

Capitolul 8

Elemente de proiectarea și măsurarea filtrelor antiperturbative

8.1 Măsurarea pierderilor prin inserție

Pentru măsurarea celui mai important parametru al eficienței unui filtru, **pierderile prin inserție**, (esențial dependente de frecvență) este necesar în primul rând un generator calibrat, reglabil, care să acopere banda de interes.

8.1.1 Filtru simplu (inserat pe o singură linie)

Calibrarea montajului de test se face în poziția “c” a întrerupătorului, figura 8.1, iar măsurarea se face prin inserarea filtrului, în urma comutării în poziția “m”. Pentru a fi relevantă, măsurarea trebuie efectuată în condiții de impedanță clar specificate, cea mai uzuală impedanță de intrare/ieșire în RF având valoarea de 50Ω .

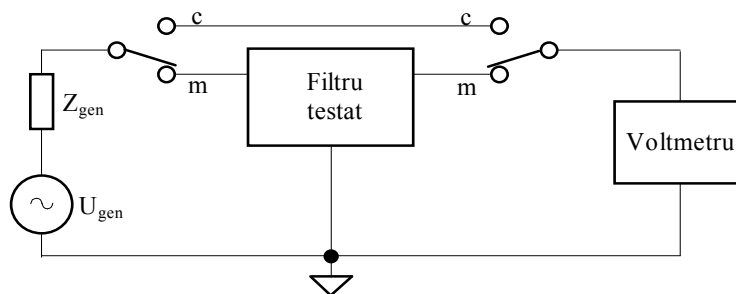


Fig.8.1 Montaj pentru măsurarea pierderilor prin inserție introduse de un filtru simplu (pe calea de semnal)

Același filtru LC, “trece jos”, în Π , prezintă pierderi prin inserție mai mari cu până la 20 dB, pentru cazul “standard” al impedanței aparatului de măsură de 50Ω , față de situația diferită, a unei impedanțe joase (de ordinul ohmilor). O impedanță joasă drept sarcină a filtrului are însă avantajul eliminării riscului de rezonanță.

Pentru a ne apropia de situația reală, mai ales în cazul filtrelor de rețea care echează aparatura de putere, se recomandă calculul impedanței generatorului de test pe baza căderii de tensiune pe firele de alimentare iar a impedanței de sarcină ca raport dintre tensiunea și curentul nominal al filtrului.

În calculul bobinelor șoc cu miez din material magnetic moale, dimensionarea trebuie făcută astfel încât, la curentul maxim estimat, să nu se atingă saturația, situație cu implicații nefavorabile asupra performanțelor filtrului.

Dacă se dorește testarea comportării filtrului față de perturbațiile de radio-frecvență, în situația în care curentul nominal are o valoare considerabilă (de ordinul zecilor de Amperi), se impune separarea celor două trasee, de RF (perturbator) și de JF (nominal), prin circuite “buffer”, care împiedică pătrunderea curenților mari (operaționali), în circuitul de măsură.

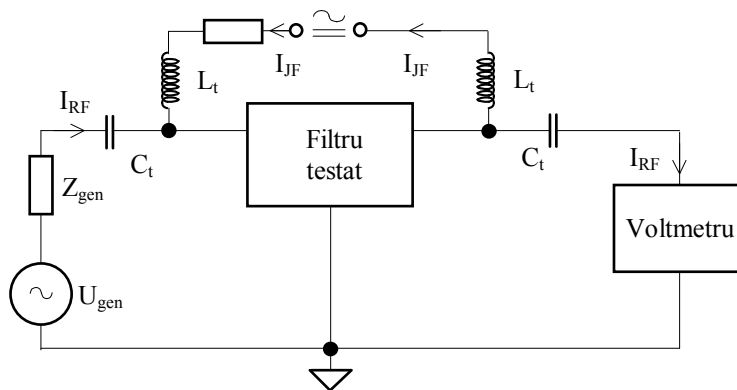


Fig.8.2 Separarea în frecvență a traseelor de forță și de semnal perturbator

Deosebirea esențială între filtrele utilizate în telecomunicații și cele antiinterferențiale constă în problematica adaptării de impedanță, cu efecte considerabile asupra relațiilor de proiectare.

Filtrele utilizate în telecomunicații lucrează pe impedanțe standard, de aceeași natură, riguros adaptate (impedanța sursei relative este egală cu impedanța de intrare a filtrului iar impedanța sarcinii corespunzătoare este egală cu impedanța de ieșire a filtrului). În cazul perturbațiilor, datorită caracterului aleatoriu, atât al surselor emițătoare cât și al căilor de penetrare (cuplaj), condițiile de “adaptare” nu sunt niciodată îndeplinite iar în analiza performanțelor unui filtru sau în proiectare este recomandabilă considerarea situației celei mai dezavantajoase.

Pierderile prin inserție sunt considerabil diminuate în situația apariției rezonanțelor. Cazul cel mai dezavantajos, susceptibil la fenomene de rezonanță, (factorul de calitate Q fiind suficient de mare), se întâlnește atunci

când impedanța sursei este (complex) conjugata impedanței de intrare a filtrului sau când impedanța de ieșire a filtrului este (complex) conjugata impedanței de sarcină. Configurația cea mai răspândită pentru filtrele de rețea este în Π , “trece jos”, (unul sau mai multe etaje). Pentru a adapta această configurație, care prezintă condensatoare atât la intrare cât și la ieșire, cu impedanța complex conjugată, se înscriază câte o bobină-șoc (reglabilă într-o marjă de valoare adecvată) atât la intrare cât și la ieșire, conform figurii 8.3.

