

Capitolul 7

Principii și tehnici de filtrare antiperturbative

7.1 Generalități

Prin filtru se înțelege un circuit (pasiv sau activ) realizat cu rezistori, bobine și condensatori (concentrați sau distribuiți), care oferă o cale de minimă impedanță pentru un anumit spectru de frecvențe, concomitent cu blocarea trecerii unui alt spectru. Ca mijloace de protecție, filtrele sunt eficiente atunci când spectrul semnalului util este diferit de spectrul perturbator. Din punctul de vedere al proiectantului, filtrele reprezintă o soluție complementară (față de o bună ecranare, masare și interconectare), mai puțin fiabilă și relativ scumpă. Utilizarea filtrelor pentru a compensa unele erori de proiectare sau de execuție (de exemplu, etaje neliniare, care introduc distorsiuni armonice) nu este eficientă tehnic sau economic.

Cele mai uzuale filtre antiperturbative sunt filtrele trece-jos (F.T.J.), cu inductanță (șoc) serie și condensator paralel. Problema cea mai importantă în proiectarea filtrelor antiperturbative este determinarea celei mai economice configurații, care să ofere atenuări ridicate în domeniul de frecvențe 100 KHz-30 MHz, fără a fi (ireversibil) afectată de curenții sau tensiunile de joasă frecvență care o parcurg.

Între filtrele utilizate în telecomunicații și cele din practica antiperturbativă există diferențe de principiu, cauzate atât de tensiunile și curenții la care sunt solicitate, cât și de abordarea esențial diferită a problematicii neadaptărilor de impedanțe.

Uneori, filtrele de rețea, plasate la ieșirea diverselor echipamente, pot afecta caracteristicile electrice ale acestora, ducând la căderi de tensiune nedorite sau la scurgeri excesive de curent la masă.

7.2 Definiții și parametri

7.2.1 Intrare - ieșire

Filtrul poate fi privit ca un diport. Poarta conectată la sursa de perturbații se numește **“intrare”** iar cea conectată la circuitul care trebuie

protejat se numește “ieșire”.

Conform acestei convenții, rețeaua electrică va fi conectată la “intrarea” filtrului dacă se urmărește protejarea aparaturii de perturbațiile vehiculate în cel mai lung și mai expus traseu electric. Dacă se urmărește diminuarea perturbațiilor introduse în rețea de un anumit dispozitiv, atunci alimentarea cu tensiune alternativă va fi considerată ca fiind conectată la ieșirea filtrului. Deoarece ambele funcțiuni antemenționate sunt la fel de utile, filtrele de rețea vor avea, în marea lor majoritate, o configurație bidirecțională quasi-simetrică.

7.2.2 Pierderile prin inserție

Deși asemănătoare ca semnificație cu atenuarea de tensiune introdusă de un filtru, pierderile prin inserție nu sunt funcții de transfer. Definiția și metoda de măsurare a acestui parametru de bază este prezentată în figura 7.1, a și b:

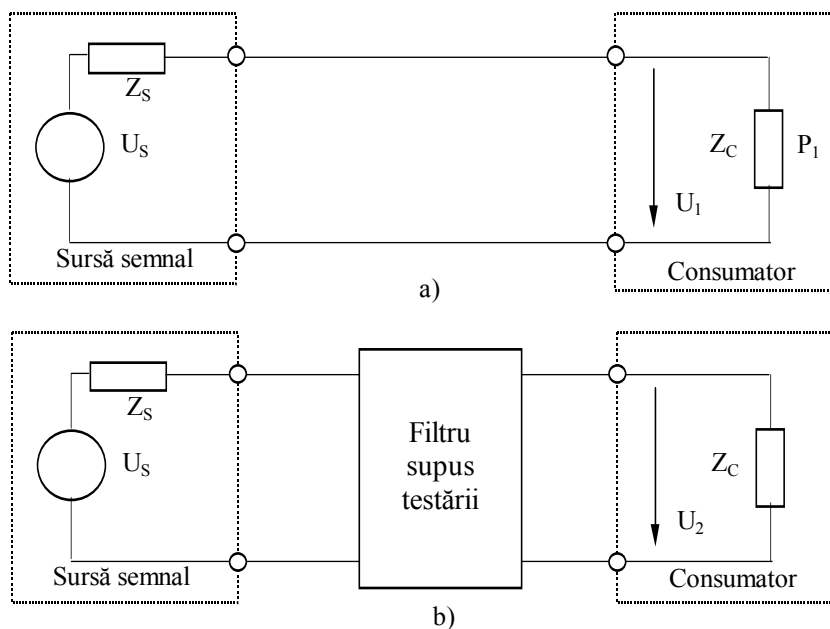


Fig7.1 Conexiunea de bază sursă-consumator (a) și intercalarea filtrului de rețea (b)

Prin definiție,

$$PI = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} \text{ (dB)} \quad (7.1)$$

unde U_1 și U_2 reprezintă tensiunile măsurate pe sarcină înainte, respectiv după

inserarea filtrului iar **PI** este prescurtarea folosită pentru pierderile prin inserție.

Pentru a nu se introduce pierderi legate de neadaptarea de sarcină, se impune ca impedanța sursei Z_0 să fie egală cu impedanța de sarcină, Z_C .

În vederea unei abordări unitare a filtrelor, vom considera polaritățile și sensurile de măsurare, împreună cu impedanțele corespunzătoare, conform convențiilor din figura 7.2:

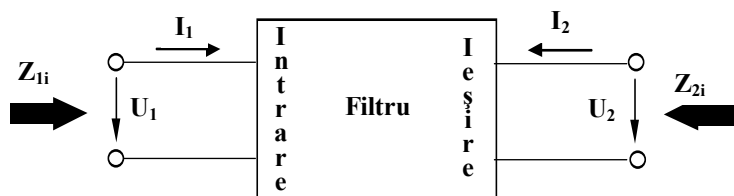


Fig.7.2 Filtru de rețea considerat drept cuadripol

Global, filtrul din figura 7.2 poate fi descris de ecuațiile (7.2):

$$U_1 = Z_{11} \cdot I_1 + Z_{12} \cdot I_2 \quad (7.2)$$

$$U_2 = Z_{21} \cdot I_1 + Z_{22} \cdot I_2$$

Dacă $I_2 = 0$ (circuitul deschis, cu sarcină infinită), Z_{11} (impedanța de intrare pentru circuitul deschis) și Z_{21} (impedanța de transfer la ieșire pentru circuitul deschis) sunt calculabile imediat cu relațiile (7.3), rezultate din (7.2):

