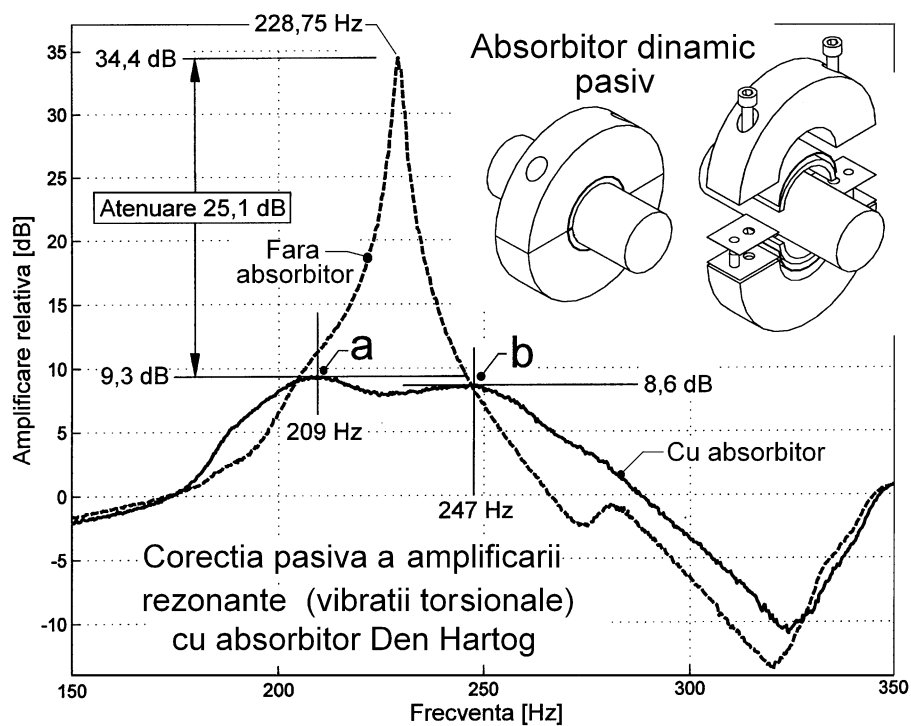


Mihăiță HORODINCĂ

REZONANȚĂ MECANICĂ. CONTROL ȘI CORECȚIE.



Prefață

Lucrarea este destinată studenților din ciclul de licență ai specializării MAȘINI-UNELTE ȘI SISTEME DE PRODUCȚIE, ca parte a bibliografiei recomandate pentru cursul de DINAMICA STRUCTURILOR ȘI A SISTEMELOR DE MAȘINI. Este centrată pe tratarea unui fenomen dinamic esențial întâlnit în comportarea structurilor cu masă distribuită: rezonanța mecanică. Se propune aici abordarea acestui fenomen din mai multe direcții de interes, pe baza demersului teoretic și folosind un aparat experimental accesibil studenților specializării și oricărui cititor interesat, de formație tehnică adecvată.

Cel puțin două perspective de interes sunt privilegiate aici: controlul, respectiv corecția fenomenului de rezonanță. Controlul fenomenului presupune în principal caracterizarea calitativă și cantitativă a modurilor de vibrație folosind o serie de proceduri consacrate sau cu caracter de originalitate. Corecția rezonanței are în vedere în principal eliminarea energiei modale prin mijloace pasive, active și semiactive. Sunt prezentate o serie de concepte, soluții tehnice, realizări și aplicații industriale, rezultate experimentale.

Lucrarea este concepută ca un exercițiu paralel plasat între teorie și experiment. Din perspectiva rezultatelor, toate etapele demersului experimental asistat de calculator pot fi parcurse independent de către cititor cu titlu de exercițiu. Toate programele și fișierele de date experimentale aferente, la care se face referire în lucrare, sunt disponibile la cerere, pe adresa autorului: horodincea@tuiasi.ro sau hmihaita@yahoo.com.

Slavă lui Dumnezeu pentru toate!

Mihăiță Horodincă

Iași, aprilie 2014

Cuprins

| | |
|---|-----------|
| 1. Cap. 1. Aspecte ale identificării componentelor de răspuns liber | 8 |
| 1.1 Considerații generale | 8 |
| 1.2 Caracteristici ale excitației de tip impuls unitar | 9 |
| 1.3 Identificarea componentei de răspuns liber. Structuri cu un singur mod de vibrație excitat. | 15 |
| 1.4 Identificarea componentelor de răspuns liber. Structuri cu două moduri de vibrație excitate. | 32 |
| 1.5 Aplicații. | 55 |
| 1.5.1 Determinarea caracteristicilor modului de vibrație pentru un cuțit dinamometric de strung | 55 |
| 1.5.2 Determinarea experimentală a sensibilității în tensiune pentru un accelerometru. | 65 |
| 1.5.3 Utilizarea experimentală a răspunsului la impuls a circuitului serie RLC. | 70 |
| 1.6 Concluzii. | 76 |
| 2. Cap. 2. Aspecte privind cercetarea experimentală a caracteristicilor de frecvență | 83 |
| 2.1 Considerații generale | 83 |

| | | |
|----------|---|-----|
| 2.2 | Prezentarea standului experimental. | 90 |
| 2.2.1 | Elemente de proiectare, construcție și testare a traductorilor de vibrații. | 91 |
| 2.2.1.1. | Traductorul electrodinamic generator ca aparat cu punct fix (cvasistatic). Principiul de lucru. Utilizări. | 92 |
| 2.2.1.2. | Traductorul electrodinamic generator ca aparat seismic (TEGAS). Principiul de lucru. | 99 |
| 2.2.1.3. | Elemente de principiu privind construcția TEGAS. | 107 |
| 2.2.1.4. | Elemente de detaliu privind construcția TEGAS. | 109 |
| 2.2.1.5. | Determinarea sensibilității în tensiune a TEGAS. | 113 |
| 2.2.1.6 | Concluzii. | 129 |
| 2.3 | Trasarea experimentală a caracteristicilor de frecvență. | 129 |
| 2.3.1. | Trasarea locului de transfer. | 148 |
| 2.4 | Cercetări experimentale asupra instalării fenomenului de rezonanță mecanică. | 150 |
| 2.4.1. | Perspectivă energetică asupra rezonanței mecanice | 162 |
| 2.4.1.1. | Puterea electrică activă absorbită de un circuit serie RLC excitat în zona frecvenței de rezonanță. | 162 |
| 2.4.1.2. | Puterea mecanică activă absorbită de un sistem masă-arc-amortizor excitat armonic. Studiu teoretic. | 171 |