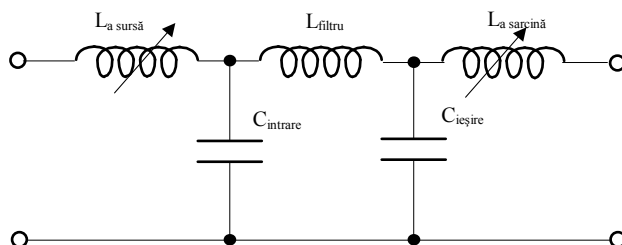


Fig. 8.3 Inserarea inductanțelor de adaptare a filtrului în Π cu sursa și respectiv sarcina

Valoarea inductanței, pentru frecvența de interes f_i se calculează din relația de rezonanță:

$$f_i = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}, \text{ de unde rezultă:}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_i^2 C} \quad (8.1)$$

În cazul configurației L-C “trece jos”, deasemeni întâlnită în practica filtrelor de rețea, situația cea mai defavorabilă poate fi obținută prin plasarea pe intrare a unui condensator ajustabil iar pe ieșire, a unei inductanțe ajustabile.

Fenomenele de rezonanță sunt mai ferme și deci mai ușor de sesizat dacă factorul de calitate al bobinei de adaptare este suficient de ridicat, recomandabil mai mare de 10. Pierderile prin inserție se produc mai mult în bobină decât în condensator.

Pentru a trasa o curbă a pierderilor prin inserție (în cazul cel mai defavorabil), funcție de frecvență, se vor efectua măsurări la mai multe frecvențe (de interes), cu ajustarea convenabilă a impedanțelor sursei, respectiv sarcinii. Dacă se folosește un sistem automatizat de măsură, cu un generator ce permite baleierea cu pași egali a domeniului de frecvență de interes, se trasează curbele pierderilor prin inserție, în funcție de frecvență, având drept parametru valorile inductanțelor de adaptare, înseriate pe intrare, respectiv ieșire. Orientativ, aceste inductanțe sunt de ordinul fracțiunilor de μH . Anvelopa (înfășurătoarea) punctelor de minim ale acestor curbe reprezintă curba pierderilor prin inserție în cazul cel mai defavorabil. Această curbă diferă

considerabil de cazul (cu valoare teoretică) măsurării pierderilor prin inserție ale aceluiași filtru, atunci când atât impedanța generatorului cât și cea a sarcinii au valoarea standardizată de 50Ω .

Evaluarea “realistă” a performanțelor unui filtru de rețea se face “in situ”, cu filtrul parcurs de curentul util nominal, care produce o anumită magnetizare a miezurilor bobinelor “șoc”.

Pentru injectarea controlată a perturbațiilor sunt utilizate două metode: **injectarea serie**, prin cuplaj inductiv și respectiv **injectarea paralel**, prin cuplaj capacitiv.

Pentru injectarea serială a perturbațiilor în “rețea” se utilizează montajul de test (pentru un filtru TJ în Π) prezentat în figura 8.4.

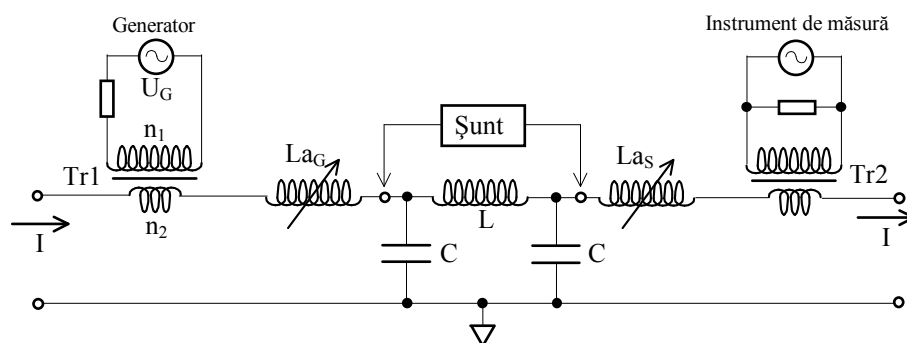


Fig.8.4 Injectarea serială a perturbațiilor în rețea

Cuplajul inductiv Tr_1 permite injectarea tensiunii perturbatoare de RF, în timp ce cuplajul Tr_2 (lucrând ca un transformator de curent), permite măsurarea curentului de RF la ieșirea filtrului. Bobinele ajustabile La_G și La_S , permit modificarea coeficienților de adaptare a filtrului cu impedanța generatorului, respectiv a sarcinii, pentru a ne situa în cazul cel mai defavorabil.

Pierderile prin inserție cauzate de filtru pot fi măsurate pe baza formulei (8.2):

$$PI(dB) = 20 \lg \frac{I_{OFF}}{I_{OF}} \Big|_{U_G=const} \quad (8.2)$$

Relația (8.2) se utilizează astfel: se păstrează constant nivelul tensiunii injectate de generator (U_G), măsurându-se curenții de RF de la ieșire, în situația cu filtru inserat, I_{OF} , respectiv fără filtru (cu filtru șuntat), I_{OFF} .

O altă variantă de evaluare a pierderilor prin inserarea filtrului este varierea tensiunii generatorului, astfel încât curentul de RF la ieșire să aibă aceeași valoare, în prezența, respectiv absența filtrului:

$$PI(dB) = 20 \lg \frac{U_{GF}}{U_{GFF}} \Big|_{I_{OF}=I_{OFF}} \quad (8.3)$$

Pentru acuratețea măsurării, condensatori de trecere de ordinul μF trebuie plasați atât la intrarea cât și la ieșirea montajului din figura 8.4. Acești condensatori reprezintă căi de scurtcircuitare la masă pentru celelalte semnale de radio-frecvență potențial injectabile în rețea prin diferite cuplaje.