$$Z_{11} = \frac{U_1}{I_1} \quad (7.3)$$

$$Z_{21} = \frac{U_2}{I_1}$$

În mod asemănător, în cazul în care intrarea este neîncărcată, ($I_1 = 0$), putem calcula impedanța de ieșire pentru circuit deschis, Z_{22} și impedanța de transfer la intrare, pentru circuitul deschis, Z_{12} , cu relațiile (7.4):

$$Z_{12} = \frac{U_1}{I_2} \quad (7.4)$$

$$Z_{22} = \frac{U_2}{I_2}$$

Pentru calculul pierderilor prin inserție, parametrii “cascadă” sunt mai utilizați decât parametrii tip impedanță, deoarece pun în evidență o relație intrare - ieșire ușor de aplicat:

$$U_1 = A_{11} \cdot U_2 - A_{12} \cdot I_2 \quad (7.5,a)$$

$$I_1 = A_{21} \cdot U_2 - A_{22} \cdot I_2 \quad (7.5,b)$$

Coeficienții A_{11} și A_{22} sunt adimensionali; relația (7.5, a) semnifică o atenuare de tensiune iar relația (7.5,b) o atenuare de curent. Parametrul A_{12} are dimensiunea unei impedanțe iar A_{21} are dimensiunea unei admitanțe.

În relațiile (7.5) considerăm cazurile limită, $I_2 = 0$, respectiv $I_1 = 0$, obținând astfel relațiile de legătură între parametrii “cascadă” (întâlniți în literatura de specialitate și sub denumirea de “parametri tip lanț”) și parametrii “impedanță”.

$$\begin{aligned} A_{11} &= \frac{Z_{11}}{Z_{21}} \\ A_{12} &= \frac{Z_{11} \cdot Z_{22}}{Z_{21}} - Z_{12} \\ A_{21} &= \frac{1}{Z_{21}} \\ A_{22} &= \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \end{aligned} \quad (7.6)$$

Dacă impedanța de sarcină a circuitului din figura 7.2 este Z_L , impedanța echivalentă, văzută dinspre intrare se poate exprima în funcție de parametrii definiți prin relațiile (7.3), (7.4) și (7.5), astfel:

$$Z_{1i} = \frac{A_{12} + A_{11} \cdot Z_L}{A_{22} + A_{21} \cdot Z_L} \quad (7.7)$$

În mod simetric, încărcând intrarea dispozitivului cu impedanța sursei Z_s , impedanța de intrare, văzută dinspre “ieșire”, poate fi exprimată cu relația (7.8):

$$Z_{2i} = \frac{A_{12} + A_{11} \cdot Z_s}{A_{22} + A_{21} \cdot Z_s} \quad (7.8)$$

În cadrul stabilit de relațiile (7.2)÷(7.8), pierderile prin inserție, definite cu (7.1), pot fi exprimate în funcție de parametrii “impedanță” (7.9) sau parametrii “cascadă”, (7.10):

$$PI = 20 \lg \frac{(Z_{11} + Z_s)(Z_L + Z_{22}) - Z_{12} \cdot Z_{21}}{(Z_s + Z_L) \cdot Z_{21}} \quad (7.9)$$

$$PI = 20 \lg \frac{A_{11} \cdot Z_L + A_{12} + A_{21} \cdot Z_s \cdot Z_L + A_{22} \cdot Z_s}{(Z_s + Z_L)} \quad (7.10)$$

Desigur, atât parametrii “impedanță” cât și cei “cascadă” sunt funcție de frecvența f , astfel încât PI (exprimate în dB) ale unui filtru sunt reprezentate grafic prin curbe, având pe axa absciselor $\lg \omega$ sau $\lg f$.

7.3 Configurații de bază ale filtrelor antiperturbative

Având drept parametru definitoriu PI , ținând cont de unele limitări sau condiții impuse, (căderile de tensiune acceptabile pe filtru, curenții capacitivi maximi ce pot fi dirijați către pământ, adaptările de impedanță), se alege una din configurațiile de bază ale filtrelor trece-jos, bobină-condensator (LC): în “T”, în “ π ”, în “L” sau în “C” - figura 7.3.

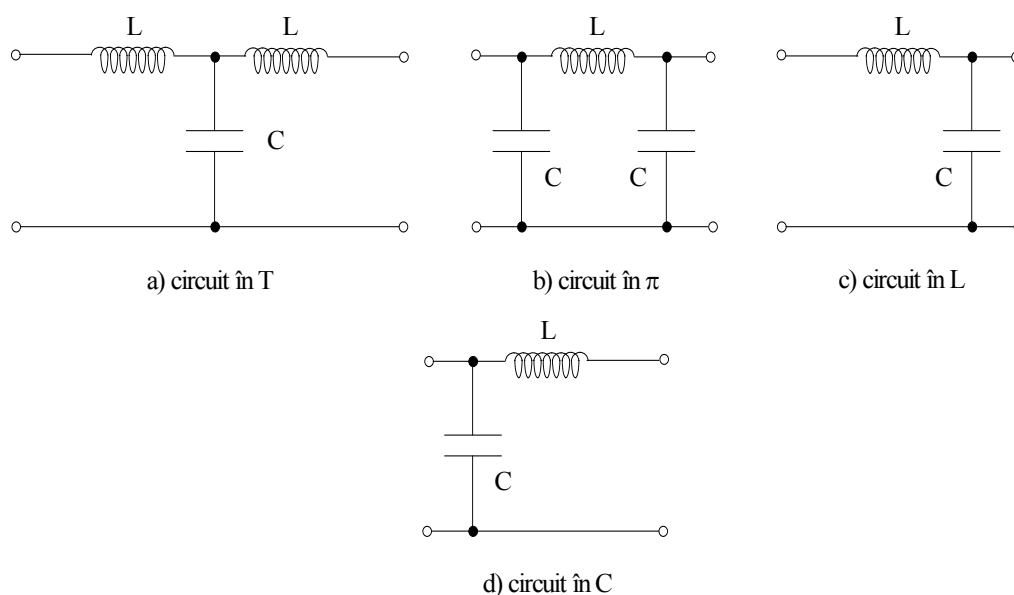


Fig. 7.3 Configurații de bază ale filtrelor L-C, trece jos

Aceste filtre oferă pentru frecvențele joase o impedanță serie mică și o impedanță paralelă mare, situația inversându-se odată cu creșterea frecvențelor.