| | |
|---|------------|
| 2.4.2. Instrumentare experimentală a rezonanței mecanice pe baza evoluției puterii electrice active. | 180 |
| 3. Cap. 3. Corecția pasivă a amplificării rezonante. | 189 |
| 3.1 Considerații generale. | 189 |
| 3.2 Reducerea amplificării rezonante prin creșterea factorului de amortizare. | 190 |
| 3.2.1. Utilizarea absorbitorilor dinamici pasivi (cu disipare pur mecanică). | 192 |
| 3.2.2. Cercetare aplicată asupra amortizării cu TMD. ... | 209 |
| 3.2.2.1. Aspecte ale eficacității TMD cu suspensie viscoelastică. | 210 |
| 3.2.2.2. Aplicație a TMD cu suspensie viscoelastică în corecția comportării rezonante a ansamblului osie-roți din construcția materialului rulant urban. | 220 |
| 3.2.3. Asupra mecanismului de reducere a amplificării rezonante prin utilizarea absorbitorilor dinamici pasivi. | 232 |
| 3.2.4. Studiu de eficacitate în eliminarea energiei modale de joasă frecvență. | 237 |
| 3.2.5. Aplicații practice ale corecției răspunsului la frecvență prin amortizare pasivă cu TMD. | 240 |
| 4. Cap. 4. Corecția activă a amplificării rezonante. | 255 |
| 4.1 Principiile corecției prin amortizare activă, aplicații. | 256 |
| 4.2 Utilizarea sistemului de amortizare activă piezo cu șase grade de libertate (PSP) în arhitecturi cu masă distribuită. | 278 |

| | |
|---|------------|
| 5. Cap. 5. Aspecte ale izolării antivibratorii. | 293 |
| 5.1 Considerații generale. | 293 |
| 5.2 Elemente de principiu ale izolării antivibratorii. | 294 |
| 5.3 Izolatorul ideal cu amortizor cuplat selectiv. | 303 |
| 5.4 Izolatorul ideal cu amortizor nenatural. | 305 |
| 5.5 Izolatorul ideal cu amortizor cu punct fix. | 308 |
| 5.6 Corecția transmisibilității izolatorului cu absorbitor dinamic pasiv. | 313 |
| 5.7 Corecția prin mijloace semiactive a transmisibilității izolatorului. | 314 |
| 5.7.1. Corecția transmisibilității prin utilizarea unui actuador electrodinamic cu circuit de șunt rezistiv. | 315 |
| 5.7.2. Corecția transmisibilității prin utilizarea unui actuador electrodinamic cu circuit de șunt inductiv. | 321 |
| 5.7.3. Corecția transmisibilității prin utilizarea unui actuador electrodinamic cu circuit de șunt RLC. | 326 |
| 5.8 Corecția transmisibilității izolatorului prin mijloace active. | 335 |
| 5.9 Concluzii. | 352 |
| 6. Bibliografie | 353 |

Capitolul 1

ASPECTE ALE IDENTIFICĂRII COMPONENTELOR DE RĂSPUNS LIBER

1.1 Considerații generale

Comportarea structurilor mecanice în regim dinamic permanent sinusoidal (în prezența excitației armonice) este caracterizată de existența modurilor de vibrație. Modurile de vibrație corespund frecvențelor de excitație pentru care structura realizează amplificare rezonantă. Excitând armonic structura pe frecvența modului de vibrație, aceasta prezintă un răspuns armonic cel mai adesea local, dar cu amplitudinea uneori cu mult superioară excitației. Fenomenul de rezonanță mecanică (când se spune că sistemul acumulează progresiv în timp energie de tip conservativ, atunci când componentele energetice de tip disipativ sunt reduse) este cel mai adesea nedorit (în afara unor situații punctuale, cum ar fi cazul instrumentelor muzicale sau a frecvențmetrelor rezonante). Exemplificând, din cauza rezonanței apare senzația de disconfort în autovehicolul cu amortizoarele compromise ce rulează pe șosea cu piatră cubică, din cauza rezonanței sunt afectate uneori catastrofal clădirile prin mișcări seismice, etc.

Cunoașterea modurilor de vibrații și a valorii amplificării rezonante pe frecvența acestora este primul pas în orice demers corectiv (amortizare activă și pasivă, evitarea funcționării în proximitatea imediată sau pe frecvențele modurilor de vibrații).

Una dintre metodele cele mai expeditiv de identificare a modurilor proprii slab amortizate (cele mai periculoase din punctul de vedere al rezonanței) și a amplificării rezonante aferente acestora o reprezintă cercetarea componentelor de răspuns liber (periodic amortizat) la excitația de tip impuls sau treaptă. Răspunsul la excitația de tip impuls oferă cea mai completă caracterizare a comportării structurilor mecanice în regim dinamic, cu posibilitatea utilizării unui aparat experimental extrem de simplu.

1.2 Caracteristici ale excitației de tip impuls unitar

Sunt cunoscute din literatura de specialitate [27] proprietățile excitației de tip impuls unitar (Dirac). Teoretic, aplicarea acesteia excită toate modurile de vibrație ale unei structuri mecanice, care ulterior evoluează liber periodic amortizat (răspunsul este un amestec de vibrații periodic amortizate). Formal, și cu titlu exemplificator, excitația de tip impuls unitar (cu durată infinit mică și amplitudine infinit mare) corespunde unei lovituri cu un ciocan, impactul (unic) cu structura realizându-se între două suprafețe dure. Exemplul cel mai direct, excitația clopotului, mult timp după lovirea acestuia are loc emisia vibroacustică pe majoritatea modurilor de vibrație.

Se face în continuare o prezentare sumară a proprietăților impulsului unitar (funcția delta sau încă impuls Dirac, Paul Adrien Maurice, fizician englez), utilizând și considerațiile din [27], conform și cu figura 1.1.

