversie serie-paralel urmată de conversia paralel-serie, ceea ce decuplează problema determinării lui Q de cea a stabilirii raportului de transformare.

- Circuitul de adaptare în T**



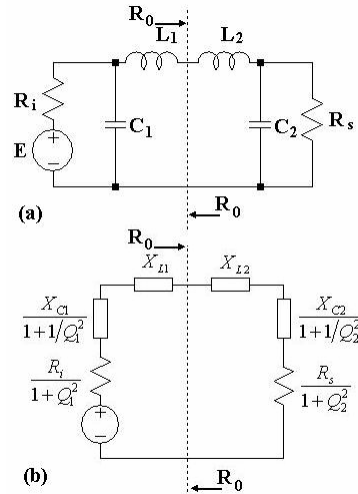
A. Câmpeanu U.P.T.

20

Calculul circuitului de adaptare în π - I

- Se cere calculul circuitului în π de adaptare a sarcinii $R_s = 50\Omega$ la generatorul de impedanță $R_i = 1000\Omega$. Factorul de calitate a întregului circuit este $Q=12$ iar frecvența $f_0 = 1,5\text{MHz}$.
- Pentru adaptare, impedanțele măsurate de-a lungul tăieturii vor fi egale cu R_0 .
- Aplicând conversia serie-paralel circuitelor RC de la extremități se obține circuitul rezonant serie din (b).
- În expresiile valorilor elementelor din (b), Q_1 , respectiv Q_2 sunt factorii de calitate ai circuitelor paralel R_i, C_1 și R_s, C_2 .
- Rezistența totală în circuitul rezonant serie fiind $2R_0$ Q se calculează cu:

$$Q = \frac{X_{L1} + X_{L2}}{2R_0}$$



A. Câmpeanu U.P.T.

21

Calculul circuitului de adaptare în π - II

- Având în vedere că: $R_0 = \frac{R_i}{1 + Q_1^2} = \frac{R_s}{1 + Q_2^2}$ rezultă:
- $Q_1 = \sqrt{\frac{R_i}{R_0} - 1}$ și $Q_2 = \sqrt{\frac{R_s}{R_0} - 1}$
 - Calculul elementelor de circuit pornește de la legătura dintre factorul de calitate global Q și factorii Q_1, Q_2 :
 - $Q = \frac{Q_1 + Q_2}{2} = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{R_i}{R_0} - 1} + \sqrt{\frac{R_s}{R_0} - 1} \right)$
 - Ultima relație este o ecuație rațională ce determină rezistența R_0
 - Aplicăm (1) și calculăm:

$$R_0 = \frac{R_i + R_s}{4(Q^2 + 1)} \left[1 + \sqrt{1 - \left(1 + \frac{1}{Q^2} \right) \left(\frac{R_i - R_s}{R_i + R_s} \right)^2} \right]$$

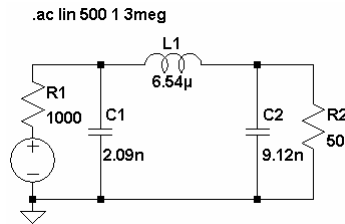
$$(5) \quad Q_1 = 19,703 \quad \text{și} \quad Q_2 = 4,2966$$

A. Câmpeanu U.P.T.

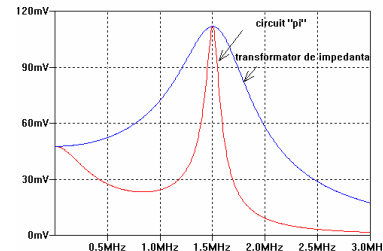
22

Calculul circuitului de adaptare în π - III

- Din (2) și (4): (6) $X_L = 2R_0Q = 61,661\Omega \Rightarrow L = 6,54\mu H$
- Din (5): (7) $X_{C1} = R_i / Q_1 = 50,753\Omega \Rightarrow C_1 = 2,09nF$
- (8) $X_{C2} = R_o / Q_2 = 11,637\Omega \Rightarrow C_2 = 9,12nF$



Circuitul de adaptare în π simulat.



Compararea performanțelor circuitului în π cu cele ale transformatorului de impedanță studiat anterior.

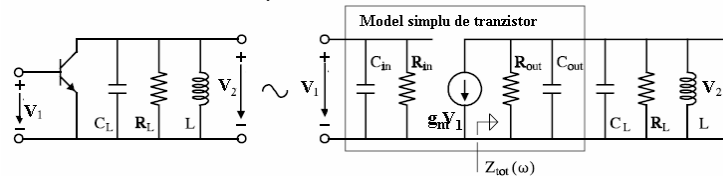
A. Câmpeanu U.P.T.

23

Amplificatoare selective în frecvență

Circuitele rezonante sunt utilizate la realizarea *amplificatoarelor acordate* (selective).

- În figură, un circuit rezonant paralel constituie sarcina tranzistorului bipolar, cel mai simplu exemplu de amplificator acordat. Lipsesc detaliile referitoare la circuitul de polarizare.



$$A(j\omega) = \frac{V_2}{V_1} = -g_m Z_{tot}(j\omega) = \frac{-g_m R_{tot}}{1 + jQ_{tot}\beta(\omega)} = \frac{A_0}{1 + jQ_{tot}\beta(\omega)}$$

$$\text{unde: } A_0 \equiv A(j\omega_0) = -g_m R_{tot}, \quad R_{tot} = R_L \parallel R_{out}, \quad C_{tot} = C_{out} + C_L$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{tot}}}, \quad Q_{tot} = R_{tot}\omega_0 C_{tot}, \quad B_{tot} = \frac{\omega_0}{Q_{tot}} = \frac{1}{R_{tot}C_{tot}}$$

- La parametrii circuitului rezonant contribuie și tranzistorul prin R_{out} și C_{out} , dar nu prin R_{in} și C_{in} , a căror efect se resimte doar atunci când se pune problema conectării în cascadă a mai multor etaje de amplificare.