Măsurile de precauție trebuie luate în ceea ce privește cuplajul inductiv Tr_1 . Pentru ca sursa de tensiune U_G să se apropie de ideal iar factorul de calitate Q să nu fie degradat, raportul $\frac{n_1}{n_2}$ trebuie să fie puternic coborât. Inductanța suplimentară introdusă de Tr_1 în circuitul de test trebuie să fie neesențială, de ordinul fracțiunilor de μH , pentru a nu afecta frecvența maximă de rezonanță; aceasta implică realizarea unui cuplaj strâns.

Injectarea paralelă a perturbațiilor de RF este o soluție utilizată pentru a depăși limitările impuse de inductanțele parazite (care nu mai sunt neglijabile) în domeniul frecvențelor mai mari de 1MHz.

Montajul de principiu pentru această operațiune este prezentat în figura 8.5.

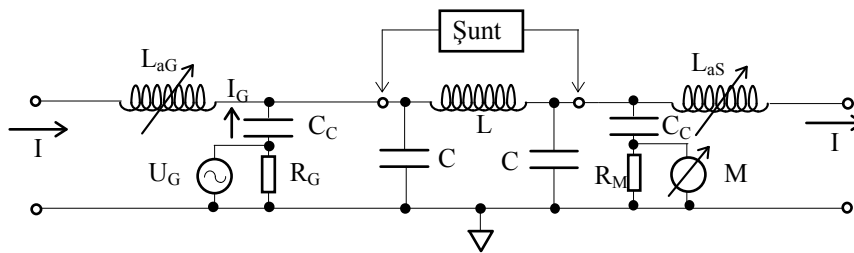


Fig.8.5 Injectarea paralelă a semnalului de test, recomandabilă în cazul frecvențelor mari

Și în această situație avem două posibilități de evaluare a pierderilor prin inserție:

- se păstrează nivelul generatorului de perturbații constant și se măsoară tensiunea (curentul) la ieșire, în absența, respectiv în prezența filtrului;
- se ajustează curentul generatorului de perturbații astfel încât tensiunea măsurată la ieșire în prezența filtrului să fie egală cu tensiunea măsurată în absența acestuia.

$$PI(dB) = 20 \lg \frac{I_{GF}}{I_{GFF}} \Big|_{U_{OUT}=const} \quad (8.4)$$

În relația (8.4) am notat cu I_{GF} curentul debitat de generatorul de perturbații în prezența filtrului iar cu I_{GFF} curentul debitat în absența filtrului, astfel încât să fie îndeplinită condiția $U_{OUT} = \text{const}$.

Avantajul acestei metode îl constituie înlocuirea probei de injecție inductive cu un condensator de cuplaj C_C , cu rol de element “trece sus”. Acest condensator nu permite pătrunderea curentului util, de joasă frecvență, în circuitul de generare a perturbațiilor sau circuitul de măsură a acestora.

Valorile tipice de 50Ω , atât pentru R_G cât și pentru R_M sunt suficient de mari față de rezistența circuitelor rezonante de la intrare sau ieșire (în cazul atingerii condițiilor de rezonanță), ceea ce permite măsurarea PI prin metoda “cazului cel mai dezavantajos”. Limita superioară a frecvențelor perturbatoare testate este la aproximativ 10MHz, fiind determinată în principal de inductanțele parazite.

Limita inferioară a benzii de frecvențe ce poate fi testată cu schema de principiu anterior prezentată este stabilită (pentru ambele tipuri de injecție a perturbațiilor) de mărimea bobinei de șoc (folosită la adaptare) și de valoarea condensatoarelor de trecere (folosite pentru punerea la masă a radio-frecvențelor ce provin din exteriorul montajului de test).

Orientativ, pentru calculul limitei inferioare f_j a benzii de frecvență, se poate utiliza formula (8.5):

$$f_j = \frac{Q}{2\pi RC} \quad (8.5)$$

În această relație, Q reprezintă factorul de calitate al bobinei de adaptare, C este capacitatea medie a filtrului iar R rezistența aparatului de măsură folosit.

Notă: Filtrele de rețea anterior testate se referă la cazul monofazat, filtrul fiind privit ca un cuadripol. De multe ori se dorește filtrarea radio-frecvențelor vehiculate în traseele tuturor fazelor, incluzând, acolo unde este cazul, chiar și nulul. În situația filtrelor “multi-terminal” testul se desfășoară pentru fiecare pereche separat.

Dacă se realizează un șunt între toate perechile nefolosite, valoarea PI va fi minimă. Unele standarde prevăd conectarea terminalelor nefolosite la pământ, direct sau prin intermediul unor impedanțe de valoare precizată.

8.1.2 Măsurarea filtrelor pentru rejectarea perturbațiilor de mod comun

Deși majoritatea calculelor teoretice se referă la filtrele de rețea fără inductanțe mutuale, practica inginerească a impus utilizarea filtrelor care conțin așa numitele bobine șoc de mod comun. Cele două bobinaje utilizează același

miez, sensul de înfășurare practicat asigurând o foarte bună rejecție a modului comun, concomitent cu respingerea satisfăcătoare a perturbațiilor diferențiale (cu manifestare serială). Un astfel de filtru TJ în Π este prezentat în figura 8.6. La construcția acestor filtre trebuie luate precauții deosebite în scopul menținerii unei structuri simetrice pe cele două ramuri de tur și retur (fază și nul). În caz contrar, perturbațiile de mod comun se transformă în perturbații de

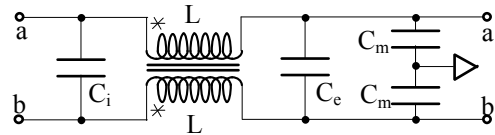


Fig.8.6 Filtru pentru rejecția performantă a modului comun, cele două înfășurări fiind practicate pe același miez

mod diferențial. Miezul bobinei șoc de mod comun nu trebuie să ajungă la saturație (datorită curenților utili, de valori mari, care îl parcurg). La saturație, permeabilitatea magnetică ia valori mici, cu repercursiuni asupra PI introduse de filtru. Realizarea tehnologică a unui astfel de filtru trebuie să limiteze și câmpul de pierderi al bobinei, care poate fi radiat (sesizabil) pe distanțe de ordinul zecilor de centimetri.

