

## Lucrarea 18

### CIRCUITE DE ADAPTARE PE IMAGINI

#### 18.A. OBIECTIVE

1. Studiul adaptării prin circuite în  $T$ .
2. Studiul comportării în frecvență a adaptorilor în  $T$ .

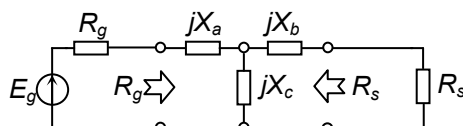
#### 18.B. CONSIDERAȚII TEORETICE

Circuitele de adaptare pe imagini sunt diporți asimetrice, nedisipativi (pentru reducerea pierderilor de energie), proiectați astfel încât impedanțele imagine ale diportului să fie egale cu impedanțele echivalente amonte, respectiv aval. De obicei, se preferă structuri în  $T$  sau în  $\Pi$ .

*Figura 18.1* prezintă un diport de adaptare în  $T$  între două rezistențe:  $R_g$  în amonte, respectiv  $R_s$  în aval.

După cum sugerează săgețile din imagine, rezistența de sarcină ( $R_s$ ) este „văzută” din primar ca o rezistență egală cu rezistența internă a sursei ( $R_g$ ).

În același timp, rezistența internă a sursei ( $R_g$ ) este „văzută” din secundar ca o rezistență egală cu sarcina ( $R_s$ ).



*Figura 18.1*

**OBSERVAȚIE:** Diportul fiind nedisipativ, puterea activă transmisă la intrarea diportului se regăsește, integral, pe sarcină.

Pe baza acestei observații, se pot scrie relațiile:

$$\left. \begin{array}{l} R_g \cdot I_1^2 = R_s \cdot I_2^2 \\ \frac{U_1^2}{R_g} = \frac{U_2^2}{R_s} \end{array} \right\} \Rightarrow \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} = \sqrt{\frac{R_g}{R_s}} = n \quad (18.1)$$

Cu alte cuvinte, adaptorul se comportă asemănător cu un transformator având raportul de transformare  $n$  (vezi și relația (17.3) din *Lucrarea 17*).

Reactanțele diportului în  $T$  de adaptare se dimensionează conform relațiilor:

$$\begin{aligned} X_c &= K_{CT} \cdot \sqrt{R_g \cdot R_s} \\ X_a &= \pm R_g \sqrt{K_{CT}^2 - 1} - X_c \\ X_b &= \pm R_s \sqrt{K_{CT}^2 - 1} - X_c \end{aligned} \quad (18.2)$$

unde  $K_{CT}$  este un *factor de cuplaj* care poate fi ales arbitrar (pozitiv în cazul unui cuplaj *inductiv*, sau negativ în cazul unui cuplaj *capacitiv*), respectând *condiția de cuplaj*:  $|K_{CT}| > 1$ .

Semnele ( $\pm$ ) trebuie „cuplate”, alegând același semn în ambele relații: se „cuplează” (+) cu (+), sau (-) cu (-). Din combinarea posibilităților avute la dispoziție rezultă 4 combinații posibile. Toate cele 4 variante asigură adaptarea, dar se comportă ușor diferit, după cum se va vedea mai jos.

După cum s-a observat și în *Lucrarea 17*, circuitele de adaptare – exceptând transformatorul ideal – introduc defazaje între semnalele de intrare și de ieșire. În cazul adaptorilor în  $T$ , acest defazaj depinde de valoarea lui  $K_{CT}$ . Cum acesta poate fi ales arbitrar (din punctul de vedere al adaptării), putem alege o valoare care să asigure un defazaj dorit. Aceasta se realizează pe baza relației:

$$K_{CT} = -\frac{1}{\sin b} = \frac{1}{\sin \varphi} \quad (18.3)$$

unde  $b$  este partea imaginară a constantei de transfer (defazajul intrării față de ieșire), egală cu defazajul  $\varphi$  al ieșirii față de intrare cu semn schimbat.

Notând cu  $\alpha$  un unghi pozitiv,  $\alpha < \pi / 2$ , în funcție de semnele alese în (18.2) rezultă cele patru variante posibile de defazaje, prezentate în Tabelul 18.1.