A. Câmpeanu U.P.T.

24

Amplificatorul selectiv multietaj sincron

- Amplificatorul selectiv multietaj are mai multe circuite rezonante separate prin tranzistoare. Un astfel de circuit oferă multe posibilități în ceea ce privește frecvențele centrale sau factorii de calitate a etajelor componente.
- Vom studia cazul cel mai simplu: **acord sincron**. În acest caz, toate circuitele acordate componente au comportări identice în frecvență.
- N etaje de amplificarea identice cu cel prezentat anterior au amplificarea de tensiune:

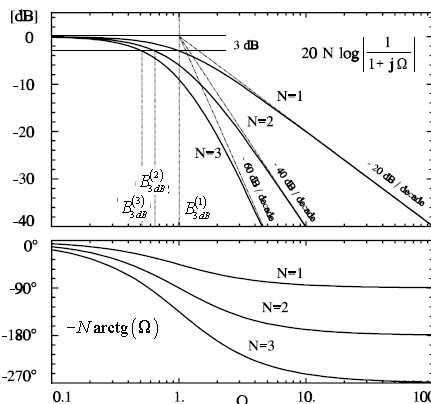
$$A_N(j\omega) = \frac{A_{10} A_{20} \cdots A_{N0}}{[1 + jQ_{00}\beta(\omega)]^N} = \frac{A_{00}}{[1 + j\Omega(\omega)]^N},$$

$$\text{unde: } \Omega(\omega) = \frac{\omega_0}{B_{3dB}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \approx \frac{\omega - \omega_0}{B_{3dB}/2}$$

- Un singur circuit rezonant are limitele benzii de 3dB, $B^{(1)}$ corespunzând la $\Omega = \pm 1$. Pentru N etaje identice conectate în cascadă, având fiecare banda $B^{(1)}$, banda de trecere $B^{(N)}$ se calculează cu relația

$$\left| \frac{A(\Omega^{(N)})}{A_{00}} \right|^2 = \frac{1}{(1 + (\Omega^{(N)})^2)^N} = \frac{1}{2}$$

$$\Rightarrow \Omega^{(N)} = \sqrt{2^{1/N} - 1} \text{ sau } B_{3dB}^{(N)} = \sqrt{2^{1/N} - 1} B_{3dB}^{(1)}$$



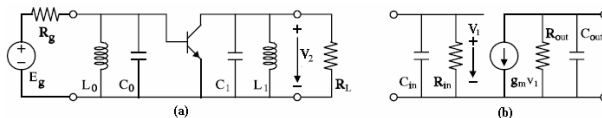
- Procesul de reducere a benzii de trecere este ilustrat în figură pentru $N=2$ și $N=3$.
- În concluzie, prin conectarea în cascadă a N etaje identice de amplificare, are loc reducerea benzii de trecere cu factorul $\Omega^{(N)}$.

A. Câmpănu U.P.T.

25

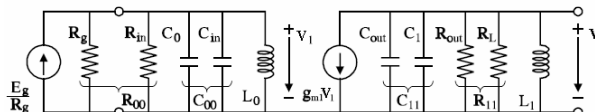
Amplificator selectiv sincron. Aplicație

-I-



(a) Schema amplificatorului, (b) Circuitul echivalent al tranzistorului.

- Se va proiecta amplificatorul din figură cu următoarele specificații:
 $R_g = R_L = 75\Omega$, $B^{(2)} = 55\text{MHz}$ și $f_0 = 460\text{MHz}$.
- Parametrii tranzistorului sunt:
 $g_m = 200\text{mS}$, $R_{in} = 520\Omega$, $C_{in} = 6,5\text{pF}$, $R_{out} = 12,5\text{k}\Omega$, $C_{out} = 1,5\text{pF}$.
- Să se determine componentele C_0 , L_0 , C_1 , L_1 și amplificarea V_2/E_g la frecvența centrală



Schema echivalentă a amplificatorului în care generatorul de tensiune de la intrare a fost înlocuit prin echivalentul său Norton

A. Câmpănu U.P.T.

26

Amplificator selectiv sincron. Aplicație -II-

Cele două circuite acordate au benzi de trecere $B^{(1)}$ și factori de calitate Q_0 egale. Compensarea pentru reducerea benzii de trecere dă rezultatul:

$$B_{3dB}^{(1)} = \frac{B_{3dB}^{(2)}}{\sqrt{2^{1/2}-1}} = \frac{55MHz}{0,6436} = 85,46MHz, \quad Q_0 = \frac{f_0}{B_{3dB}^{(2)}} = \frac{460MHz}{85,46MHz} = 5,383.$$

- În circuitul de intrare, rezistența paralel R_{00} determină nivelul impedanțelor și permite calculul componentelor:

$$R_{00} = R_g \parallel R_{in} = \frac{75 \cdot 520}{75 + 520} = 65,55\Omega, \quad \omega_0 = 2\pi f_0 = 6,283 \cdot 460 \cdot 10^6 = 2,89 \cdot 10^9,$$

$$C_{00} = \frac{Q_0}{\omega_0 R_{00}} = \frac{5,383}{2,89 \cdot 10^9 \cdot 65,55} = 28,41 pF, \quad C_0 = C_{00} - C_{in} = 28,41 - 6,5 = 21,9 pF,$$

$$L_0 = \frac{1}{\omega_0^2 C_{00}} = \frac{1}{2,89^2 \cdot 10^{18} \cdot 28,41 \cdot 10^{-12}} = 4,21 nH$$

- Reluăm calculele pentru circuitul de ieșire:

$$R_{11} = R_L \parallel R_{out} = \frac{75 \cdot 12500}{75 + 12500} = 74,55\Omega,$$

$$C_{11} = \frac{Q_0}{\omega_0 R_{11}} = \frac{5,383}{2,89 \cdot 10^9 \cdot 74,55} = 24,98 pF, \quad C_1 = C_{11} - C_{out} = 24,98 - 1,6 = 23,4 pF,$$

$$L_1 = \frac{1}{\omega_0^2 C_{11}} = \frac{1}{2,89^2 \cdot 10^{18} \cdot 24,98 \cdot 10^{-12}} = 4,79 nH,$$

A. Câmpeanu U.P.T.

27

Transformatoare și cuplaje de tip transformator

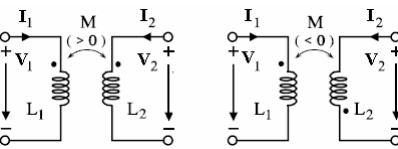
- Necesitatea de a transforma semnalele și nivelele de impedanță este atât de mare și diversificată în circuitele RF încât se utilizează o multitudine de abordări și tehnici pentru rezolvarea problemei.
- O tehnică larg folosită este transformatorul cu cuplaj magnetic care este un dispozitiv foarte util până la frecvența de 3GHz.
- Vom introduce în continuare modele ale transformatorului ce permit evidențierea avantajelor și limitărilor dispozitivului și constituie baza simulării funcționării acestuia.
- Reprezentarea uzuală a două inductanțe cuplate mutual se face ca în figură:

- Ecuatiile de definire a două inductanțe cuplate mutual sunt:

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 \quad (1)$$

$$V_2 = j\omega M I_1 + j\omega L_2 I_2$$

- Inductanța mutuală M se definește prin intermediul factorului de cuplaj magnetic k :



$$M = k \sqrt{L_1 L_2} \quad \text{unde} \quad -1 \leq k \leq 1$$

- Raportul de transformare N este raportul numărului de spire pentru L_1 și L_2

$$N = \sqrt{L_1 / L_2}$$

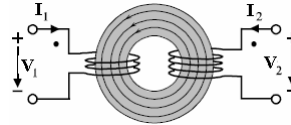
A. Câmpeanu U.P.T.