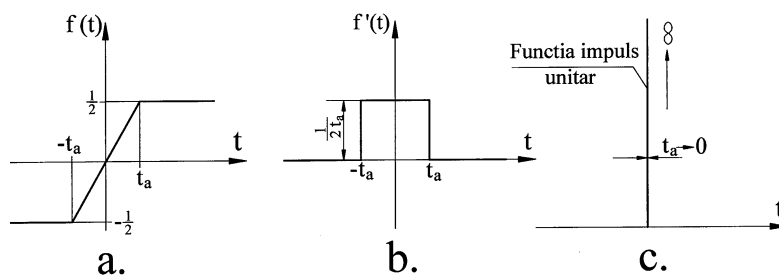


Figura 1.1 Etape ale definirii impulsului Dirac.

Fie funcția definită conform figurii 1.1 a (evoluție rampă în intervalul $[-t_a, t_a]$ și valoare constantă în afară) și reprezentarea grafică a derivatei

acesteia (evoluție de tip impuls în interiorul intervalului și valoare nulă în afară) conform figurii 1.1 b. Să subliniem faptul că suprafața delimitată de derivată este egală cu unu indiferent de t_a .

Funcția delta se definește ca:

$$(1.1) \quad \delta = \lim_{t_a \rightarrow 0} f'(t)$$

și are reprezentarea formală conform figurii 1.1 c, ca un impuls de durată infinit mică și de amplitudine infinit mare.

Dacă impulsul unitar se referă la un aport energetic asupra unei structuri mecanice, este evident faptul că realizarea acestuia este imposibilă, în practică existând încercări de substituiri (vezi exemplul anterior în legătură cu excitarea unui clopot) cu rezultate acceptabile.

Caracteristica remarcabilă a excitației de tip impuls rezultă din cele ce urmează.

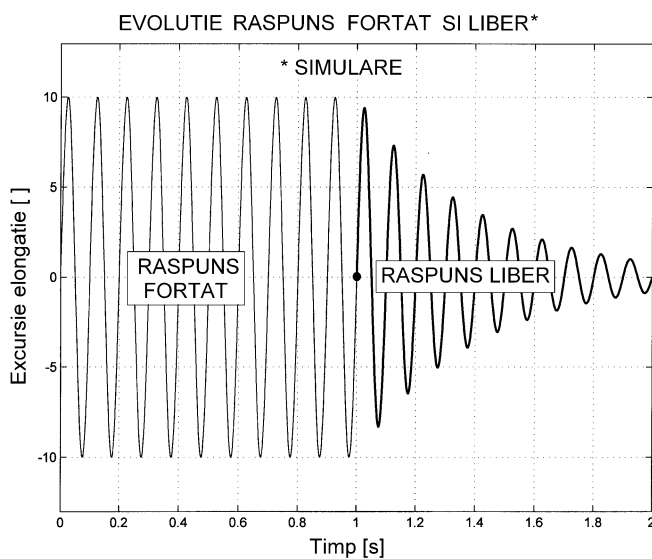


Figura 1.2 Exemplificare comportare postexcitație.

energie de tip conservativ, acesta evoluează în continuare liber, pe aceeași frecvență dar periodic amortizat, cu scăderea exponențială a elongației până la zero, corespunzător procesului de disipare a energiei prin frecări vâscoase.

Fie cu titlu de exemplu teoretic un sistem excitat armonic pe una dintre frecvențele de rezonanță (aici 10Hz). Răspunsul armonic (forțat) al acestuia este redat în figura 1.2. Presupunem că la momentul $t=1s$, excitația încetează.

Deoarece în sistem există

Evoluția prezentată în figura 1.2 s-a obținut cu ajutorul programului Matlab cu listing-ul redat mai jos:

```
close all;clear all;omega=2*pi*10;i=1;
for t=0:0.001:1;abscisa(i)=t;
ordonata(i)=10*sin(omega*t);i=i+1; end
plot(abscisa,ordonata,'k');hold on;i=1;
for t=0:0.001:1;abscisa1(i)=t+1;
    ordonata1(i)=10*2.7182818^(-2.5*t)*sin(omega*t);i=i+1;
end
plot(abscisa1,ordonata1,'k','LineWidth,1.5);axis([0,2,-
13,13]);grid
```

Comportarea simulată din figura 1.2 este confirmată și experimental.

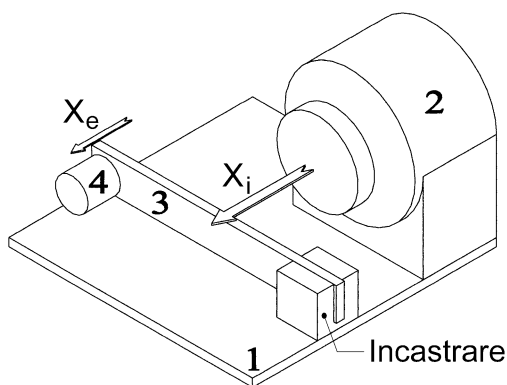


Figura 1.3 O prezentare sumară a experimentului pentru confirmarea evoluției din figura 1.2.

Figura 1.3 descrie sumar condițiile următorului experiment. Un excitator electrodinamic 2 (alcătuit principial dintr-un echipaj mobil cu masă relativ mare, plasat pe două arcuri de tip membrană, deplasabil pe seama interacțiunii câmp magnetic-curent variabil) excită inercial o grindă 3 pe direcție X_i perpendiculară față de încastrare. Grinda și excitatorul se află montate fără contact direct, pe o

placă 1 deplasabilă inercial. Urmare a excitației armonice pe prima frecvență de rezonanță (aici circa 41,5 Hz), capătul liber al grinzii (pe care se află montat un traductor electrodinamic 4, vibrometru) vibrează forțat (vibrații de incovoiere pe direcția X_e). Semnalul furnizat de vibrometru (o tensiune proporțională cu derivata elongației mișcării vibratorii) este prelevat cu ajutorul unui osciloscop numeric, și redat în figura 1.4.