Pentru măsurare pierderilor prin inserție se pot concepe trei condiții pentru linia neutilizată: cu terminalele în gol, cu terminalele la masă și respectiv, cu terminalele în scurtcircuit.

În figura 8.7 este reprezentat filtrul în Π , cu bobina șoc de mod comun având terminalele neutilizate în aer.

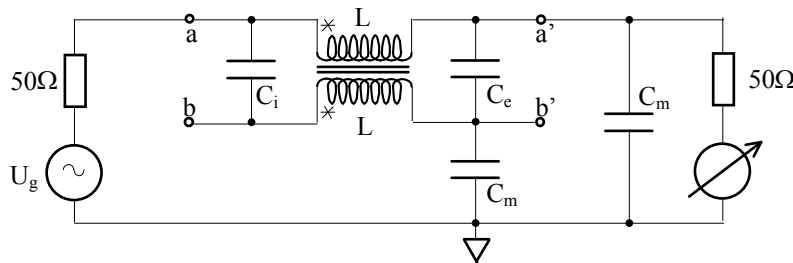


Fig.8.7 Schema echivalentă a filtrului de mod comun pentru cazul în care terminalele neutilizate ale bobinajului sunt în aer

Se acceptă atât pentru sursă cât și pentru sarcină impedanța standard în RF de 50Ω .

Pentru varianta de testare în care se leagă la masă terminalele neutilizate, schema echivalentă a filtrului în Π este prezentată în figura 8.8.

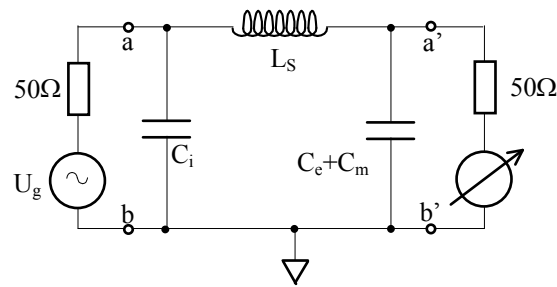


Fig.8.8 Schema echivalentă a filtrului de mod comun pentru cazul în care terminalele neutilizate ale bobinajului sunt legate la masă

S-a notat cu L_S inductanța de scăpări dintre cele două înfășurări practicate pe același miez, care, în mod normal, are o valoare mult mai mică decât inductanța propriu-zisă.

A treia variantă posibilă pentru testare ar fi scurtcircuitarea terminalelor nefolosite (b cu b'), având schema echivalentă reprezentată în figura 8.9.

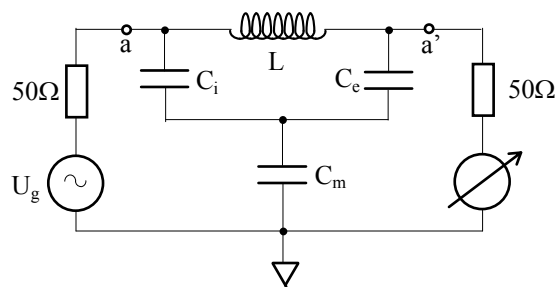


Fig.8.9 Schema echivalentă a filtrului de mod comun pentru cazul în care terminalele neutilizate ale bobinajului sunt scurt-circuitate

Pierderile prin inserție (strict legate de atenuarea în tensiune) introduse de montajele din figurile 8.7 și 8.9 sunt aproximativ egale și mult mai mari decât cele obținute cu montajul din figura 8.8.

Pentru filtrele care utilizează bobine șoc de mod comun, măsurarea PI trebuie făcută separat, pentru conexiunea “mod-comun”, conform figurii 8.10, respectiv “mod-serial” (diferențial), caz prezentat în figura 8.11.

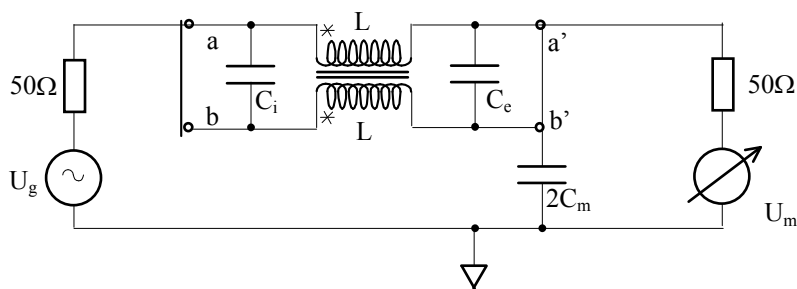


Fig.8.10 Schemă de testare pentru conexiunea “mod comun” a celor două bobine având miezul comun

Schema de test prezentată în figura 8.11 poate fi direct utilizată doar în cazul (mai rar întâlnit) al generatorului, respectiv aparatului de măsură cu 3 borne (două ieșiri /intrări simetrice, izolate față de masă).