Dacă atât Z_S cât și Z_L sunt de același ordin de mărime, sunt recomandabile structurile simetrice (în T , pentru Z_S și Z_L mici, respectiv în π pentru Z_S și Z_L mari). Dacă Z_S este mult mai mare decât Z_L este recomandată structura asimetrică în “C”, iar pentru situația inversă, structura asimetrică în “L” (se evită șuntarea impedanței mai mari a sursei, respectiv sarcinii de către reactanța condensatorului). Pentru a nu fi afectate performanțele filtrului, prin diminuarea considerabilă a reactanțelor sale inductive și capacitive, este recomandabilă respectarea unor reguli cu caracter orientativ.

Astfel, legătura filtrului cu o impedanță mică (a sursei sau a sarcinii) se va face prin inserierea unei bobine-șoc (reactanță inductivă mare) în timp ce interfațarea cu o impedanță mare (a sursei sau a sarcinii) se va face printr-un

condensator legat în paralel (reactanță capacitivă relativ mică la frecvențele de lucru ale filtrului). În acest mod se asigură atât funcționarea filtrului aproape de parametri proiectați, cât și compensarea (parțială) a variațiilor de impedanță ale sursei de zgomot sau ale sarcinii protejate.

Pentru creșterea performanțelor, se poate recurge la soluția “inșerării” (tip “scăriță”) a mai multor filtre de același tip, de regulă nedepășindu-se numărul de patru “celule” elementare.

Filtrele reprezentate în figura 7.3 sunt eficiente pentru suprimarea componentelor perturbative transmise pe un singur fir. În cazul real, când interferențe electromagnetice pot fi “cuplate” prin impedanța de RF de valoare mare dintre echipamentul electric și împământare, trebuie inserate astfel de filtre pe ambele trasee, deci un filtru antiinterferențial trebuie tratat ca un etaj cu șase terminale, conform figurii 7.4.

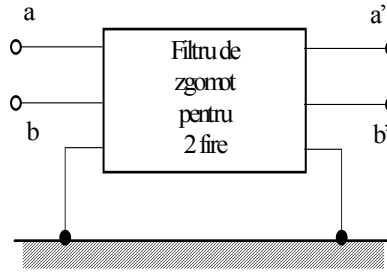


Fig. 7.4

Structura de bază a acestor filtre, care rejectează atât perturbațiile de mod comun cât și cele de mod diferențial este reprezentată în figura 7.5.

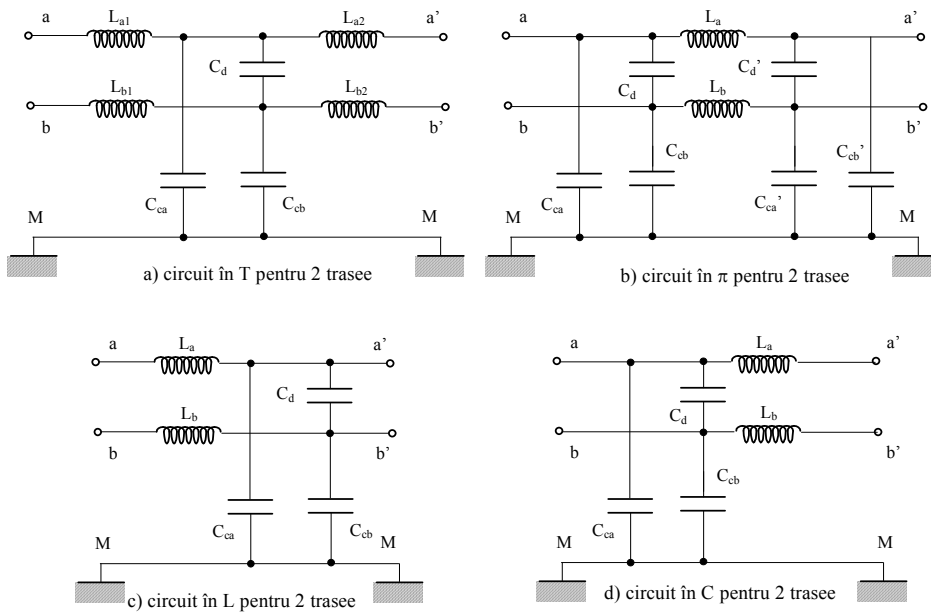


Fig. 7.5 Configurări tip tur-retur pentru filtre L-C trece jos

Din analiza celor patru cazuri de bază prezentate în figura 7.5 se desprinde concluzia că problema pierderilor prin inserție poate fi abordată atât ca mod comun cât și ca mod diferențial. În plus, soluțiile pot fi ușor generalizate pentru situația în care numărul traseelor de semnal ce trebuie simultan protejate

prin filtre antiperturbative este mai mare decât doi.

7.4 Adaptarea de impedanță

O trăsătură distinctivă a filtrelor antiinterferențiale (spre deosebire de filtrele de telecomunicații) este operarea în condiții de neadaptare de impedanță, greu de anticipat. Atât impedanța Z_S a sursei de zgomot, cât și impedanța Z_L la care este cuplată ieșirea filtrului au un mare grad de imprevizibil, din cel puțin două puncte de vedere:

- al modulului $Z(\omega)$,
- al defazajului introdus, determinat de caracterul inductiv sau capacitiv.

Impedanța de RF a surselor potențiale de zgomot variază în limite foarte largi, ea depinzând de configurația circuitului, de tehnologia de realizare (a legăturilor electrice mai ales), de ecranele existente și, desigur, de frecvență. Mai mult, impedanța de sarcină văzută de un filtru de rețea este și mai greu de prevăzut, ea depinzând în special de numărul și “gabaritul” consumatorilor bransați în aval.

O exemplificare a dificultăților introduse de neadaptarea sarcinii va fi discutată pentru cazul unui simplu filtru LC , impedanța sursei fiind considerată din motive de simplitate, neglijabil de mică (în această ipoteză, pierderile prin inserție PI sunt practic egale cu atenuarea în tensiune introdusă de filtru).

Cerința principală care trebuie să o îndeplinească un filtru antiperturbativ este să producă PI mai mari decât o valoare impusă PI_{min} , pentru orice frecvență mai mare de o valoare stabilită, f_t .