Asemănător figurii 1.2, se întrerupe excitația la momentul A. Se observă cu o bună aproximație evoluția periodic amortizată începând din acest

moment. Experimentul confirmă atât modelul teoretic anterior, cât și comportarea în regim liber pentru un sistem mecanic după încetarea excitației

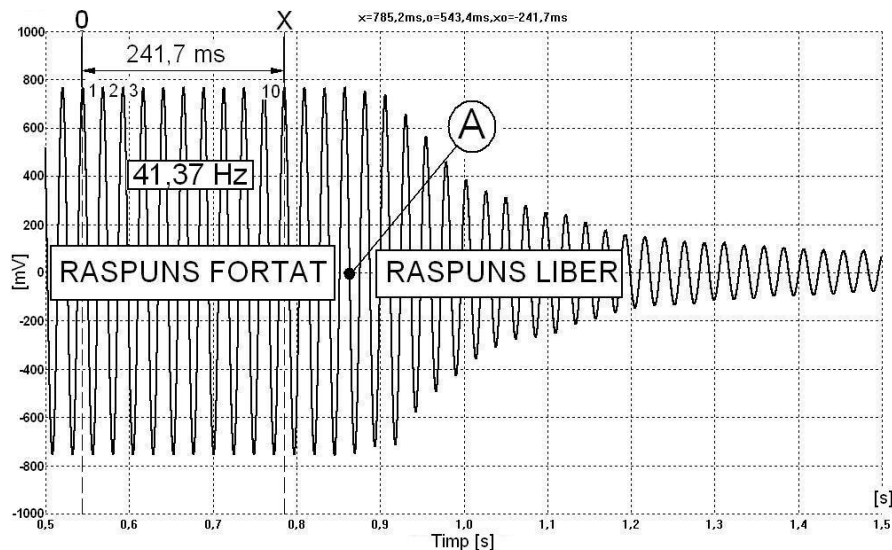


Figura 1.4 Exemplificare comportare post excitație (experimentală).

pe frecvența de rezonanță (se spune că sistemul prezintă memorie temporală).

Dacă acum sistemul este excitat cu un semnal compus care conține toate componentele armonice posibile (cu privire la frecvență), răspunsul său forțat este alcătuit dintr-un melanj de componente armonice corespunzător fiecărui mod de vibrație. Încetarea excitației implică răspuns în regim liber periodic amortizat pe frecvențele fiecărui mod de vibrație. Identificarea în această

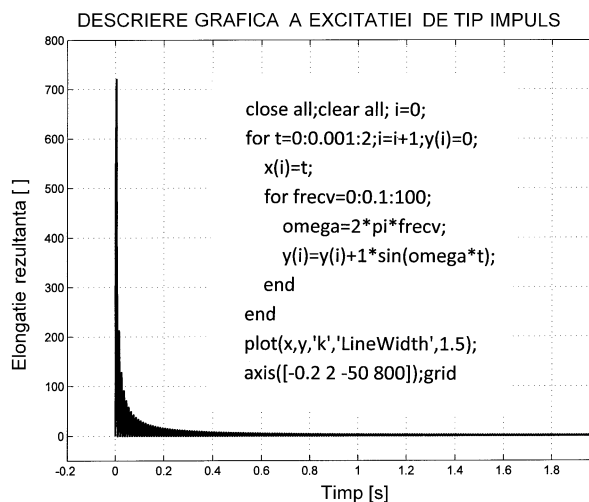


Figura 1.5 Sinteza excitației de tip impuls.

situație a componentelor de semnal din răspunsul liber duce la determinarea caracteristicilor tuturor modurilor proprii de vibrație.

Sigur că realizarea unui asemenea semnal de excitație este utopică (ar fi necesare un număr infinit de generatoare de semnal și un sumator de semnal/amplificator care alimentează excitatorul). Totuși să reținem această posibilitate și să încercăm acum trasarea graficului evoluției temporale $y(t)$ a unui astfel de semnal, descris prin expresia:

$$(1.2) \quad y(t) = \sum_{i=0}^{\infty} a_i \cdot \sin(\omega_i \cdot t), \quad \text{cu } i \in Q_+$$

Din considerente practice vom considera ca finită limita superioară a sumei (1.2). Figura 1.5 descrie evoluția $y(t)$ din (1.2) pentru compunerea a 1010 componente cu amplitudinea egală cu 1, cu frecvențe cuprinse între 0 și 100 Hz. Programul de generare este expus în spațiul reprezentării grafice. Este de remarcat faptul că, pe baza reprezentării din figura 1.5, expresiei (1.2) îi corespunde cu certitudine un impuls Dirac (fig. 1.c), ceea ce înseamnă logic că:

APLICAREA UNEI EXCITAȚII DE TIP IMPULS UNITAR ESTE ECHIVALENTĂ CU APLICAREA UNUI SEMNAL CARE CONȚINE TOATE COMPONENTELE ARMONICE POSIBILE.

Evident că ulterior aplicării impulsului sistemul evoluează liber amortizat cu componente pe toate modurile de vibrație (conform și cu figura 1.4).

Implicațiile practice sunt deosebite. Determinarea modurilor proprii de vibrație pentru un sistem mecanic se poate face utilizând numai un traductor de vibrații (cu echipamentul necesar monitorizării semnalului) și un ciocan de excitație. Se substituie astfel un echipament experimental complicat care ar conține suplimentar un excitator, un amplificator și un generator de semnal care să genereze semnalul din (1.2). Chiar dacă practic impulsul unitar nu se poate realiza, utilizarea șocului produs cu ajutorul unui ciocan de excitație permite o bună aproximare a acestuia. Cu cât contactul ciocanului cu structura este mai scurt (cazul ciocanelor din oțel) cu atât se obțin frecvențe mai ridicate de excitație. Este esențial ca la utilizarea ciocanelor pentru excitația pe direcția și în sensul vectorului accelerație gravitațională, să fie

evitate replicile de contact ulterioare șocului inițial (vezi § 1.4.1). Adesea, pentru excitarea numai a frecvențelor joase se folosesc ciocane din plastic sau chiar cauciuc. Oricât ar părea de neverosimil uneori este posibilă excitația cu lovituri scurte aplicate cu degetul arătător (conform figurilor 1.6 și 1.7).