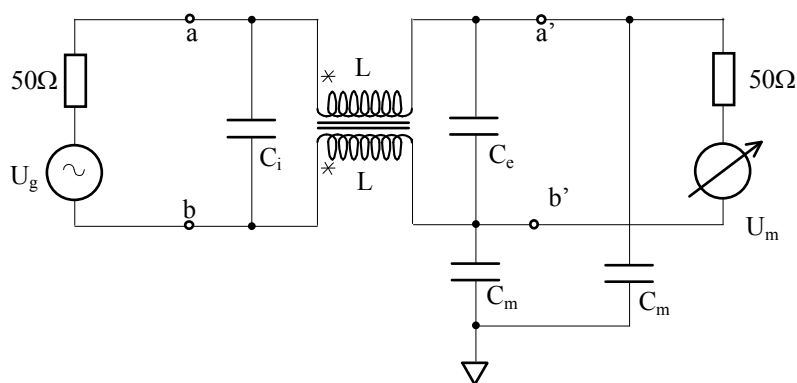


Fig.8.11 Schemă de testare pentru conexiunea “mod diferențial” a celor două bobine având miezul comun

Pentru aparatele cu două borne, o soluție (în vederea testării modului serial) o reprezintă așa numitele “separator” de putere, reprezentate principal în figura 8.12.

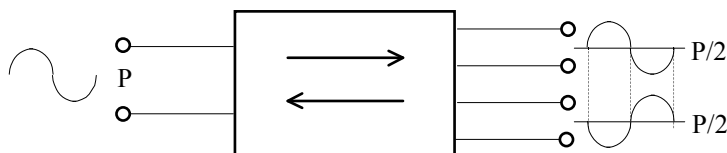


Fig.8.12 Separator de putere utilizat în testarea comportării diferențiale, în cazul aparatelor cu două borne

Semnalul de la intrare este împărțit exact la 2, cele două semnale de la ieșirea separatorului fiind defazate cu 180^0 (opoziție de fază).

Așa cum se arată în figura 8.13, separatorul poate lucra și în sens invers, semnalul răspuns fiind egal cu diferența noilor semnale de intrare. Montate în antiserie, cele două separatoare la 180° își anulează efectul, fig. 8.13.

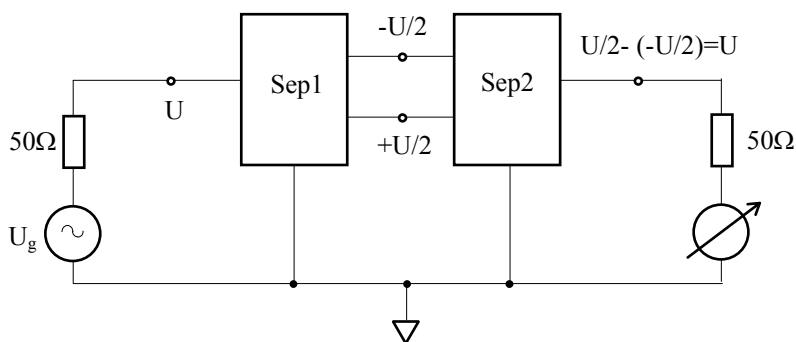


Fig. 8.13 Separatoare în antiserie, cu anularea efectului

Un filtru cu bobină șoc de mod comun poate fi testat din punct de vedere al rejectării perturbațiilor cu penetrare serială, în ipoteza că atât generatorul de semnal cât și aparatul de măsură au câte două borne, una dintre ele nefiind izolată față de masă, utilizând două separatoare montate ca în figura 8.14.

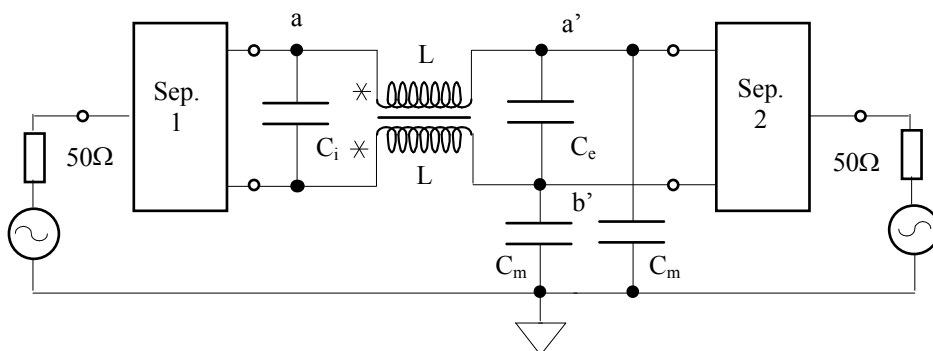


Fig. 8.14 Testarea rejectării perturbațiilor cu penetrare serială, utilizând separatoare la 180°

8.1.3 Precauții la măsurarea PI

Deoarece nivelul semnalelor implicate în aceste măsurări este destul de mic, (mai ales la ieșirea filtrului), se impun o serie de precauții antiperturbative.

Pentru a fi eficientă, ecranarea electromagnetică trebuie însoțită de

împământări corect realizate și de dispuneri ale componentelor și traseelor care să nu favorizeze stabilirea cuplajelor parazite între ieșirea și intrarea filtrului. Posibilitatea apariției unor astfel de cuplaje este mai mare în cazul firelor de legătură lungi. Mărimea acestor cuplaje parazite poate fi evaluată prin măsurarea PI. Pentru evidențierea cuplajelor capacitive, ieșirea filtrului trebuie lăsată în aer; pentru cazul cuplajelor parazite de tip inductiv, se recomandă scurtcircuitarea ieșirii la masă.

Trebuie evitată situația în care curenții de intrare, respectiv ieșire, parcurg o impedanță comună, folosită pentru împământare (figura 8.15).