28

Transformatorul perfect și transformatorul ideal

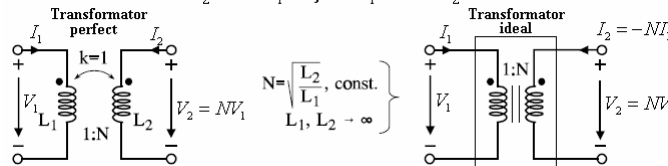
- Căzul $k=\pm 1$ se află la limita pasivității și este denumit *cuplaj strâns*. Transformatorul care îndeplinește condiția se numește *perfect*.
- Un exemplu de cuplaj strâns este transformatorul toroidal din figură. Aici, prin ambele inductanțe trece același flux magnetic.
- Cea de a doua ecuație a transformatorului poate fi rescrisă acum astfel:

$$\frac{V_2}{j\omega\sqrt{L_1L_2}} = I_1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}I_2 = I_1 + NI_2$$



- Dacă facem acum ca L_1 și L_2 să tindă simultan către ∞ - păstrând în același timp constant raportul n se obțin condițiile de definire a transformatorului ideal:

$$V_2 = NV_1 \quad \text{și} \quad I_1 = -NI_2$$



A. Câmpănu U.P.I.

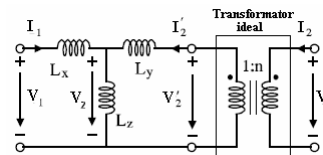
29

Circuite echivalente pentru două inductanțe cuplate

- Este avantajos pentru analiză să se reprezinte transformatorul printr-un model care să nu mai includă inductanțe cuplate.
- Dacă se pornește de la parametrii z , modelul ia forma unui **diport în T**.
- Modelul utilizează un transformator ideal pentru a evidenția separarea în cc a celor două înfășurări.
- Pentru a determina elementele modelului, îi vom calcula parametrii z , egalându-i apoi cu valorile din (1).

$$z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \Rightarrow L_1 = L_x + L_z, \quad z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \Rightarrow L_2 = n^2(L_y + L_z),$$

$$z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} = z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \Rightarrow M = k\sqrt{L_1L_2} = nL_z,$$



- Sunt trei ecuații și patru necunoscute, L_x , L_y , L_z și raportul de transformare n , astfel că se poate fixa sau $L_x=0$ sau $L_y=0$. Pentru raportul de transformare n se ia în acest caz o valoare apropiată de raportul fizic N .

A. Câmpănu U.P.T.

30

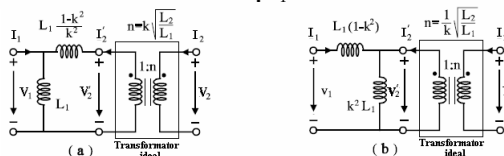
Modele de tip T ($n \neq N$) ale transformatorului real utile pentru cazul $k \rightarrow \pm 1$.

Se determină modelele în T ale transformatorului conform condițiilor

(a) $L_x=0$ și (b) $L_y=0$:

$$(a) \quad L_x = 0 \Rightarrow L_z = L_1 \Rightarrow n = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \Rightarrow L_y = \frac{L_1}{k^2} - L_1 = L_1 \frac{1-k^2}{k^2},$$

$$(b) \quad L_y = 0 \Rightarrow L_2 = n^2 L_z \Rightarrow n = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \Rightarrow L_z = k^2 L_1 \Rightarrow L_x = (1-k^2) L_1$$



- În ambele cazuri, n tinde către raportul fizic de transformare, atunci când cuplajul devine "strâns", adică $k \rightarrow \pm 1$.
- La limită, $k = \pm 1$, inductanțele serie L_x și L_y tind către zero și modelul se reduce la inductanța L_1 conectată la intrare. Prin urmare, modelul de tip T este adecvat pentru transformatoare cu cuplaj "strâns".

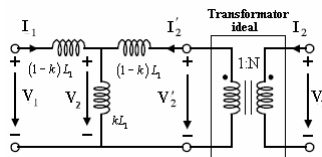
A. Câmpănu U.P.T.

31

Modele de tip T ($n = N$) ale transformatorului real utile pentru cazul $k \rightarrow \pm 1$

- Un alt model în T al transformatorului utilizat în cazul $k \rightarrow \pm 1$ impune condițiile $L_x = L_y$ și $n = N$, adică raportul de transformare al transformatorului real este egal cu raportul transformatorului ideal.
- Prin egalarea parametrilor de impedanță se obțin egalitățile:

$$(a): L_x + L_z = L_1 \text{ și } (b): L_z = kL_1 \Rightarrow L_x = L_y = (1-k)L_1$$



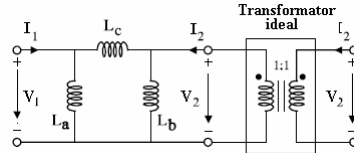
- Caracteristic modelului este diferența de ordin de mărime între L_x și L_y pe de o parte și L_z pe de alta, primele două sunt mult mai mici decât ultima.

A. Câmpănu U.P.T.

32

Modele de tip π ale transformatorului real utile pentru cazul $k \rightarrow 0$ -I-

- Se ajunge la modelul de tip π al transformatorului descriind modelul prin parametrii de tip y , astfel încât componentele acestuia se calculează prin compararea elementelor matricii y a modelului cu valorile obținute prin inversarea matricii z a transformatorului.



$$y = \begin{bmatrix} 1/sL_a + 1/sL_c & -1/sL_c \\ -1/sL_c & 1/sL_b + 1/sL_c \end{bmatrix} = z^{-1} = \frac{1}{\Delta z} \begin{bmatrix} sL_2 & -sk\sqrt{L_1L_2} \\ -sk\sqrt{L_1L_2} & sL_1 \end{bmatrix}$$

$$\Delta z = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21} = s^2 L_1 L_2 - s^2 k^2 L_1 L_2 = s^2 (1 - k^2) L_1 L_2$$

- Conform ultimei relații, modelul de tip π exclude cazul cuplajului strâns, pentru că dacă $k = \pm 1$, determinantul de la numitor Δz se anulează.