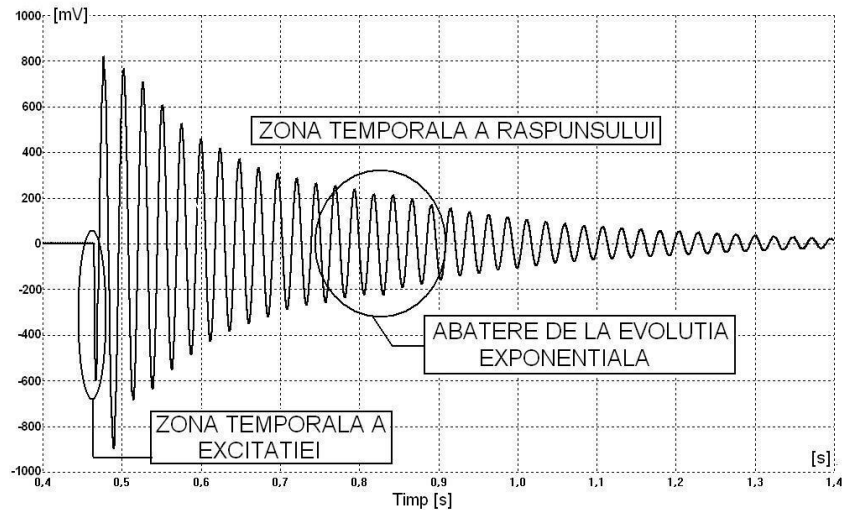


Figura 1.6 Răspuns liber periodic amortizat I (excitație impuls).

Figura 1.6 prezintă răspunsul liber al grinzii 3 din figura 1.3, excitată

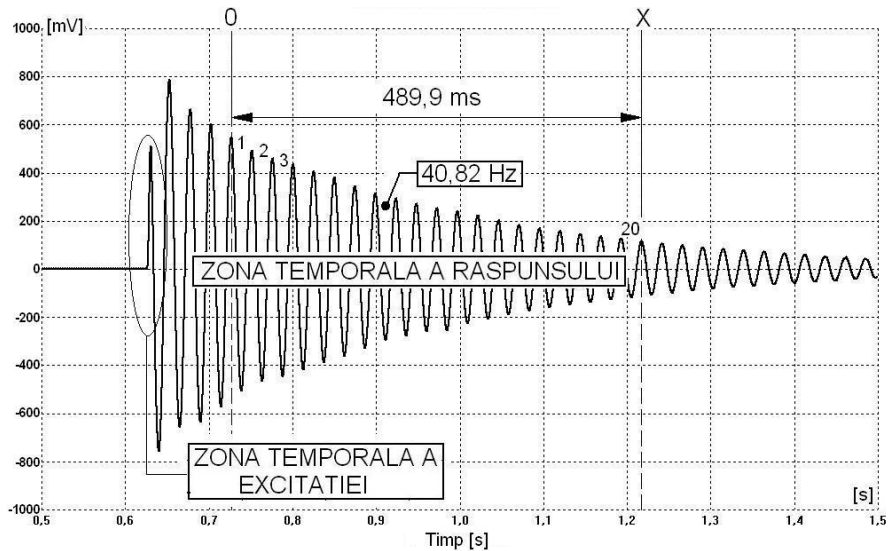


Figura 1.7 Răspuns liber periodic amortizat II (excitație impuls).

pe capătul liber în aceste condiții (semnal proporțional cu derivata elongației, cu păstrarea riguroasă a informației de frecvență și amortizare, a fost excitat un singur mod de vibrație). S-a obținut o comportare asemănătoare cu cea deja descrisă în figura 1.4. Se observă o ușoară abatere de la evoluția exponențială.

Figura 1.7 este rezultatul aceluiași tip de excitație dar cu sens opus de aplicare (a se observa sensurile diferite de evoluție a semnalului în momentul excitației pe figurile 1.6 și 1.7). Demersul nostru va urmări și determinarea unor eventuale diferențe între caracteristicile semnalelor.

1.3 Identificarea componentei de răspuns liber. Structuri cu un singur mod de vibrație excitat.

Având în vedere realitatea practică, convenim să utilizăm în continuare apelativul de excitație impuls cvasiunitară (ICv). A realiza identificarea unui răspuns liber experimental $y_e(t)$ la ICv înseamnă a determina parametrii din descrierea generică:

$$(1.3) \quad y(t) = \sum_{i=1}^k e^{-n_i \cdot t} \cdot a_i \cdot \sin(p_{li} \cdot t + \varphi_i)$$

cu ajutorul cărora se aproximează cel mai bine evoluția experimentală $y_e(t)$.

Aici i este variabila contoar a modului de vibrație curent, n_i este raportul de amortizare, a_i este amplitudinea, p_{li} este pulsația oscilației libere, φ_i este faza la originea timpului. Esențiale în descrierea modurilor de vibrație sunt rapoartele de amortizare și pulsațiile proprii.

Cu privire la răspunsurile cu o singură componentă (cazul figurilor 1.6 și 1.7, cu $k = 1$) literatura de specialitate descrie o serie de metode grafice în determinarea pulsației și a constantei de amortizare. Pentru determinarea valorii aproximative a raportului de amortizare se utilizează așa numitul decrement logaritm [15]. Pentru determinarea valorii aproximative a

frecvenței proprii se utilizează posibilitățile de marcaj temporal ale osciloscopului (AD 212/50, Pico Technology). De exemplu, corespunzător figurii 1.7 riglele x și o delimitează 20 perioade de semnal pentru 489,9 ms. De aici frecvența aproximativă a semnalului este de $20 \cdot 1000/489,9 = 40,824$ Hz.

Evident că prezintă interes determinarea caracteristicilor răspunsului liber însă pe cale automată, cu utilizarea calculatorului, mai ales în cazul în care răspunsul conține două sau mai multe componente pe frecvențe diferite.

Literatura de specialitate pune la dispoziție o serie de proceduri de identificare bazate pe teoria semnalelor discrete [11], pe care fără îndoială, cititorul le poate aborda având și motivația demersului de inițiere prezentat aici.