7.4.1 Cazul sarcinii rezistive

Notăm cu f_0 frecvența proprie de rezonanță $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ a filtrului LC ;

pentru o sarcină rezistivă avem pierderile prin inserție în funcție de frecvența f date de relația (7.11):

$$PI_R(f) = \sqrt{\left(1 - \frac{f^2}{f_0^2}\right)^2 + \left(\frac{2\pi fL}{R}\right)^2} \quad (7.11)$$

Montajul simplu cu care se pot face determinările experimentale care permit trasarea diagramelor $PI(f)$ este prezentat în figura 7.6.a.

Figura 7.6.b arată că în domeniul frecvențelor relativ joase pot apărea fenomene de rezonanță care conferă filtrului comportare amplificatoare (nu atenuatoare). Pericolul rezonanțelor este puternic atenuat de valori mai mici ale rezistenței sarcinii.

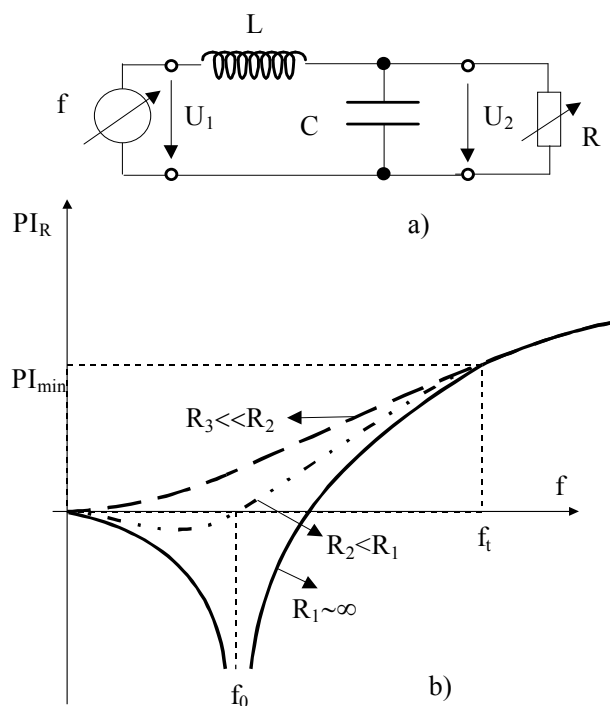


Fig. 7.6 Trasarea funcției PI , cazul sarcinii rezistive, funcție de frecvență, pentru diferite valori ale lui R

7.4.2 Cazul sarcinii inductive

În cazul PI pentru sarcină inductivă (circuitul R_L-L_L paralel), definim pulsația de rezonanță a circuitului cu relația (7.12):

$$f_L = f_0 \sqrt{1 + \frac{L}{L_L}} \quad (7.12)$$

unde f_0 este frecvența proprie de rezonanță a filtrului LC .

Schema de test este prezentată în figura 7.7:

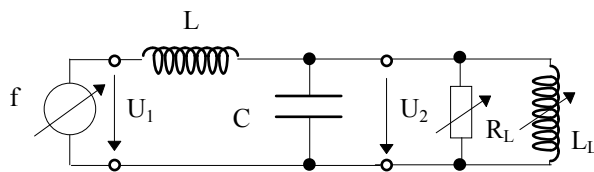


Fig. 7.7 Măsurarea PI în cazul sarcinii inductive

Pierderile prin inserție (în funcție de frecvență) în acest caz pot fi calculate cu formula:

$$PI_L(f) = \left(\frac{f_L}{f_0}\right)^2 \sqrt{\left(1 - \frac{f^2}{f_L^2}\right)^2 + \left(\frac{2\pi fL}{R_L}\right)^2} \cdot \left(\frac{f_0}{f_L}\right)^2 \quad (7.13)$$

O componentă rezistivă mică a impedanței de sarcină are rol de amortizare, filtrul având comportare de atenuator pentru toate frecvențele. În cazul rezistențelor de sarcină foarte mari (la limită, sarcina pur inductivă), frecvența de rezonanță crește către valorile de “tăiere”, f_t .

7.4.3 Cazul sarcinii capacitive

Vom considera sarcina de tip R-C paralel. Schema de test este reprezentată în figura 7.8, unde Z_L este formată dintr-un condensator variabil C_L plasat în paralel pe o rezistență reglabilă R_L :

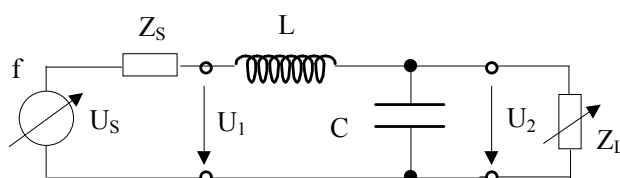


Fig. 7.8 Măsurarea PI în cazul filtrului cu sarcină capacitivă

Cu notațiile din figura 7.8, frecvența de rezonanță a circuitului este dată de formula (7.14):

$$f_c = f_0 \sqrt{\frac{C}{C + C_L}} \quad (7.14)$$

Pierderile prin inserție $PI_C(f)$ sunt calculabile cu formula:

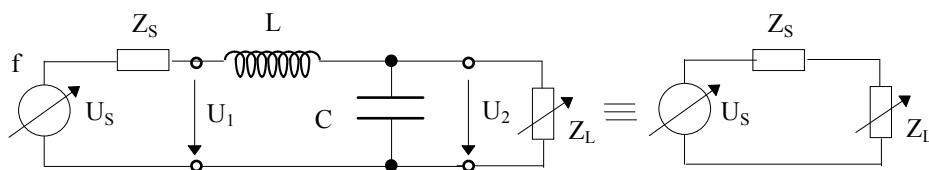
$$PI_C(f) = \sqrt{\left(1 - \frac{f^2}{f_c^2}\right)^2 + \left(\frac{2\pi fL}{R_L}\right)^2} \quad (7.15)$$

Natura capacitivă a sarcinii duce la o scădere a frecvenței de rezonanță, conducând la o creștere a PI în zona frecvențelor de tăiere.

Exemplele anterioare au abordat problematica neadaptării de impedanță în cazul simplificat al sursei de zgomot având Z_s practic neglijabil. În cazul general, diferențele între calculul teoretic (valabil pentru situația de adaptare de impedanță) și situația practică pot ajunge până la 40 dB/decadă.