A. Câmpeanu U.P.T.

33

Modele de tip π ale transformatorului real utile pentru cazul $k \rightarrow 0$ -II-

- Calculăm valorile componentelor pentru cazul $|k| < 1$:

$$y_c = -y_{12} = \frac{sk\sqrt{L_1L_2}}{s^2(1-k^2)L_1L_2} = \frac{1}{sL_c} \Rightarrow L_c = \frac{1-k^2}{k}\sqrt{L_1L_2},$$

$$y_a = y_{11} - y_c = \frac{sL_2 - sk\sqrt{L_1L_2}}{s^2(1-k^2)L_1L_2} = \frac{1}{sL_a} \Rightarrow L_a = L_1 \frac{1-k^2}{1-k\sqrt{L_1L_2}},$$

$$y_b = y_{22} - y_c \Rightarrow L_b = L_2 \frac{1-k^2}{1-k\sqrt{L_1L_2}}$$

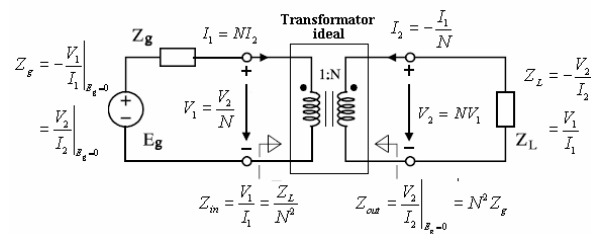
- Rezultatele sunt corecte pentru că dacă $|k| \rightarrow 0$, inductanțele celor două ramuri paralele tind către valorile pe care acestea le-au avut înainte de cuplare: $L_a \rightarrow L_1$, $L_b \rightarrow L_2$, în timp ce inductanța L_c și impedanța corespunzătoare tind către infinit, decuplând inductanțele L_1 și L_2 .
- Prin urmare, modelul echivalent π se utilizează atunci când cuplajul inductanțelor L_1 și L_2 este "slab", tinzând către 0.
- Ca și în cazul modelului în T, pentru modelul π s-a discutat doar o posibilă realizare, existând și alte posibilități de implementare a modelului.

A. Câmpeanu U.P.T.

34

Transformatoare de RF – Relații de bază

- Principala aplicație a două inductanțe cuplate este transformatorul.
- Se urmărește obținerea unui cuplaj cât mai strâns ($|k| \rightarrow 1$).
- Dacă reactanțele inductanțelor sunt mari în comparație cu celelalte impedanțe din circuit, se poate considera că transformatorul aproximează un transformator ideal.
- Transformatorul realizează transformarea impedanțelor din schemă în vederea obținerii adaptării. Relațiile uzuale de transformare sunt indicate în figură.
- Modelele echivalente ale transformatorului real includ transformatoare ideale, ceea ce justifică utilizarea frecvență a acestor relații.



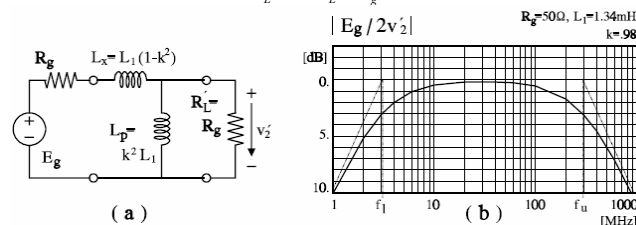
A. Câmpeanu U.P.T.

35

Transformatoare de RF – Comportarea în frecvență – I –

- Transformatoarele ideale sunt independente de frecvență, cele reale prezintă limitări atât la frecvențe joase cât și la frecvențe înalte.
- Limitările sunt determinate în principal de inductanțele finite ale înfășurărilor precum și de cuplajul k subunitar.
- Pentru analiza răspunsului în frecvență utilizăm varianta (b) a modelului în T pentru transformator. Presupunând că transformatorul adaptează rezistența de sarcină R_L la cea a generatorului R_g , putem reduce întregul circuit la primar unde:

$$R'_L = N^2 R_L = R_g$$



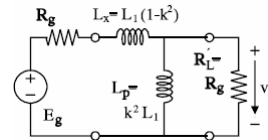
(a) Circuit echivalent în primar al transformatorului RF. (b) Atenuarea de inserție, adică raportul dintre V'_2 și valoarea acesteia la adaptare, $E_g/2$.

A. Câmpeanu U.P.T.

36

Transformatoare de RF – Comportarea în frecvență –II-

- Frecvența de tăiere inferioară, f_l , este dictată de efectul de șuntare a inductanței L_p asupra sarcinii R'_L .
- Frecvența de tăiere superioară, f_u , este determinată de creșterea căderii de tensiune pe inductanța L_x odată cu creșterea frecvenței.
- Pentru estimarea directă a frecvențelor la 3dB f_l și f_u vom presupune că L_x nu are nicio influență la frecvența f_l , respectiv L_p asupra frecvenței f_u .



$$\left. \frac{V_2'}{E_g/2} \right|_{L_x=0} = 2 \frac{\frac{1}{1/R_g + 1/j\omega k^2 L_1}}{\frac{1}{1/R_g + 1/j\omega k^2 L_1} + R_g} = \frac{j\omega 2k^2 L_1}{R_g \left(1 + j\omega \frac{2k^2 L_1}{R_g} \right)} \Rightarrow \omega_l = \frac{R_g}{2k^2 L_1} \approx \frac{R_g}{2L_1}$$

$$\left. \frac{V_2'}{E_g/2} \right|_{L_p=0} = 2 \frac{R_g}{2R_g + j\omega L_1(1-k^2)} = \frac{1}{1 + j\omega \frac{L_1(1-k^2)}{2R_g}} \Rightarrow \omega_u = \frac{2R_g}{L_1(1-k^2)} \approx \frac{4\omega_l}{1-k^2}$$

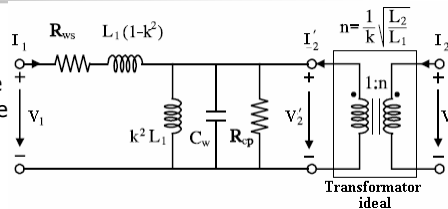
- Sub frecvența f_l și peste f_u panta caracteristicii de transfer este de 20dB/decadă.
- O caracteristică de frecvență mai bună se obține prin creșterea atât a coeficientului de cuplaj cât și a inductanței, ceea ce este dificil de îndeplinit simultan.

A. Câmpeanu U.P.T.

37

Transformatoare de RF – Efecte secundare

- În afara efectelor inductanței finite și cuplajului imperfect, transformatorul RF este afectat și de alte efecte secundare evidențiate de componentele de circuit adiționale din schema alăturată.