Prima idee (utopică dar utilă demersului nostru) legată de identificarea răspunsurilor cu o singură componentă ($k = 1$) ar fi, conform algoritmului prezentat în figura 1.8, determinarea prin calcul a tuturor evoluțiilor posibile din

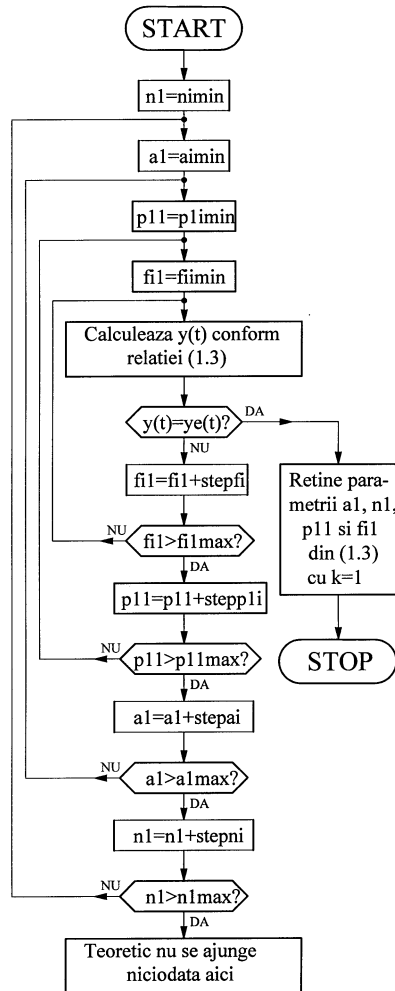


Figura 1.8 Algoritm complet de identificare (căutare nesistematică).

relația (1.3), (cu parametrii notați aici după cum urmează: $n_1=ni$, $a_1=ai$, $p_{11}=p1i$, $\varphi_1=fi$), cu incremenți ($stepni$, $stepai$, $stepp1i$, $stepfi$) infinit mici și reținând numai valorile parametrilor pentru care $y(t) = ye(t)$, identificarea fiind încheiată. Evident, în figura 1.8 se consideră limite rezonabile de evoluție a parametrilor.

Din cauza duratei de execuție, un asemenea algoritm nu poate fi aplicat decât cu valori discrete și incremenți finiți, rezonabili de mici, pentru un semnal descris ca o secvență numerică cu rezoluție neînfinită. De aici nici condiția de ieșire din ciclu (DA la decizia $y(t) = ye(t)?$) nu poate fi asigurată, ceea ce face necesară refacerea algoritmului, se iterează complet domeniul parametrilor și se reține cea mai bună aproximare a $ye(t)$ prin $y(t)$. Chiar în aceste condiții timpii de execuție sunt exagerați, motiv pentru care se procedează după modelul arborelui de decizie binară [21], se face iterația completă și repetată după toți parametrii, de fiecare dată diminuând incrementul și reducând limitele de evoluție ale acestuia în jurul valorilor determinate la ciclul precedent (asemănător manierei de funcționare a arborelui de decizie binară materializat, de exemplu, în convertoarele analog numerice ce funcționează prin așa numita metodă a înjumătățirii intervalului).

Se prezintă instrucțiunile programului de identificare Matlab *ident1* care utilizează unele dintre considerentele enumerate anterior.

PROGRAM ident1

```

1•close all;clear all;start=cputime;
2•load armonicsiliber.txt;l=size(armonicsiliber);
3•parametrdiviz=10;nrpuncte=50;
4•liminf=43950/parametrdiviz;lmsup=liminf+nrpuncte;j=1;
5•for i=1:parametrdiviz:l(1);a1(j)=armonicsiliber(i,2);
   j=j+1;end
6•for i=liminf:lmsup-1;a(i-liminf+1)=a1(i);end
7•min=9999999999;k=0;eroare=0;
8•aimin=400;aimax=800;stepai=(aimax-aimin)/8;
9•nimin=0;nimax=8;stepni=(nimax-nimin)/8;
10•plimin=200;plimax=300;steppli=(plimax-plimin)/8;
11•fiimin=-pi/2;fiimax=pi/2;stepfi=(fiimax-fiimin)/8;
12•run iteratie;%atenție, utilizarea normală presupune
stergerea semnului % din fața instrucțiunilor următoare
13•%for ncicli=1:6;min=9999999999;eroare=0;
14•%aimin=c(1)-stepai;aimax=c(1)+stepai;stepai=stepai/2;
15•%nimin=c(2)-stepni;nimax=c(2)+stepni;stepni=stepni/2;
16•%plimin=c(3)-steppli;plimax=c(3)+steppli;
   steppli=steppli/2;
17•%fiimin=c(4)-stepfi;fiimax=c(4)+stepfi;stepfi=stepfi/2;
18•%run iteratie;
19•%end
20•d(1)=c(1);d(2)=c(2);d(3)=c(3);d(4)=c(4);
21•for i=1:nrpuncte;p=0.000020479*i*parametrdiviz;
22•b(i)=d(1)*2.7182818^(-d(2)*p)*sin(d(3)*p+d(4));t(i)=p;

```



```

23•end;stop=cputime;stop-start
24•plot(t,a,'b');hold on;plot(t,b,'r');d,k

```

Pentru delimitarea instrucțiunilor s-a folosit convenția de notație pentru adrese 1•, 2•, etc. Transcrierea programului în mediul Matlab se va face fără aceste adrese.

Variabila *start* (din 1•, împreună cu variabila *stop*, vezi instrucțiunea de la adresa 24•) este utilizată în definirea timpului de execuție, un element foarte important având în vedere natura algoritmului.