Cazul extrem, cu impedanța sursei mult mai mare decât reactanța

inductivă serie a filtrului și impedanța sarcinii mult mai mică decât reactanța capacitivă paralelă a filtrului, implică practic anularea pierderilor prin inserție, conform figurii 7.9:

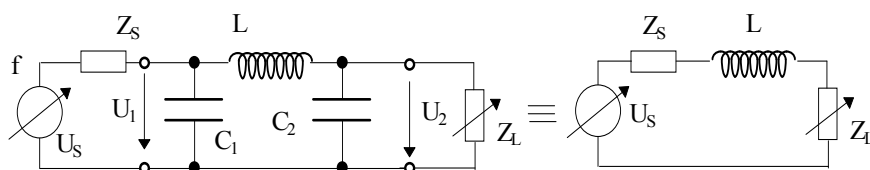


$$Z_s \gg \omega L; \quad Z_L \ll \frac{1}{\omega C}$$

$$Z_s + \omega L \cong Z_s; \quad Z_L \parallel \frac{1}{\omega C} \cong Z_L$$

Fig. 7.9 Caz limită, eficiența filtrului este foarte redusă

Din cauza efectului de șuntare, nu sunt recomandate configurațiile “trece-jos” în Π , atunci când impedanța sursei și impedanța sarcinii au valori relativ mici.



$$Z_s \ll \frac{1}{\omega C_1}; \quad Z_L \ll \frac{1}{\omega C_2}$$

Fig.7.10 Efectul de șuntare al condensatorilor configurației în Π

Pentru situația de adaptare, panta curbei pierderilor prin inserție (în funcție de frecvență), în cazul filtrului din figura 7.10 este de aproximativ 60 dB/decadă, reducându-se drastic, către 20 dB/decadă, în cazul neadaptării. Condiția de adaptare se verifică în jurul frecvenței de tăiere f_t , impedanța sursei trebuie să fie egală cu impedanța de intrare în filtru iar impedanța sarcinii egală cu impedanța de ieșire din filtru.

Performanțele filtrelor antiperturbative afectate de neadaptare pot fi îmbunătățite prin “cascadarea” mai multor etaje, respectându-se aceleași reguli cu cele stabilite în comentariul aferent figurii 7.3.

7.5 Filtrarea perturbațiilor de mod comun

Prin diverse cuplaje (cel mai adesea capacitive), semnalele variabile sunt dirijate către masă, devenind paraziți de mod comun, pentru care filtrele trebuie să joace un rol de suprimare.

Un caz relativ uzual este cel prezentat de o sursă de tensiune continuă care lucrează în comutație (figura 7.11). Filtrul L - C intercalat între convertorul CC/CC și rețeaua de alimentare are drept principal rol împiedicarea pătrunderii în rețea a impulsurilor ce apar în timpul funcționării sursei în comutație.

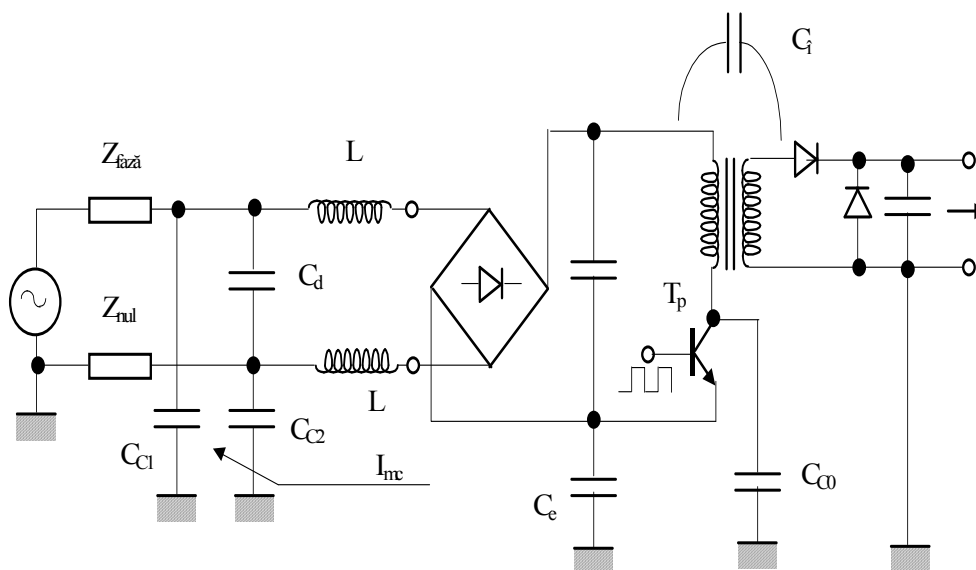


Fig. 7.11 Filtrare suplimentară necesară în cazul surselor în comutație

Semnalele în comutație care apar în colectorul și emitorul tranzistorului de putere T_p sau în transformatorul convertorului sunt parțial dirijate către masa comună, prin capacitățile parazite C_{co} , C_e și respectiv C_i , formând curentul de mod comun I_{mc} . Condensatoarele C_{C1} și C_{C2} concentrează capacitățile de cuplaj parazit ale celor două trasee de alimentare (tur+retur) la masă, fiind determinate mai ales de radiatoare, ecrane, carcase și miezuri de transformator. Desigur, valoarea condensatorului diferențial C_d este mult mai mare decât cea a condensatoarelor de cuplaj parazit, ceea ce înseamnă că pentru banda 100 KHz-10MHz, C_d poate fi considerat drept șunt.

Astfel, din punct de vedere al filtrării zgomotului (de mod comun), montajul din figura 7.11 acceptă schema echivalentă din figura 7.12:

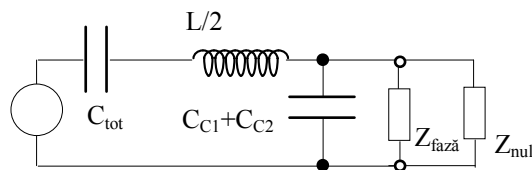


Fig. 7.12 Schema echivalentă de zgomot a sursei în comutație

S-a notat cu C_{tot} capacitatea totală de cuplaj parazit, care poate atinge valori de până la 10nF.

Sarcina filtrului o constituie impedanțele de linie (faza și nulul), plasate în paralel.

7.6 Variante de implementare a filtrelor de rețea

7.6.1 Generalități

În afară de condițiile de adaptare de impedanță, trebuie respectate limitările foarte severe impuse inductanțelor serie și capacităților paralele. Valoarea inductanței seriale este limitată de căderea de tensiune maxim admisibilă la frecvența rețelei iar valoarea capacității paralele de curentul de scurgeri maxim admisibil (probleme de securitate a muncii).