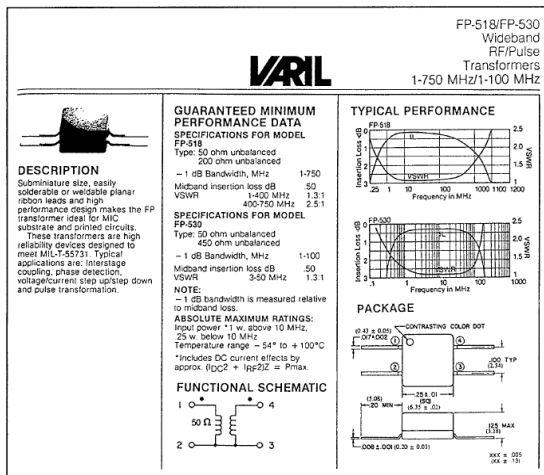
- **Rezistența serie** R_{ws} se datorează rezistenței înfășurărilor, cu precizarea că în RF domină efectul pelicular, determinat de reducerea adâncimii de pătrundere a curentului odată cu creșterea frecvenței. Efectul se combate prin utilizarea conductoarelor argintate, sau, la frecvențe mai joase a cablurilor lițate (fire izolate și paralele).
- **Rezistența paralel** R_{cp} reprezintă pierderile miezului în cazul în care este utilizat în scopul creșterii cuplajului un material de mare permitivitate. În RF predomină în totalul pierderilor curenții Eddy.
- **Capacitatea paralel** C_w modelează capacitatea totală interspire a inductanțelor. Ea poate limita frecvența superioară de tăiere f_u și forma ideală a caracteristicii de transfer. Valoarea ei poate fi redusă prin creșterea distanței dintre înfășurări, ceea ce poate determina la rândul său mai multe pierderi în miezul magnetic.
- Lista efectelor secundare nu este completă dar ne face o idee asupra căilor de realizare a unui transformator RF de calitate.

A. Câmpeanu U.P.T.

38

Exemplu de transformator RF comercial

- Transformatorul Varil FP-518/FP-530 are dimensiunile 6.3×6.3×3.2mm și se realizează în două versiuni:
 - Versiunea de bandă largă are raportul de transformare 1:2 (50Ω la 200Ω).
 - Versiunea de bandă îngustă are raportul de transformare 1:3 (50Ω la 450Ω).
- În afara caracteristicilor atenuării de inserție, adaptarea de impedanță este specificată prin raportul de undă staționară (VSWR).

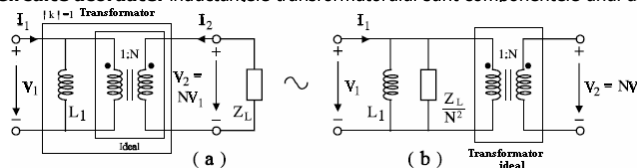


A. Câmpeanu U.P.T.

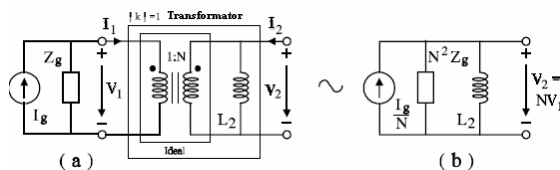
39

Utilizarea transformatoarelor în circuite de adaptare

- Sunt două tipuri de aplicații RF pentru transformator:
 - Circuite de adaptare** (transfer maxim de putere) ce fac transformarea de impedanță.
 - Circuite acordate**: inductanțele transformatorului sunt componentele unui astfel de circuit.



- Echivalarea circuitului din secundar printr-un circuit echivalent plasat în primarul transformatorului.

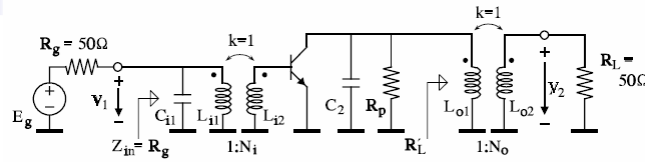


- Echivalarea circuitului din primar printr-un circuit echivalent plasat în secundarul transformatorului.

A. Câmpeanu U.P.T.

40

Amplificator acordat cu cuplaj prin transformator. Aplicație -I-



- Fiind dat amplificatorul acordat din figură, se cer valorile componentelor și a amplificării de tensiune V_2/E_g , astfel încât să fie îndeplinite următoarele condiții

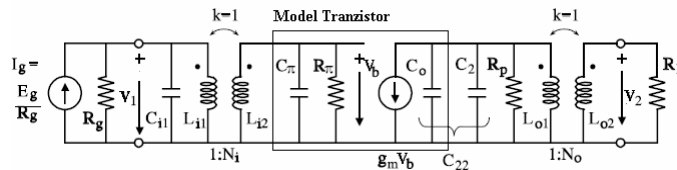
 1. Frecvența centrală, $f_0 = 120\text{MHz}$.
 2. Banda de trecere, $B^{(2)} = 10\text{MHz}$, cu o caracteristică de frecvență ce corespunde la două circuite acordate sincron.
 3. Impedanța generatorului și a sarcinii $R_g = R_L = 50\Omega$, cu adaptare la intrare la frecvența f_0 .
 4. Parametrii tranzistorului: $R_{\pi} = 305\Omega$, $C_{\pi} = 19\text{pF}$, $g_m = 200\text{mS}$ și $C_0 = 1.3\text{pF}$. Reacția internă a tranzistorului poate fi neglijată dacă se îndeplinesc condițiile care urmează.
 5. Încărcarea totală a colectorului la frecvența centrală nu va depăși 88Ω pentru a da stabilitate răspunsului în frecvență în raport cu toleranțele componentelor.
 6. Dacă R_1 sau R_2 , câte una sau ambele lipsesc, stabilitatea amplificatorului este dată de $R_p = 220\Omega$ sau mai puțin.

A. Câmpeanu U.P.T.

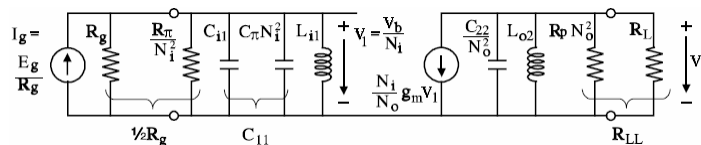
41

Amplificator acordat cu cuplaj prin transformator. Aplicație -II-

- În schema de mai jos, tranzistorul a fost înlocuit prin modelul său în π , iar sursa de tensiune printr-un generator de curent Norton.



- În continuare, toate componentele din circuitul de intrare sunt echivalate în primarul transformatorului de intrare. Corespunzător, toate componentele din circuitul de ieșire sunt transferate în secundarul transformatorului de ieșire. De observat că și tensiunea de intrare precum și transconductanța tranzistorului sunt scalate după regulile stabilite anterior.