Tabelul 18.1

Semn $K_{CT}$	Semn $\sqrt{\quad}$ în $X_a, X_b$	$\varphi$
+	+	$\alpha$
	-	$\pi - \alpha$
-	+	$-(\pi - \alpha)$
	-	$-\alpha$

Analizând datele din Tabelul 18.1, putem face următoarele observații:

- semnul defazajului este același cu semnul factorului  $K_{CT}$ :
  - dacă  $K_{CT} < 0$  (cuplaj *capacitiv*, reactanța transversală este *capacitivă*),  $\varphi < 0$ , deci ieșirea este *în urma* intrării;
  - dacă  $K_{CT} > 0$  (cuplaj *inductiv*, reactanța transversală este *inductivă*),  $\varphi > 0$ , deci ieșirea este *în avans* față de intrare.
- dacă semnul radicalului din ultimele relații din (18.2) *coincide* cu semnul lui  $K_{CT}$ , defazajul realizat este (în modul) *mai mic* decât  $\pi/2$ ;
- dacă semnul radicalului din ultimele relații din (18.2) este *opus* semnului lui  $K_{CT}$ , defazajul realizat este (în modul) *mai mare* decât  $\pi/2$  și egal (în modul) cu  $\pi$  minus defazajul realizat la punctul anterior.

În proiectarea diporților de adaptare lucrând pe imagini trebuie să se țină cont și de următoarele observații:

- caracteristicile de frecvență ale diporților de adaptare în  $T$  prezintă un maxim la frecvența de lucru;

- ▶ diporții care realizează defazaje "mici" ( $\pm\alpha$ ) prezintă și o caracteristică de frecvență mai "largă", deci asigură adaptarea într-o bandă mai largă, în jurul frecvenței de lucru;
- ▶ diporții care realizează defazaje "mari" ( $\pm(\pi - \alpha)$ ) prezintă o caracteristică de frecvență mai "îngustă", deci asigură adaptarea într-o bandă mai îngustă, în jurul frecvenței de lucru.

În concluzie, dacă se fixează un anumit defazaj, din cele 4 variante de diporți care realizează adaptarea, va rămâne o singură variantă bine determinată.

Diporții de adaptare – exceptând transformatorul ideal – au un comportament selectiv în frecvență, deci vor realiza adaptarea doar la frecvența de lucru și, cu aproximație, în jurul acesteia.

După determinarea reactanțelor (18.2), elementele circuitului (inductanțe – pentru reactanțele pozitive, respectiv capacități – pentru reactanțele negative) se vor determina în funcție de frecvența de lucru dorită.

## 18.C. PROBLEME PREGĂTITOARE

**18.C.1.** Pentru  $R_g = 377\Omega$ ,  $R_s = 188.5\Omega$ ,  $\alpha = \pi/6 = 30^\circ$  și o frecvență de lucru de  $1\text{MHz}$ , completați *Tabelul 18.2* ( $\Delta t$  = timpul de avans / întârziere a ieșirii față de intrare).

*Tabelul 18.2*

Cazul	$\varphi$ [°]	$\Delta t$ [ns]	$K_{cT}$	$X_c$ [ $\Omega$ ]	Semn radical	$X_a$ [ $\Omega$ ]	$X_b$ [ $\Omega$ ]
A	30				+		
B	150				-		
C	-150				+		
D	-30				-		

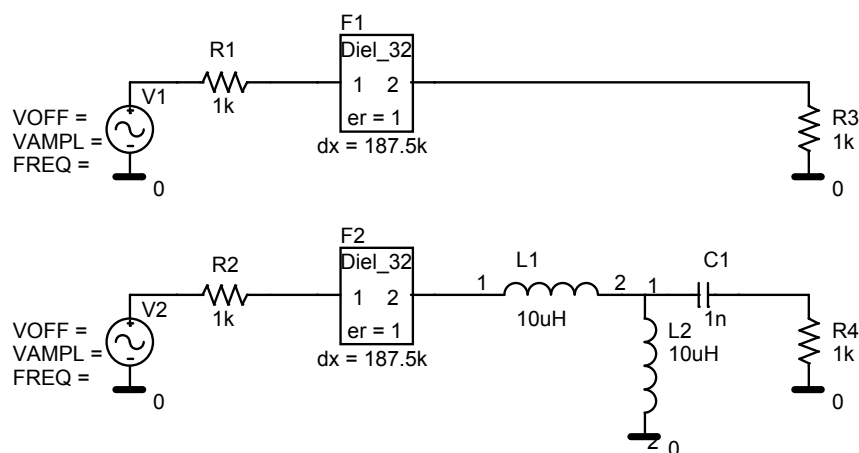
**18.C.2.** Pornind de la datele din problema precedentă, calculați valorile inductanțelor (capacităților) corespunzătoare, completați *Tabelul 18.3*, apoi desenați schemele de adaptori rezultate.

*Tabelul 18.3*

Cazul	$L_a/C_a$	$L_b/C_b$	$L_c/C_c$
A			
B			
C			
D			

### 18.D. DESFĂȘURAREA LUCRĂRII

Cu datele calculate pentru cazul A din *Tabelul 18.3*, realizați schema de simulare din *Figura 18.2*.