La instrucțiunea 2• se încarcă fișierul de date în format ASCII (ca matrice numită *armonicsiliber.txt*, ne referim aici la datele ce definesc evoluția din figura 1.4) și se determină dimensiunile acesteia (în matricea *I*). Precizăm aici că matricea *armonicsiliber.txt* (**vezi indicațiile de descărcare din prefață**) conține două coloane, pe prima se descrie evoluția timpului în microsecunde, pe a doua coloană evoluția tensiunii în mV. Cititorul interesat în parcurgerea

acestui demers va deschide fișierul corespunzător, va șterge toate indicațiile prealabile celor două șiruri (pe prima linie vor apare 0 și -559) și va salva sub același nume. Dacă acum s-ar executa secvența:

```

close all;clear all;u=armonicsiliber(:,2);
v=armonicsiliber(:,1);v=v/1000000;
plot(v,u,'k','LineWidth',1.5);grid;axis([0.8 1.2 -800
800])

```

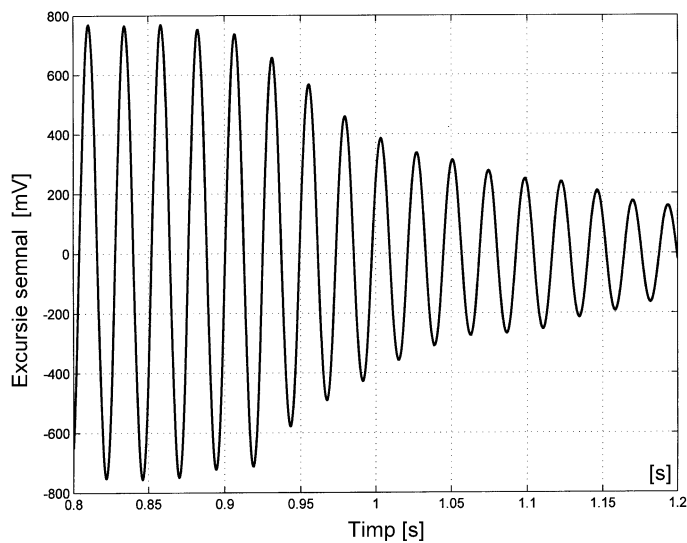


Figura 1.9 Redare parțială a figurii 1.4 prin manipulare Matlab a fișierului de descriere în format ASCII.

s-ar obține evoluția din figura 1.9 (redare parțială a figurii 1.4, pe abscisă timpul în secunde, pe ordonată excursia de semnal în milivolți, mV).

Secvența de achiziție pentru matricea *armonicsiliber.txt* corespunde unei durate de 2s cu 97657 eșantioane, adică unui increment temporal de $2s/97657=0,000020479$ s sau unei rate de conversie analog/numerice (număr de eșantioane pe secundă) de $48828,5s^{-1}$. Pentru o frecvență a semnalului monitorizat de aproape 40 Hz aceasta înseamnă că fiecare perioadă este descrisă cu $48828,5/40=1220,7125$ valori experimentale. Pentru a diminua efortul de calcul prin prisma algoritmului de identificare se preferă aici reducerea de zece ori a rezoluției, vezi variabila *parametrdiviz* din instrucțiunea 3•. Se preferă de asemenea prima aplicare a algoritmului pe o secvență foarte scurtă, vezi parametrul *nrpuncte* = 50.

La instrucțiunea 4• se precizează prin *liminf* și *limsup* limitele secvenței analizate, corespunzător instalării componentei de răspuns liber (aici intervalul de timp cuprins între 0,900089 s și 1,002 s, vezi și pe figura 1.9).

La instrucțiunea 5• se copie în matricea *a1* datele din coloana a doua a matricii *armonicsiliber*, conform noii rezoluții, pentru limitele deja definite, cu utilizarea variabilei contoar *j*. Instrucțiunea 6• copie matricea *a1* în matricea *a*. Cititorul va cerceta dacă instrucțiunea 5• mai este necesară în aceste condiții.

Instrucțiunea 7• inițializează o serie de variabile a căror semnificație se prezintă ulterior. Instrucțiunile de la 8• la 11• inițializează limitele de căutare pentru amplitudine (*aimin*, *aimax*), constanta de amortizare (*nimin*, *nimax*), pulsație (*plimin*, *plimax*), fază (*fiimin*, *fiimax*) precum și incrementii de iterație (*stepai*, *stepni*, *steppi*, *stepfi*), ca fiind o optime din intervalul mărimii de referință. Limitele pentru amplitudine și pulsație au fost prestabilite grosier prin analiza figurii 1.4. Limitele pentru faza inițială au fost stabilite considerând debutul secvenței de cercetat cu fază aproximativ zero la originea timpului.

La instrucțiunea 12• se face trimitere necondiționată la rutina *iteratie* redată mai jos:

RUTINA iteratie

```

Ri1•for ai=aimin:stepai:aimax;
    Ri2•for ni=nimin:stepni:nimax;
        Ri3•for pli=plimin:steppi:plimax;
            Ri4•for fii=fiimin:stepfi:fiimax;
                Ri5•for i=1:nrpuncte;
                    Ri6•p=0.000020479*i*parametrdiviz;
                    Ri7•b(i)=ai*2.7182818^(ni*p)*sin(pli*p+fii);
                    Ri8•eroare=eroare+abs(abs((a(i)))-abs((b(i)))));k=k+1;
                Ri9•end
            Ri10•if eroare<min;c(1)=ai;c(2)=ni;c(3)=pli;

```

```

    Ri11•c(4)=fii;min=eroare;else end;eroare=0;
Ri12•end
Ri13•end
Ri14•end
Ri15•end

```

Aici se realizează imbricarea a cinci cicluri, corespunzător celor patru parametri (amplitudine, amortizare, pulsație, fază), pentru limitele deja stabilite, cu start la instrucțiunile numerotate cu **Ri1•**, **Ri2•**, **Ri3•**, **Ri4•**. Ciclul cu cel mai mare grad de imbricare (după *i*) se referă la parcurgerea tuturor punctelor secvenței de achiziție cercetate (variabila *nrpuncte*), cu start la **Ri5•**. În interiorul acestui ciclu se calculează la **Ri6•** abscisa temporală a punctului curent, variabila *p*, prin multiplicarea cu inversul ratei de conversie și cu variabila *parametrdiviz*.