A. Câmpeanu U.P.T.

42

Amplificator acordat cu cuplaj prin transformator. Aplicație -III-

Raportul de transformare a celor două transformatoare se stabilește direct din condiția de adaptare la intrare și valoarea sarcinii la ieșire.

$$Z_{in} = R_x / N_i^2 \Rightarrow N_i = \sqrt{R_x / R_g} = \sqrt{305 / 50} = 2,45,$$

$$R_{cl} = 88\Omega, \Rightarrow R'_L = \frac{R_p R_{cl}}{R_p - R_{cl}} = \frac{220 \cdot 88}{220 - 88} = 147\Omega = \frac{R_L}{N_o^2} \Rightarrow N_o = \sqrt{R_L / R'_L} = \sqrt{50 / 220} = 0,583$$

- Datorită condiției de adaptare, rezistența totală la portul de intrare este $\frac{1}{2}R_g$, iar la portul de ieșire rezistența totală este.

$$R_{LL} = R_L \parallel R_p N_o^2 = 50 \parallel (220 \cdot 0,583^2) = \frac{50 \cdot 74,8}{50 + 74,8} = 30,1\Omega$$

- La calculul factorului de calitate Q pentru fiecare circuit rezonant, se ține seama de factorul de reducere a benzii de trecere pentru două etaje acordate sincron.

$$Q = \sqrt{2^{1/2} - 1} \frac{f_0}{B_{3dB}^{(2)}} = 0,644 \frac{120\text{MHz}}{10\text{MHz}} = 7,73$$

- Dacă se cunoaște Q , componentele se stabilesc cu relațiile fundamentale ale unui circuit rezonant. Pentru încheiere calculăm amplificarea V_2/E_g :

$$V_2/E_g = V_2/2V_1 = \frac{-1}{2} \frac{N_i}{N_o} g_m R_{LL} = -0,5 \frac{2,45}{0,583} 0,2 \cdot 30,1 = -12,7 \Rightarrow 22,0\text{dB}$$

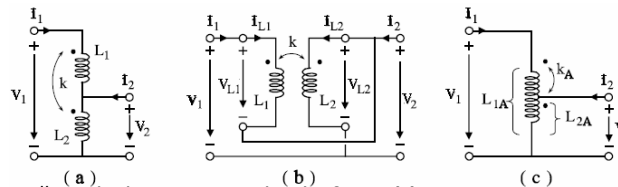
A. Câmpeanu U.P.T.

43

Autotransformatoare

Se obțin prin conectarea în serie a inductanțelor unui transformator.

- Reprezentare prin (a) două inductanțe separate, (b) transformator convențional, (c) inductanță cu priză mediană.



- Determinăm valorile componentelor din figura (c):

$$L_{1A} = L_1 + L_2 + 2k\sqrt{L_1 L_2}, \quad L_{2A} = L_2, \quad M_A = k_A \sqrt{L_{1A} L_{2A}} = L_2 + k\sqrt{L_1 L_2},$$

$$k_A = \frac{L_2 + k\sqrt{L_1 L_2}}{\sqrt{L_2} \sqrt{L_1 + L_2 + 2k\sqrt{L_1 L_2}}}$$

- Se observă că $k = 1$ implică $k_A = 1$, ceea ce dă pentru indicele de cuplaj efectiv n_A

$$n_A = \frac{1}{k_A} \sqrt{\frac{L_{2A}}{L_{1A}}} = \frac{L_2}{L_2 + k\sqrt{L_1 L_2}} \xrightarrow{k \rightarrow 1} \frac{\sqrt{L_2}}{\sqrt{L_2} + \sqrt{L_1}}$$

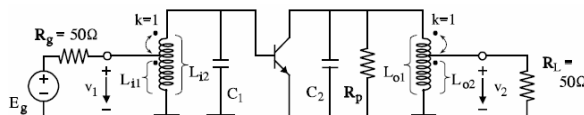
- Reiese că la cuplaj strâns, numerele de spire ale înfășurărilor sunt proporționale cu rădăcinile păturate ale inductanțelor.

A. Câmpeanu U.P.T.

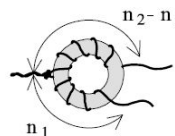
44

Amplificator acordat cu cuplaj prin autotransformator

- În funcție de cerințele de polarizare și amplificarea ale etajului de amplificator acordat cu transformatoare, locul transformatoarelor din componență poate fi luat de autotransformatoare.
- Se respectă regula ca inductanța pe care se pune priza să corespundă inductanței mai mari din componența transformatorului iar priza se plasează astfel încât să corespundă inductanței mai mici.



- O modalitate practică de realizare a autotransformatorului

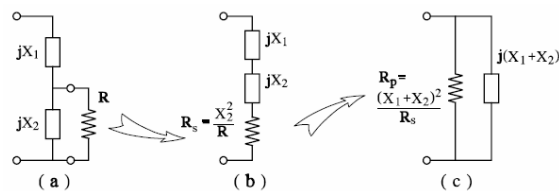


A. Câmpeanu U.P.T.

45

Cuplaje de tip transformator

Transformatoarele RF comerciale sunt disponibile pe piață doar pentru câteva rapoarte simple de transformare, 1:2, 1:√2, 1:√3, etc. Realizarea de transformatoare cu rapoarte nestandardizate pe scară largă poate fi costisitor și dificil. Soluția alternativă în aplicațiile de tip trece-bandă constă în utilizarea reactanțelor necuplate și aplicarea secvențelor de conversie paralel-serie respectiv serie-paralel ca în figura de mai jos.



$$(a) \Rightarrow (b): \quad R \gg |X_2| \Rightarrow R_s = \frac{X_2^2}{R},$$

$$(b) \Rightarrow (c): \quad R_s \ll |X_1 + X_2| \Rightarrow R_p = \frac{(X_1 + X_2)^2}{R_s} = \left(\frac{X_1 + X_2}{X_2} \right)^2 R = \frac{R}{n^2}$$

- Dacă cele două reactanțe au același semn, îndeplinirea condiției din prima ecuație implică automat că și condiția a doua este îndeplinită. Prin urmare, reactanțele din schemă sunt sau două capacități sau două inductanțe necuplate.

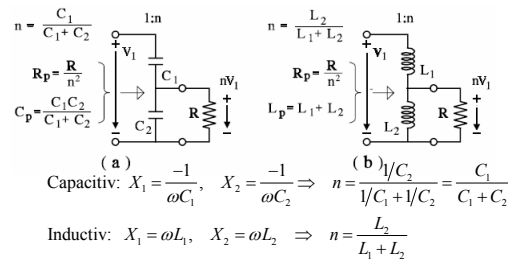
A. Câmpeanu U.P.T.