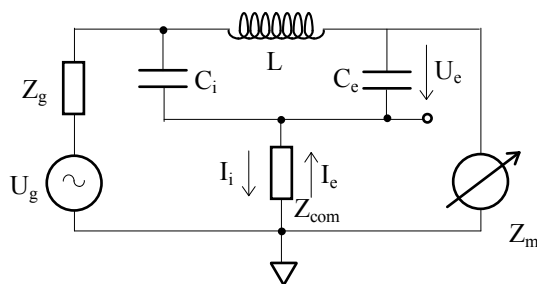


Fig.8.15 Suprapunere perturbatoare a curenților de intrare și de ieșire pe impedanța comună de împământare

Pentru configurația din figura 8.15 avem:

$$U_m = U_e + (I_e - I_i)Z_{com} \quad (8.6)$$

Diferența dintre tensiunea U_m (măsurată de aparat) și U_e (tensiunea la ieșirea filtrului), constituie un factor de eroare, care nu poate fi neglijat în comparație cu valorile mici ale tensiunilor măsurate. Soluția cea mai accesibilă constă în utilizarea unor trasee (impedanțe) de împământare diferite, pentru intrarea, respectiv ieșirea filtrului (figura 8.16).

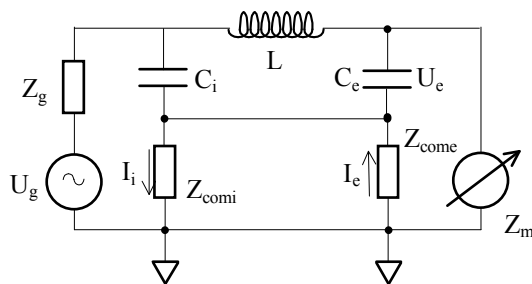


Fig.8.16 Impedanțe diferite utilizate pentru împământarea intrării, respectiv ieșirii

În acest caz, diferența între tensiunea măsurată și tensiunea la ieșirea filtrului este dată de căderea de tensiune determinată numai de curentul de ieșire I_e pe impedanța de conectare la masă:

$$Z_{come} \cdot I_e = U_m - U_e \quad (8.7)$$

Relația (8.7) este avantajoasă față de (8.6), deoarece curentul din circuitul de ieșire este mult mai mic comparativ cu cel din circuitul de intrare. Impedanțele traseelor de împământare pot fi minimizate prin utilizarea unor fire cu secțiune transversală mare (eventual coliere sau brățări), comunul întregului ansamblu (generator, filtru, receptor) fiind realizat sub forma unui plan de masă, dintr-un material bun conducător de electricitate (cupru, aluminiu sau oțel galvanizat).

8.1.4 Calculul pierderilor prin inserție în cazul cel mai defavorabil

Natura și valoarea impedanțelor de generator și de sarcină influențează într-o măsură considerabilă valoarea pierderilor prin inserție. Filtrele de rețea nu sunt destinate să lucreze în condiții precis definite. Pentru evitarea supradimensionării pierderilor prin inserție, în scopul compensării unor condiții de neadaptare, este recomandabil calculul acestor pierderi, pentru o anumită configurație, pe baza metodei general aplicate a "cazului cel mai defavorabil". Se ține cont că d.p.d.v. statistic, îndeplinirea simultană a celor mai nefavorabile circumstanțe este improbabilă.

În acest scop, este util să definim, pe lângă impedanțele de generator și de sarcină:

$$Z_g = R_g + jX_g$$

$$Z_s = R_s + jX_s$$

și impedanțele de intrare în filtru, văzute dinspre generator și respectiv dinspre sarcină:

$$Z_{1i} = R_{1i} + jX_{1i}$$

$$Z_{2i} = R_{2i} + jX_{2i}$$

Impedanța de intrare în filtru, văzută dinspre generator cu ieșirea în aer (gol) este:

$$Z_{1a} = R_{1a} + jX_{1a}$$

Impedanța de intrare în filtru, văzută dinspre sarcină, cu intrarea în aer (gol) este:

$$Z_{2a} = R_{2a} + jX_{2a}$$

8.2 Elemente de proiectare a filtrelor de rețea

8.2.1 Generalități

Calculul filtrelor de rețea este mai dificil decât cel al filtrelor de

telecomunicații deoarece trebuie să țină cont de:

- * neîndeplinirea condițiilor de adaptare de impedanță;
- * caracterul nerezistiv al impedanțelor de la intrarea, respectiv ieșirea filtrului;
- * nivelul ridicat al curenților de joasă frecvență (curenți utili) care trec prin filtru;
- * caracterul impredictibil al perturbațiilor ce sunt vehiculate în rețea, impunându-se o anume supradimensionare.

Răspunsul în frecvență al unui filtru antiperturbativ poate fi distorsionat considerabil de rezonanțe parazite și caracteristici neideale ale elementelor componente, ajungându-se chiar la amplificări în banda de rejecție.

Proiectarea unui filtru de rețea trebuie să conțină, pe lângă calculul propriu-zis al elementelor componente, informații foarte precise referitoare la conexiuni, împământare, dispunerea componentelor și traseelor imprimate sau cablate, realizarea ecranului.

În proiectarea filtrului, trebuie avut în vedere caracterul său bidirecțional, atenuând atât perturbațiile conduse, introduse de echipament în rețea, cât și perturbațiile vehiculate în rețea, care pot produce disfuncții ale echipamentului astfel protejat.

8.2.2 Elemente de proiectare a FTJ-LC (generatorul și sarcina rezistive)

Configurațiile cele mai uzuale pentru filtrele antiperturbative sunt LC - “trece jos” și Π - “trece jos”. Pentru a putea fi comparate, filtrele trebuie măsurate și testate în condiții standard, precizate fără echivoc; de exemplu, impedanța generatorului și impedanța sarcinii să fie rezistive și egale cu 50Ω .

În figura 8.17 este prezentat acest caz (rezistiv), pentru configurația LC.