În proiectarea filtrelor de rețea, limitările mai sus menționate sunt exprimate de produsul LC .

Dacă notăm cu U_r tensiunea rețelei, cu f_r frecvența rețelei și cu I_S curentul de scăpări maxim admis, avem relația:

$$I_S = \frac{U_S}{\frac{1}{2\pi f_r C}} \quad (7.16)$$

Dacă notăm cu ΔU căderea de tensiune maxim admisă la curentul nominal I_n , avem relația pentru determinarea inductanței serie:

$$2\pi f_r \cdot L = \frac{\Delta U}{I_n} \quad (7.17)$$

Din relațiile (7.16) și (7.17) se obține valoarea maxim admisibilă a produsului LC :

$$LC = \frac{\Delta U}{I_n} \cdot \frac{I_S}{U_r} \cdot \frac{1}{(2\pi f_r)^2} \quad (7.18)$$

Valoarea produsului LC depinde atât de natura echipamentului cât și de puterea acestuia. Pentru dispozitivele de putere redusă, LC este aproximativ $100\mu H\mu F$. Această valoare (relativ mică) poate fi obținută cu un filtru tip LC având un singur etaj.

Pentru o astfel de configurație de filtru, în cazul în care frecvența de lucru este mai mare decât frecvența de tăiere, atenuarea (în funcție de frecvență) poate fi calculată cu relația:

$$A(f) = 4\pi^2 \cdot f^2 \cdot LC \quad (7.19)$$

Pentru valoarea $100 \mu H\mu F \cong 10^{-10}$ a produsului LC , avem la o frecvență de 158 kHz, o atenuare de tensiune $A(f) = 4\pi^2 \cdot 158^2 \cdot 10^6 \cdot 10^{-10} \cong 10^2$, ceea ce, exprimat în dB, ar fi $20\lg_{10} 10^2 = 40$ dB.

Această valoare este insuficientă pentru un filtru de rețea uzual, care trebuie să asigure o atenuare a perturbațiilor de minim 60-80 dB. Mai mult, datorită neadaptărilor de impedanță nu poate fi atinsă nici măcar atenuarea teoretică de 40 dB. O primă concluzie care se poate trage din acest calcul este că specificațiile de supresie a zgomotului vin în contradicție cu limitările impuse de produsul LC , ceea ce ridică probleme de proiectare.

Pentru echipamentele staționare, riscul de șoc mecanic accidental este redus, astfel încât, pentru simplitate, se poate face abstracție de limitarea legată de curentul capacitiv de scurgere la masă.

Să presupunem că se impune asigurarea PI de 80 dB la frecvența de 150 kHz. Deoarece am arătat că atenuarea de tensiune a unui singur etaj LC este de 40 dB/decadă, frecvența de tăiere trebuie fixată la aproximativ 1kHz. Deși această valoare este rezonabilă, există pericolul auto-oscilațiilor rezonante care pot apărea în vecinătatea frecvenței de tăiere, mai ales în situația unor factori de calitate Q de valoare ridicată. Deasemenea, în acest domeniu de frecvență, armonicile produse de echipamentele cu semiconductori au valoare ce nu poate fi neglijată, existând chiar pericolul amplificării lor.

Neadaptările de impedanță teoretic previzibile nu trebuie să ducă nici la căderi mari de tensiune reactivă, nici la diminuarea pierderilor prin inserție, deziderat îndeplinit de utilizarea configurațiilor cu mai multe etaje.

Pentru simplitatea scrierii, introducem notația:

$$m(f) = 4\pi^2 \cdot f^2 \cdot LC \quad (7.20)$$

În literatura de specialitate se găsesc riguros calculate atenuările de tensiune introduse de configurațiile LC cascade, în funcție de numărul de etaje.

Utilizare filtrelor "cascade" (în celule LC identice, înseriate) are, pentru valori ale lui n cuprinse între 2 și 5, câteva avantaje: permite reducerea reactanțelor, creșterea pierderilor prin inserție și limitarea influenței neadaptărilor de impedanță asupra performanțelor specifice.

Astfel, pentru un etaj avem formula clasică a atenuării "k":

$$k_1(f) = 1 - m(f) \quad (7.21)$$

Pentru 2 etaje:

$$k_2(f) = 1 - 3m + m^2 \quad (7.22)$$

Pentru 3 etaje:

$$k_3(f) = 1 - 6m + 5m^2 - m^3 \quad (7.23)$$

Pentru 4 etaje:

$$k_4(f) = 1 - 10m + 15m^2 - 7m^3 + m^4 \quad (7.24)$$

Relațiile (7.21)-(7.24) sunt relativ greu de aplicat și de generalizat. De aceea, există grafice care furnizează proiectantului valoarea atenuării de tensiune introduse (exprimată în dB), în funcție de valoarea frecvențelor de interes, pentru diverse valori ale produsului LC (exprimat în $\mu H \mu F$) și valori uzuale (între 2 și 5) ale numărului de etaje n .

Trebuie reținute două concluzii:

1) Datorită caracterului complet neliniar al relațiilor de genul (7.22)-(7.23), creșterea numărului de etaje peste un anumit număr (de regulă 4 sau 5) devine nejustificabilă, atenuarea tinzând spre un palier tip “saturație”.

2) O structură de 2-3 filtre înseriate permite obținerea unei atenuări impuse apelând la un produs LC mult mai mic decât în cazul unei singure celule, contribuind astfel (mai ales prin reducerea inductanțelor) la diminuarea costului și a dimensiunilor.

Ecuatiile (7.21)-(7.24) pot fi rescrise, în scopul evidențierii reactanței totale și a numărului de etaje folosit.

Notând cu L_t și cu C_t , inductanța, respectiv capacitatea totală a filtrului cu n etaje identice, inductanțele și capacitățile individuale vor avea valorile:

$$L_i = \frac{L_t}{n}, C_i = \frac{C_t}{n} \quad (7.25)$$

Ținând cont de (7.25), relația (7.20) devine:

$$m(f) = 4\pi^2 \cdot f^2 \cdot \frac{L_t}{n} \cdot \frac{C_t}{n} = \frac{4\pi^2 f^2}{n^2} \cdot L_t \cdot C_t \quad (7.26)$$

Graficele care reprezintă atenuarea în tensiune funcție de frecvență, pentru același produs $L_t C_t$, având drept parametru numărul de etaje n , permit o compararea corectă a performanțelor.