46



Transformatoare cu reactanțe necuplate

- Cu condiția ca reactanțele să fie necuplate iar rezistența R mult mai mare decât reactanța la care este conectată în paralel, cele două circuite de mai jos se comportă ca niște transformatoare ridicătoare.
- Circuitul din (a) realizat cu capacități este denumit *transformator capacitiv* iar cel din (b) *transformator inductiv*.



- Spre deosebire de autotransformator, unde raportul de transformare este dat de raportul radicalilor inductanțelor, în cazul transformatorului cu două inductanțe necuplate, acesta este dat de raportul inductanțelor.

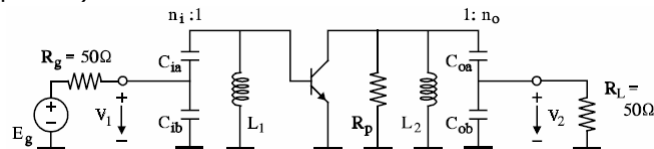
A. Câmpeanu U.P.T.

47

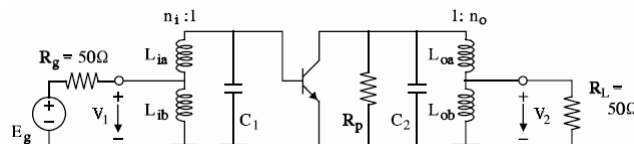


Amplificatoare acordate cu transformatoare de reactanță necuplate.

- Amplificator acordat cu cuplaj capacitiv (transformatoare de reactanță capacitive)



- Amplificator acordat cu transformatoare de inductanță necuplate

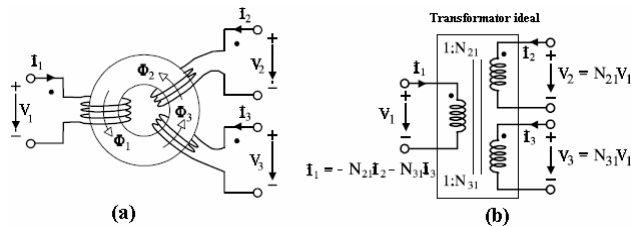


A. Câmpeanu U.P.T.

48

Transformatoare cu trei înfășurări

- Se întâlnesc frecvent în aplicații RF pentru conversia semnalelor din format echilibrat în cel neechilibrat și invers sau pentru a izola între ele, părți din circuit.
- Analiza riguroasă a acestor componente depășește cadrul cursului, astfel că pentru simplificare vom avea în vedere doar cazuri particulare.



- (a) Inel de ferită cu trei înfășurări, (b) Modelul ideal al transformatorului cu trei înfășurări.

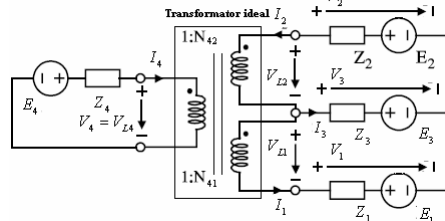
A. Câmpeanu U.P.T.

49

Transformatorul diferențial

Cunoscut și sub numele de transformator în punte are multiple utilizări. Din punct de vedere electric este un cuadriport.

- În principal se folosește la izolarea sau combinarea semnalelor ce provin din mai multe surse. Aceasta comportare se obține doar în condițiile în care atât rapoartele de transformare cât și impedanțele de sarcină au valori foarte exact realizate.



- Condiția de funcționare corectă se referă la atenuarea a_{ij} :
 - este infinită între porți opuse ($i=1$ și $i=2$ sau $i=3$ și $i=4$)
 - este minimă între porți alăturate ($i=1$ și $i=3$ sau $i=1$ și $i=4$, etc.)

$$1. a_{12} = a_{21} = a_{34} = a_{43} = \infty \quad 2. a_{13} = a_{31} = a_{14} = a_{41} = a_{23} = a_{32} = a_{24} = a_{42} = \dots = 3dB$$

$$\text{unde: } a_{ij} = 10 \lg(P_{0i}/P_j), \quad i \neq j, \quad i, j = 1 \dots 4$$

P_{0i} : putere maxim disponibilă la portul i P_j : putere consumată la portul j .

A. Câmpeanu U.P.T.

50

Calculul componentelor unui transformator diferențial

Calculul elementelor transformatorului diferențial se face pornind de la ipoteza că circuitul îndeplinește condițiile specificate anterior: (1) izolare și (2) simetrie și adaptare. E suficient să impunem satisfacerea acestor condiții la o poartă, ele vor fi valabile la toate porțile.

- Pentru calcul plasăm sursa E_3 la portul 3. În aceste condiții, la portul 4 trebuie ca $V_4 = 0$ iar tensiunile la porturile 1 și 2 sunt egale: $V_1 = V_2$.

- Sunt două condiții care conduc la tensiune nulă în secundarul 4:

$$V_4 = 0 \Rightarrow 1. N_{41} = N_{42} = N_0/2$$

$$2. I_2 = -I_1 = I_3/2$$

- Egalitatea curenților conduce la egalitatea impedanțelor corespunzătoare

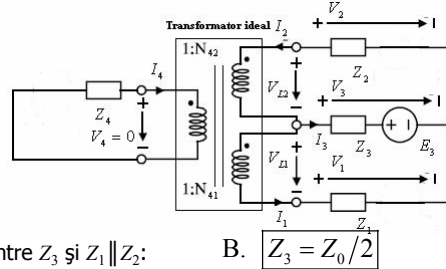
$$A. Z_1 = Z_2 = Z_0$$

- Adaptarea la portul 3 impune egalitatea între Z_3 și $Z_1 \parallel Z_2$:

$$B. Z_3 = Z_0/2$$

- În sfârșit, reflectând impedanțele Z_1 și Z_2 prin înfășurările reunite N_{41} și N_{42} în primarul portului 4, impunem și la acest port, realizarea adaptării:

$$Z_4 = \frac{Z_1 + Z_2}{N_0^2} \Rightarrow C. Z_4 = \frac{2}{N_0^2} Z_0$$



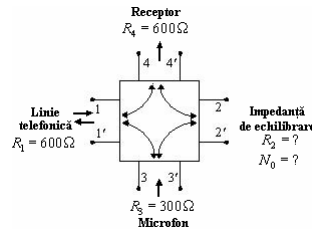
A. Câmpeanu U.P.T.

51

Aplicațiile transformatorului diferențial în telefonia "clasică"

- Principala utilizare constă în realizarea conversiei de la circuitele cu 2 fire la circuitele cu 4 fire sau de la modul de transmisie bilaterală la modul unilateral de transmisie. De precizat că un circuit cu două fire suportă transmisii simultane pe două direcții spre deosebire de circuitele cu 4 fire la care transmisia se face unilateral pe perechi de fire. Liniile telefonice "clasice" sunt în totalitate circuite cu 2 fire, pe când restul aparaturii telefonice lucrează pe principiul a 4 fire. Conversia între cele două moduri se realizează cu transformatoare diferențiale.