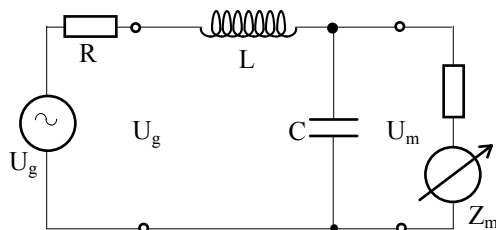


Fig.8.17 Filtru “trece-jos” LC; impedanțele sursei și sarcinii sunt rezistive

Acceptând această variantă simplificatoare, pot fi utilizate nomograme existente în literatura de specialitate, care permit calculul imediat al valorilor L și C , funcției de nivel impus pentru $P.I.$

Pentru cazul din figura 8.17 este valabilă relația:

$$PI(f) = 10 \lg \left(1 + \frac{f^2}{f_0^2} \cdot \frac{(1-a)^2}{2a} + \frac{f^4}{f_0^4} \right) \text{ (dB)} \quad (8.8)$$

În relația (8.8), frecvența de interes f este normalizată, f_0 reprezentând frecvența de tăiere a configurației LC:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (8.9)$$

Parametrul adimensional “ a ” stabilește o legătură între elementele filtrului și rezistențele generatorului sau sarcinii, cu rol esențial în atenuarea eventualelor autooscilații:

$$a = \frac{L}{R^2 C} \quad (8.10)$$

În cazul “ a ” unitar, configurația aflată în discuție are comportamentul unui filtru Butterworth “trece jos”, apariția rezonanțelor fiind exclusă.

În cazul în care “ a ” este supraunitar, efectul de atenuare a rezonanțelor este preluat de rezistența mai mare a sursei iar în cazul unui “ a ” subunitar, același rol este îndeplinit de rezistența redusă a sarcinii.

În relația (8.8), fracția $\frac{(1-a)^2}{2a}$, care stabilește dependența pierderilor prin inserție în funcție de parametrul “ a ”, are proprietatea:

$$\frac{(1-a)^2}{2a} = \frac{\left(1 - \frac{1}{a}\right)^2}{2 \frac{1}{a}} \quad (8.11)$$

Concluzia este imediată:

$$PI(f, a) = PI\left(f, \frac{1}{a}\right) \quad (8.12)$$

În conformitate cu (8.12), graficul pierderilor prin inserție funcție de frecvență, având drept parametru “ a_1 ,” va coincide cu graficul aceluiași pierderi (având drept parametru a_2), dacă $a_1 = \frac{1}{a_2}$.

Pentru un FTJ tip LC cu un singur etaj, având frecvența de tăiere f_0 , variația pierderilor prin inserție față de logaritmul frecvenței este reprezentată în figura 8.18.

În regiunea de tranziție, definită drept o vecinătate centrată a frecvenței de tăiere, panta caracteristicii este de aproximativ 20 dB /decadă (cazul neideal, $a \neq 1$), crescând la 40 dB /decadă în regiunea de oprire.

În literatură, există nomograme care permit calculele bidirecționale:

- să se determine pierderile prin inserție, pentru o anumită frecvență și pentru valori date ale componentelor filtrului (LC sau Π):

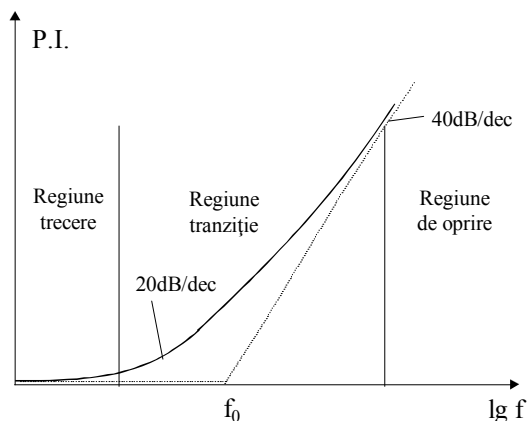


Fig.8.18 Pierderile prin inserție ale unui FTJ-LC; frecvența de tăiere f_0

* să se proiecteze filtrul, astfel încât să realizeze P.I. impuse, într-o anumită bandă de frecvențe.

Pentru ca valorile impuse să fie acoperitoare, se alege drept parametru de proiectare limita inferioară a benzii de frecvențe aflată în discuție.

8.2.3 Elemente de proiectare a FTJ în Π (impedanțele sursei și sarcinii, rezistive)

Această configurație, (figura 8.19), prezintă avantajul unei simetrii

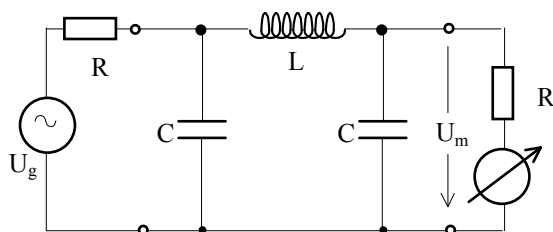


Fig.8.19 Filtru în Π , TJ; impedanțele sursei și sarcinii sunt rezistive

perfecte, strict legată de caracterul bidirecțional al filtrelor de rețea.

Frecvența de tăiere f_0 este calculabilă cu formula:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt[3]{\frac{2}{RLC^2}} \tag{8.13}$$

Trebuie remarcată dependența frecvenței de tăiere de rezistența sursei și/sau sarcinii, spre deosebire de cazul LC anterior discutat.