De exemplu, pentru cazul uzual al produsului $L_t C_t = 10^{-10} HF$, la frecvențe mai mici de 130 kHz, filtrul format numai din două etaje identice asigură o atenuare mai bună decât cel format din trei sau patru “celule”.

7.6.2 Filtre de rețea cu bobină “șoc” de mod comun

Din cauza limitărilor de volum, bobinele cu miez de aer au inductanțele mai mici de $100 \mu H$, ceea ce, pentru capacități uzuale de ordinul nF , stabilește

frecvența de rezonanță în jurul valorii de 150 KHz, frecvența limită inferioară a perturbațiilor de RF ce trebuie rejectate. Rezultă pericolul unei atenuări insuficiente, care nu poate fi îmbunătățită prin utilizare mai multor etaje.

Pentru rezolvarea acestui impediment, o soluție este reprezentată prin bobinele “șoc” de mod comun, care au o impedanță nesemnificativă pentru modul diferențial (frecvența de lucru) în timp ce pentru modul comun reprezintă o impedanță relativ ridicată.

Configurațiile unor filtre “Trece Jos” LC, respectiv Π, cu bobine șoc, sunt arătate în figura 7.13, a și b:

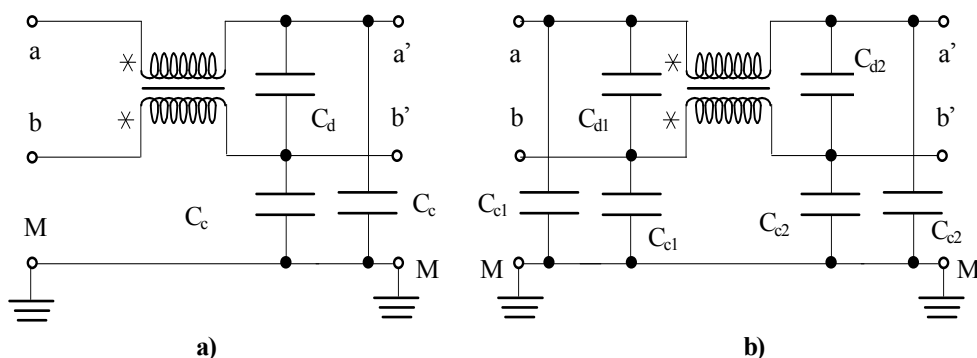


Fig. 7.13 Filtre trece-jos cu bobină de mod comun
 a) Configurație L-C b) Configurație Π

Acest tip de bobine cu miez introduce o cădere de tensiune neglijabilă, contribuind substanțial la creșterea valorii produsului LC (condensatorul supunându-se limitărilor anterior stabilite), datorită valorii mari a inductanței de mod comun. În acest mod, se diminuează dimensiunile și greutatea filtrului, pentru același efect obținut.

Explicarea diferențelor considerabile dintre pierderile prin inserție pentru modul comun și modul diferențial se poate face prin considerarea unor scheme echivalente separate, fig. 7.14, respectiv 7.15. Curenții de mod comun au același sens și se “scurg” către masă, în timp ce curenții diferențiali au sensuri opuse, fiind de tipul tur-retur.

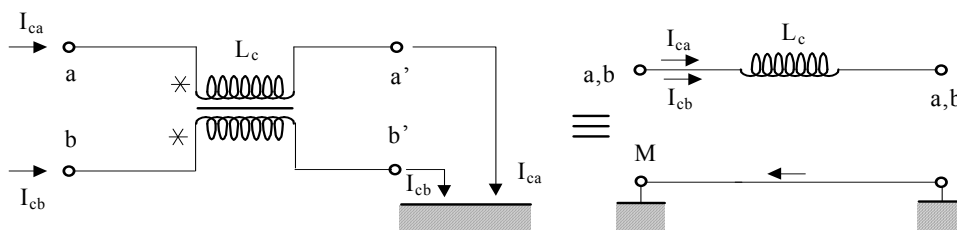


Fig. 7.14 Componentele de mod comun ale curentului și schema echivalentă

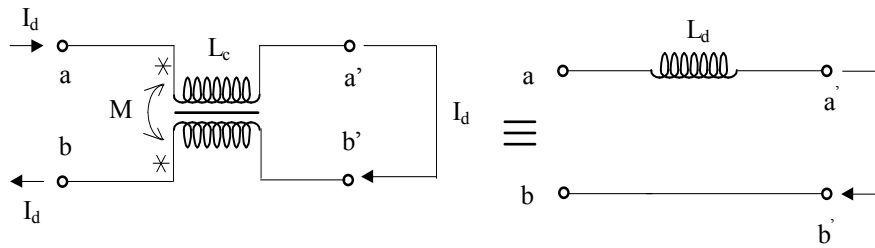


Fig. 7.15 Componentele de mod diferențial ale curentului și schema echivalentă

Pentru modul diferențial, inductanța echivalentă este foarte mică, fiind proporțională doar cu “scurgerile” între cele două înfășurări. Datorită sensului de bobinare, câmpurile magnetice produse în miez de curenții “operaționali”, care au valori mult mai mari decât cei de mod comun, se compensează, evitându-se intrarea miezului magnetic în saturație.

Pentru un cuplaj “strâns”, inductanța mutuală M are mărimea apropiată de L_C , implicând valori mici pentru inductanța diferențială (7.27):

$$L_d = 2(L_C - M) \quad (7.27)$$

Configurațiile prezentate în figura 7.13 dau rezultate satisfăcătoare în cazul aparaturii de putere relativ mică, care produce un zgomot diferențial de valori neglijabile. Dacă se impune o rejecție bună a zgomotului de mod diferențial introdus de echipamentele de putere mai mare, se poate utiliza schema îmbunătățită din figura 7.16, obținută prin înserierea bobinelor șoc, suplimentar față de configurația standard în Π .

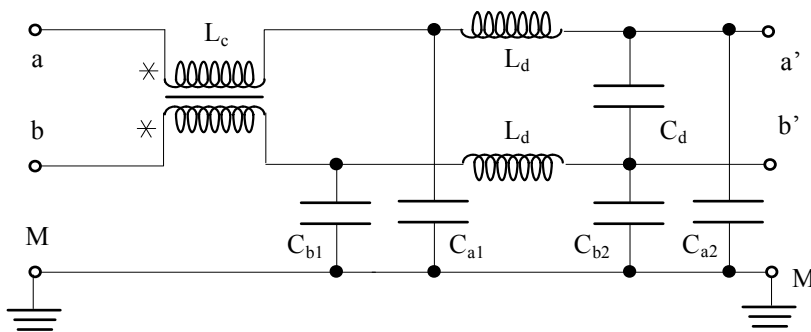


Fig. 7.16 Bobinele “șoc” pentru modul comun, înseriate cu filtrul diferențial, dublu, în Π

Rejecția modului comun poate fi urmărită de baza schemei echivalente din figura 7.17 a, iar a perturbațiilor de mod diferențial pe baza circuitului echivalent din figura 7.17 b.