*Figura 18.2*

Fixați parametrii elementelor de circuit la următoarele valori:

- sursele sinusoidale: tensiunea de offset 0V, amplitudinea 1V, frecvența 1MHz, AC = 1V;

- rezistențele surselor: la primul circuit  $R_{g1} = 377\Omega$ , la al doilea circuit  $R_g = 377\Omega$ ;
- rezistențele de sarcină: la primul circuit  $R_{s1} = 188.5\Omega$ , la al doilea circuit  $R_s = 188.5\Omega$  (jumătate din  $R_{g1}$ , respectiv  $R_g$ );
- blocurile *DIEL\_32*:  $dx = 9.375$ ;
- bobine și condensator:  $L_a$ ,  $C_b$  și  $L_c$ , cu valorile obținute în *Tabelul 18.3*.

Amintim că blocurile *DIEL\_32* sunt modele de linii de întârziere, introduse pentru a putea observa apariția și efectul *undelor inverse* în amonte de sarcină (în circuitul de referință, cel de sus în *Figura 18.2*), respectiv în amonte de adaptorul în *T* (în circuitul adaptat, cel de jos în *Figura 18.2*).

**18.D.1.** Pentru mai multă operativitate, veți crea mai întâi toate profilele de simulare de care veți avea nevoie pe parcursul lucrării:

- pentru analiza în **domeniul timp**: creați un profil de simulare numit "*timpA*", de tip *Time Domain* (durata simulării =  $10\mu s$ , pasul maxim =  $4ns$  și bifați opțiunea *SKIPBP*). Creați apoi încă 3 profile de simulare identice<sup>(1)</sup>, numite "*timpB*", "*timpC*" și "*timpD*".
- pentru analiza în **domeniul frecvență**: creați un profil de simulare numit "*frecvA*", de tip *ACSweep/Noise* (frecvența minimă =  $100kHz$ , cea maximă =  $10MHz$ ,  $100$  puncte/decadă). Creați apoi încă 3 profile de simulare identice, numite "*frecvB*", "*frecvC*" și "*frecvD*".

Activați profilul "*timpA*" și apăsați **RUN**.

Activați profilul "*frecvA*" și apăsați **RUN**.

În continuare, pentru **fiecare** dintre cazurile *B*, *C* și *D*, procedați astfel:

- 1) fără a închide fereastra cu rezultate, reveniți la schemă și modificați adaptorul corespunzător cazului, utilizând datele din *Tabelul 18.2*;
- 2) activați profilul "*timp*" al cazului și apăsați **RUN**;
- 3) activați profilul "*frecv*" al cazului și apăsați **RUN**;

<sup>(1)</sup> Pentru a crea un profil identic cu altul deja creat, în fereastra în care dați numele noului profil, la *Inherit From* selectați numele profilului anterior.

4) reluați de la pasul 1) pentru cazul următor.

După fiecare rulare, programul creează câte un fișier de date cu extensia ".dat", deci în acest moment există 8 fișiere de date (corespunzător celor 8 rulări pe care le-ați făcut până acum).

Prin urmare, în restul lucrării nu va mai fi nevoie să rulați vreo simulare, doar trebuie deschis fișierul de date de care aveți nevoie.

### 18.D.2. Să studiem mai întâi **comportamentul în domeniul timp**.

Pentru aceasta, închideți ferestrele cu grafice în frecvență, astfel încât să rămână doar cele în domeniul timp.

În fiecare fereastră, procedați astfel:

- mai adăugați un grafic;
- afișați cu ajutorul butonului **ADD TRACE** următoarele 4 tensiuni:
  - în graficul de *sus*: din *circuitul de referință*: (1) tensiunea de la intrarea liniei de întârziere și (2) diferența dintre această tensiune și tensiunea care s-ar stabili în condiții de adaptare ideală (jumătate din t.e.m. a sursei), diferență care reprezintă unda inversă;
  - în graficul de *jos*: din *circuitul adaptat*, aceleași două tensiuni ca mai sus.

În oricare fereastră, prin compararea celor două grafice, observați:

- în *circuitul de referință*: după  $2\mu s$ , (timpul necesar parcurgerii liniei de întârziere dus-întors) apare unda inversă, care are ca efect *reducerea amplitudinii* (este efectul neadaptării).
- în *circuitul adaptat*: după  $2\mu s$ , apare un proces tranzitoriu, după care amplitudinea revine la valoarea corespunzătoare situației de adaptare. Concluzie: circuitul de adaptare realizează, într-adevăr, adaptarea, acest lucru având loc după trecerea regimului tranzitoriu (aproximativ după câteva perioade ale semnalului).