În cazul particular al raportului de atenuare unitar, (relația $\frac{L}{C} = 2R^2$), expresia frecvenței de tăiere devine:

$$f_0 = \sqrt[3]{\frac{2}{RC^2 \cdot 2R^2C}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{RC} \quad (8.14)$$

sau, eliminând pe R , obținem:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{\frac{L}{2C}} \cdot C} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{2}{LC}} \quad (8.14')$$

Expresia P.I. funcție de frecvență, se calculează cu relația:

$$PI(f) = 10 \lg \left[1 + \left(\frac{1-a}{\sqrt[3]{a}} \right)^2 \cdot F^2 - 2F^4 \cdot \frac{1-a}{\sqrt[3]{a}} + F^6 \right] \quad (8.15)$$

În relația (8.15), F reprezintă valoarea normalizată a frecvenței, prin raportare la valoarea de tăiere iar raportul de atenuare a are expresia (pentru configurația în Π):

$$a = \frac{L}{2R^2C} \quad (8.16)$$

Spre deosebire de cazul filtrului LC trece-jos, expresia $\frac{1-a}{\sqrt[3]{a}}$ nu își mai conservă valoarea la inversarea argumentului. În consecință, comportarea filtrului pentru " a " unitar este de tip Butterworth, în timp ce pentru $a > 1$, caracteristica devine supraatenuată iar pentru $a < 1$, P.I. nu mai cresc monoton funcție de frecvență (figura 8.20).

În cazul raportului de atenuare subunitar, pierderile prin inserție ating valoarea maximă:

$$PI_{\max} = 10 \lg \left(1 + \frac{4(1-a)^3}{27a} \right) \quad (8.17),$$

la frecvența:

$$f_0 = f_0 \frac{\sqrt{1-a}}{\sqrt[3]{27a}} = \frac{1}{2\pi RC} \cdot \frac{1}{\sqrt[3]{3}} \cdot \sqrt{\frac{2CR^2}{L} - 1} = \frac{1}{2\pi RC} \cdot \frac{1}{\sqrt[3]{3}} \sqrt{\frac{1}{a} - 1} \quad (8.18)$$

Valoarea minimă a pierderilor prin inserție PI este atinsă la frecvența $f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \cdot \sqrt{\frac{2CR^2}{L} - 1}$, fiind influențată și de factorul de calitate al circuitului.

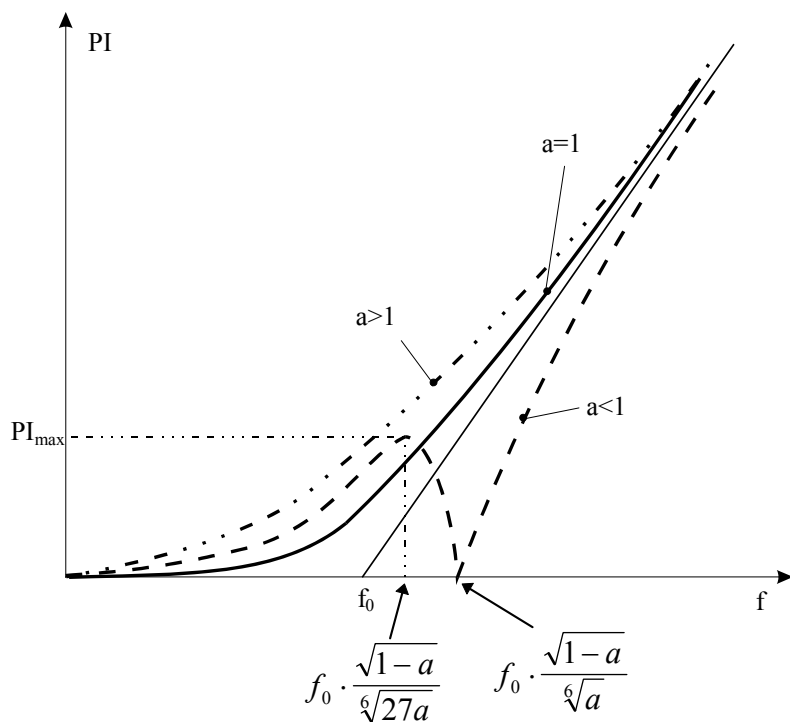


Fig.8.20 Pierderile prin inserție ale FTJ în Π pentru diverse valori ale lui “a”

Notă: Configurația în T este mai puțin folosită în realizarea filtrelor de rețea. Pentru cazul mai simplu al impedanțelor de generator și de sarcină egale și rezistive, (figura 8.21), frecvența de tăiere se calculează cu formula (8.19).

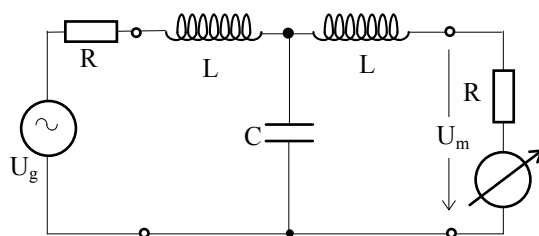


Fig.8.21 Filtru “trece-jos” în T; cazul impedanțelor (sursă și sarcină) rezistive

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt[3]{\frac{2R}{L^2C}} \tag{8.19}$$

Raportul de atenuare se calculează cu:

$$a = \frac{R^2 C}{2L} \quad (8.20)$$

În ipoteza atenuării unitare, relația (8.19) devine:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt[3]{\frac{2}{L^2 C} \cdot \sqrt{\frac{2L}{C}}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt[6]{\frac{2^3}{L^3 C^3}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2}{LC}} \quad (8.21)$$

Observație: Înserierea mai multor filtre de același tip prezintă avantajul obținerii unor valori sporite ale PI, în timp ce efectele neadaptării de impedanță sunt practic eliminate. Cascadarea mai multor “celule” face ca noțiunile de atenuare de tensiune și de pierderi prin inserție să aibe practic același conținut.

Chiar dacă atenuarea în tensiune crește odată cu mărirea numărului de etaje înseriate, trebuie ales un optim, ținând cont de gabarit, greutate, preț de cost, reactanța maximă admisă și limita inferioară a benzii rejectate.