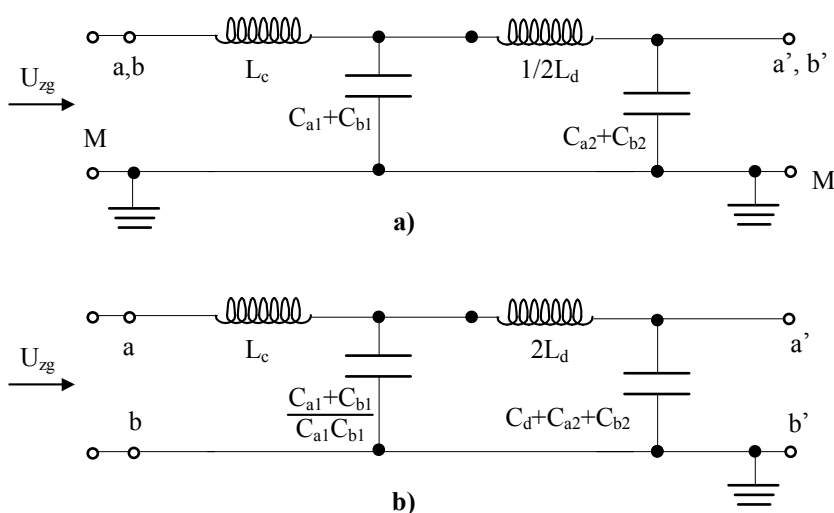


Fig. 7.17 Schema echivalentă de filtru trece-jos

a) pentru modul comun

b) pentru modul diferențial

Se observă configurația echivalentă, având două filtre LC înseriate, atât pentru modul comun cât și pentru cel diferențial (desigur, valorile L-C diferă, într-o anumită măsură, pentru cele două cazuri, rejecție mai bună asigurându-se pentru modul comun).

Rezultate și mai bune se pot obține în rejecția paraziților având mod de penetrare comun sau diferențial, dacă se utilizează la ieșire condensatori de trecere (în Y) iar la intrare, condensatori suplimentari, montați atât pentru modul diferențial cât și pentru cel comun (fig. 7.18).

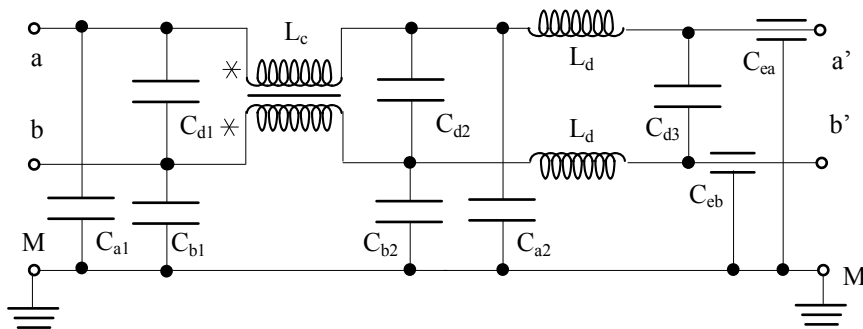


Fig. 7.18 Condensatori suplimentari plasați la intrarea, respectiv ieșirea filtrului, cu rol în îmbunătățirea performanțelor

Condensatorii de trecere îmbunătățesc performanțele de RF ale filtrului.

Circuitul echivalent pentru modul comun al filtrului din figura 7.18 este prezentat în figura 7.19 a), având structura a două filtre în Π , înseriate.

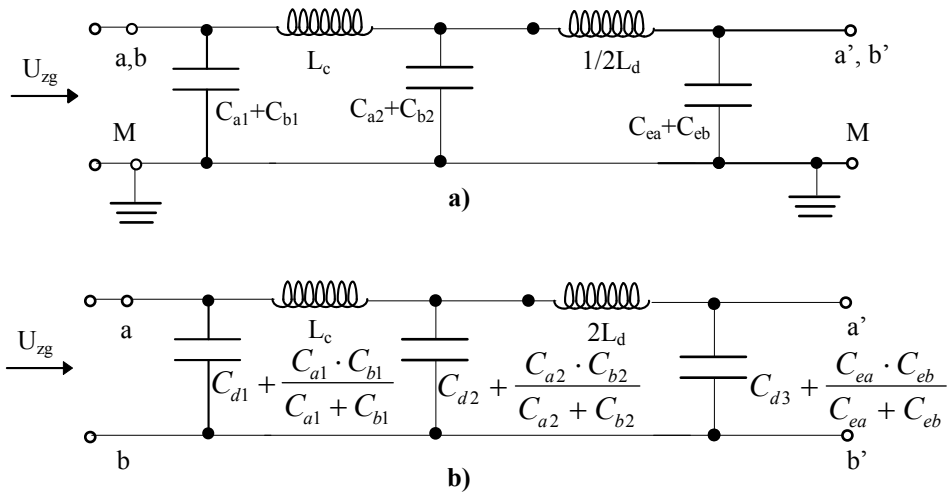


Fig. 7.19 Circuit echivalent pentru filtrul dublu în Π , cu bobine de mod comun înseriate și condensatori de trecere

a) perturbații de mod comun

b) perturbații diferențiale

În figura 7.19 b), avem schema echivalentă pentru modul diferențial, păstrând aceeași structură, cu două filtre în Π înseriate. Dacă însă ținem cont că L_c (inductanța de scăpări a bobinelor de mod comun, în circuitul echivalent de mod diferențial) este cu mult mai mică decât bobina serie L_d , schema din figura 7.19 b) s-ar putea reduce la un simplu etaj în Π , având condensatorul de intrare de valoare:

$$C_{\text{intrare}} = C_{d1} + \frac{C_{a1} \cdot C_{b1}}{C_{a1} + C_{b1}} + C_{d2} + \frac{C_{a2} \cdot C_{b2}}{C_{a2} + C_{b2}} \quad (7.28)$$