Deschizând alternativ cele 4 ferestre, observați că aspectul și durata regimului tranzitoriu diferă în funcție de cazul considerat.

**18.D.3.** Închideți cele 4 ferestre și redeschideți fișierul de rezultate "timpA" de 2 ori (de la butonul **OPEN** din partea de sus a ferestrei). În continuare, vom studia doar formele de undă ale circuitului **adaptat**.

În *prima fereastră*, afișați tensiunea de la intrarea liniei de întârziere. Mai adăugați o axă Y de la *Plot* → *Add Y Axis*, pe care afișați (la altă scară) curentul prin  $R_g$  (care este și curentul prin impedanța echivalentă de intrare în linia de întârziere).

Măsurăți amplitudinea tensiunii ( $U_1$ ) și cea a curentului ( $I_1$ ) la intrarea liniei de întârziere (după trecerea regimului tranzitoriu, deci după  $5\mu s$ ) și completați în *Tabelul 18.4*.

În *a doua fereastră*, afișați tensiunea și curentul prin sarcină (pentru curent folosiți, ca mai înainte, o altă axă Y).

Măsurăți amplitudinea tensiunii ( $U_2$ ) și cea a curentului ( $I_2$ ), (după trecerea regimului tranzitoriu) și completați în *Tabelul 18.4*.

*Tabelul 18.4*

$U_1$	$I_1$	$U_2$	$I_2$	$Z_1$	$P_1$	$P_2$

Calculați impedanța de intrare în linia de întârziere ( $Z_1$ ) și comparați cu rezistența internă a sursei ( $377\Omega$ ). Adaptarea perfectă ar însemna egalitatea acestor valori.

Calculați puterile active în secțiunea de intrare a liniei de întârziere ( $P_1$ ), respectiv pe sarcină ( $P_2$ ) și completați în tabel. Teoretic, aceste puteri ar trebui să fie egale. Micile diferențe constatate aici – la fel ca și cele în privința impedanței de intrare în linia de întârziere – se datorează imperfecțiunii modelelor utilizate precum și a regimului tranzitoriu, care, teoretic, are o durată infinită. Dacă se prelungeste durata simulării, se poate constata o reducere a erorilor.

**18.D.4.** Închideți cele două ferestre și deschideți, din nou, toate cele 4 fișiere "timpA", "timpB", "timpC" și "timpD".

În fiecare fereastră, afișați tensiunea de la intrarea adaptorului și cea de pe sarcină, apoi măsurăți întârzierea / avansul ieșirii față de intrare ( $\Delta t$ ).

Valorile pentru  $\Delta t$  măsurat le luați din *Tabelul 18.2*. Calculați defazajul corespunzător ( $\varphi$ ) și erorile (în %) și completați *Tabelul 18.5*.



Tabelul 18.5

Cazul	$\Delta t$			$\varphi$		
	calculat	măsurat	eroarea	calculat	măsurat	eroarea
A				30		
B				150		
C				-150		
D				-30		

**18.D.5.** Să trecem acum la studiul **comportamentului în frecvență** a adaptorilor.

Pentru aceasta, închideți ferestrele "timp" și deschideți-le pe cele 4 cu "frecv". În fiecare fereastră, afișați tensiunea pe sarcină.

Deoarece pentru fiecare sursă parametrul  $AC = 1V$ , graficul tensiunii pe sarcină în funcție de frecvență reprezintă *caracteristica amplificării* de la sursa ideală la sarcină.

Observați comportamentul selectiv în frecvență al fiecărui adaptor și corelați cu structura acestora desenată la problema pregătitoare 18.C.2.

Măsurati amplificările maxime și frecvența la care acestea apar. Corelați valoarea amplificărilor maxime cu amplitudinea tensiunii pe sarcină măsurată la punctul 18.D.4.

Mai observați că:

- adaptorii care asigură defazaje (în modul) mai mici de  $\pi/2$  prezintă caracteristici mai "largi", deci la aceeași precizie, vor asigura adaptarea într-o bandă mai largă decât ceilalți (sau, la aceeași bandă – o precizie mai mare).
- adaptorii cu cuplaj inductiv (inductanță transversală) prezintă o tendință spre caracteristica de FTS, iar cei cu cuplaj capacitiv – o tendință spre caracteristica de FTJ.

Trebuie precizat faptul că "oscilațiile" caracteristicilor la frecvențe mari se datorează modelului de linie de întârziere.

Ca dovadă, reluați analizele în frecvență după eliminarea din scheme a liniilor de întârziere, caz în care puteți observa cum caracteristicile devin "netede".