- Exemplificăm cu transformatorul diferențial plasat între receptorul telefonic "clasic" și linia telefonică. În figură este prezentat simbolul, modul de conectare și nivelul impedanțelor conectate la porturi.
- Impedanța de echilibrare are rolul de a asigura adaptarea la toate cele 4 porți. Valoarea ei se obține din relația A. Având în vedere caracterul reactiv al liniei telefonice se obișnuiește compensarea acestuia prin plasarea unei capacități în serie cu rezistența R_3 .
- Raportul de transformare N_0 este esențial și el pentru obținerea adaptării și izolării.
- Calculăm în condițiile de mai sus atenuarea a_{14} între portul 1 și portul 4. Presupunem sursa E_1 conectată la portul 1 și calculăm puterea disipată la portul 4.

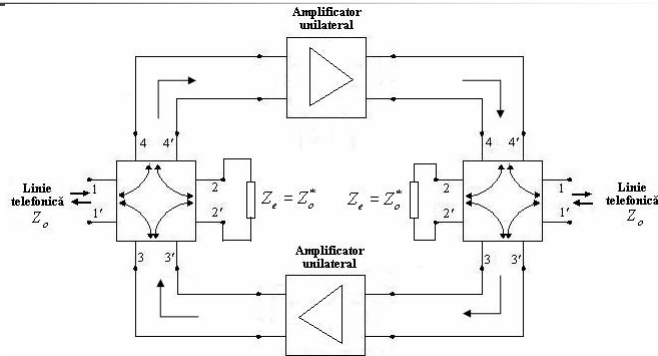


- $R_2 = R_1 = R_0 = 600\Omega$
- $R_4 = 2R_1/N_0^2 \Rightarrow N_0^2 = 2 \Rightarrow N_0/2 = \sqrt{2}/2$
 $P_{01} = \frac{|E_1|^2}{4R_1}$ și $P_4 = R_4|I_4|^2 = R_4\left(\frac{N_0}{2}\right)^2|I_1|^2$,
 $I_1 = \frac{E_1}{R_1 + R_3 + \left(\frac{N_0}{2}\right)^2 R_4} = \frac{E_1}{2R_1} \Rightarrow P_4 = \frac{|E_1|^2}{8R_1}$,
 $a_{14} = 10 \lg \frac{P_{01}}{P_4} = 10 \lg 2 = 3 \text{ dB}$.

A. Câmpeanu U.P.T.

52

Aplicațiile transformatorului diferențial în telefonia "clasică" - continuare -

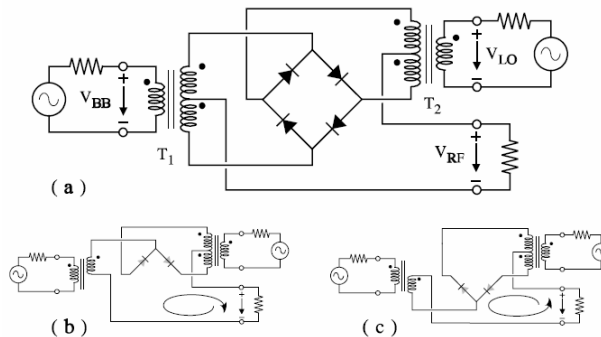


- Este ilustrată o aplicație tipică a transformatoarelor diferențiale în *repetoarele* utilizate la refacerea nivelului semnalului telefonic în cazul transmisiilor pe circuite pe 2 fire.
- Transformatoarele diferențiale realizează în acest caz conversia de la transmisia pe 2 fire la transmisia pe 4 fire și amplificarea separată a semnalelor de pe cele două sensuri de transmisie. Fără acestea, ieșirea unuia dintre amplificatoare s-ar aplica direct la intrarea celui de al doilea, ceea ce ar da o cale de reacție pozitivă în circuit.

A. Câmpeanu U.P.T.

53

Modulatorul în inel cu transformatoare diferențiale și diode în punte - Prezentare



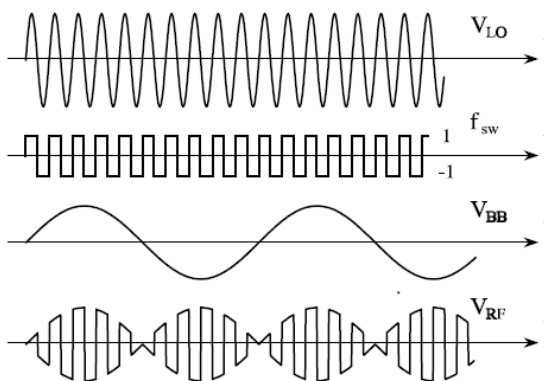
- Circuitul generează modulație MA-PS.
- Oscilatorul local (V_{LO}) din circuitul (a) furnizează un semnal sinusoidal pe frecvența purtătoare cu amplitudinea mult mai mare atât în raport cu semnalul modulator (V_{BB}) cât și cu căderea de tensiune pe două diode în conducție. Rolul lui este de a comuta sensul de curgere a curentului între cele două ramuri ale punții de diode ca în figurile (b) și (c). Acest proces echivalează în procesul de formare a semnalului modulat RF de la ieșirea V_{RF} cu multiplicarea semnalului V_{BB} cu funcția f_{sw} care comută între 1 și -1 în ritmul semnalului purtător.
- Transformatoarele diferențiale au rolul de a echilbra circuitul în sensul eliminării pătrunderii atât a semnalului V_{LO} cât și a semnalului V_{BB} în semnalul de la ieșire V_{RF} .

A. Câmpeanu U.P.T.

54

Modulatorul în inel cu transformatoare diferențiale și diode în punte – Forme de undă

- Eliminarea semnalelor nedorite care apar datorită neliniarității elementelor de circuit este realizată atât prin echilibrarea exactă a întregului circuit cât și prin izolarea surselor de semnal între ele.
- Pentru a preveni pătrunderea lui V_{BB} în semnalul de ieșire este necesar ca cele două secundare ale lui T_1 să realizeze rapoarte de transformare identice iar impedanțele diodelor ce conduc pe cele două alternanțe ale V_{LO} să fie egale.
- De asemenea, atât rezistența de sarcină cât și primarul lui T_1 sunt izolate de oscilatorul local, dacă cele două secundare ale lui T_2 sunt riguros identice.
- Prin urmare, precizia cu care este realizată dubla echilibrare determină cât de bună este eliminarea pătrunderii purtătoarei și a semnalului modulator în semnalul de ieșire.



A. Câmpeanu U.P.T.

55