La **Ri7•** se calculează ordonata curentă $y(t_i)$ conform expresiei 1.3, reținută în tabloul *b*. Se incrementează apoi conform instrucțiunii **Ri8•** parametrul *eroare* (vezi instrucțiunea 7 din programul *ident1*) cu valoarea absolută a diferenței modulelor $y(t_i)$ și $y_e(t_i)$, în fapt valori rezidente în locațiile *b(i)* și *a(i)*. La ieșirea din ciclul după *i* (vezi instrucțiunea **Ri9•**) se testează dacă variabila *eroare* este inferioară unei valori prestabilite (*min* de la instrucțiunea 7 din *ident1*). Dacă da atunci copie în matricea *c* valorile curente pentru amortizare, pulsație, amplitudine și fază, alocă variabilei *min* valoarea din *eroare*, aceasta din urmă fiind apoi setată pe zero. În acest fel există certitudinea că la parcurgerea completă a tuturor ciclurilor, în matricea *c* se găsesc valorile parametrilor care asigură cea mai bună aproximare a curbei $y_e(t_i)$ prin $y(t_i)$, s-a realizat determinarea valorii minim minimorum a erorii definite în **Ri8•**, cu expresia:
$$\sum_i \|y_e(t_i) - y(t_i)\|.$$

Limita superioară a sumei este înscrisă în variabila *nrpuncte* (în 3•).

Instrucțiunile **end** de la **Ri12•**, **Ri13•**, **Ri14•** și **Ri15•**, asigură ieșirea din ciclul de iterație a parametrilor, respectiv întoarcerea la programul apelant (*ident1*). Să ignorăm deocamdată în *ident1* corpul de instrucțiuni de la 13• la 19• (practic s-a scris în fața fiecărei instrucțiuni semnul %, mediul Matlab le ignoră la rulare), considerând revenirea din rutina *iteratie* tratată începând cu instrucțiunea de la adresa 20• în care matricea *d* copie matricea *c*. Aceasta este utilizată mai departe în recalcularea celei mai bune aproximări $y(t)$ depusă în tabloul *b*, vezi ciclul de la 21• la 23•. La finele instrucțiunii 22• se descrie evoluția timpului în tabloul *t*. La instrucțiunea 23• se reține timpul de ceas microprocesor (*cpetime* în variabila *stop*), și se calculează și afișează durata de execuție în secunde (variabila *executie*, rezultatul diferenței *stop-start*).

La 24• se reprezintă pe același grafic evoluțiile $y(t)$ și $y_e(t)$, se afișează parametrii determinați la identificare.

Să mai notăm că variabila k (inițializată la instrucțiunea 7•) este incrementată pentru fiecare parcurgere a instrucțiunii **Ri8•**, de aici rezultă că aceasta va descrie numărul total de cicluri de iterație, listat urmare a execuției instrucțiunii 24•.

Rularea programului *ident1* pentru numai $nrpuncte=50$ (vezi instrucțiunea 3• în *ident1*) conduce la obținerea următorului listing de rezultate:

d =700 0 225 0 (cu utilizare în relația (1.4))

k =328050 (numărul de cicluri cu grad maxim de imbricare din *iterație*)

executie =0.6719

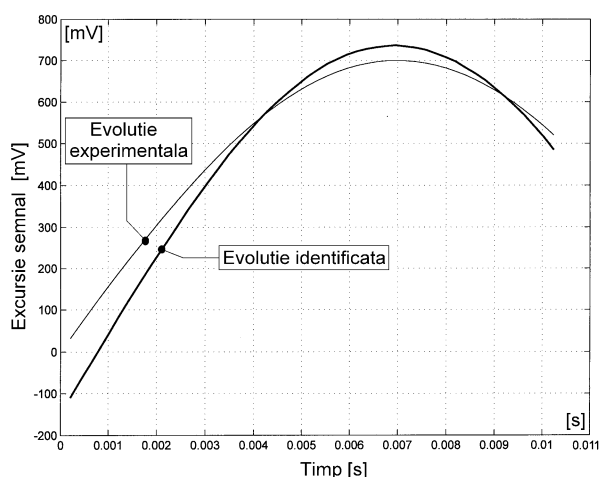


Figura 1.10 Descriere grafică a identificării (1).

pentru un timp total de execuție de 0,6719 s (acesta depinde de performanțele calculatorului folosit), cu reprezentarea grafică a celor două evoluții (experimentală și identificată), conform figurii 1.10. Semnalul identificat este descris conform listingului matricii d cu:

$$(1.4) \quad y(t_i) = 700 \cdot e^{0 \cdot t_i} \cdot \sin(225 \cdot t_i + 0)$$

$$\text{cu } t_i = 0,00020479 \cdot i \text{ și } i = 1 \div 50$$

Este evident că identificarea este departe de a fi precisă. Prima opțiune în creșterea preciziei este reducerea valorilor de pas de incrementare *stepai*, *stepni*, *steppi*, *stepfi*, de exemplu prin substituirea instrucțiunilor 8•, 9•, 10•, 11• din *ident1* cu:

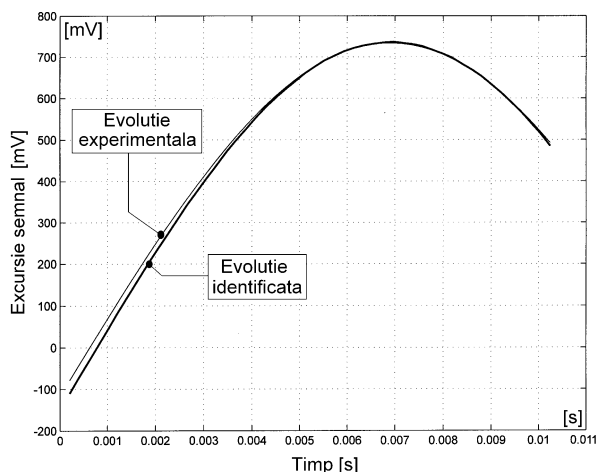
După cum se observă s-a realizat de 328050 ori parcurgerea ciclului de la **Ri5• la Ri9•** (cu $328.050 = 50 \cdot (8+1)^4$ aici 8 fiind împărțitorul de divizare din definirea incrementilor *stepai*, *stepni*, *steppi*, *stepfi*)

```

8•aimin=500;aimax=900;stepai=(aimax-aimin)/20;
9•nimin=0;nimax=8;stepni=(nimax-nimin)/20;
10•plimin=200;plimax=300;steppli=(plimax-plimin)/20;
11•fiimin=-pi/2;fiimax=pi/2;stepfi=(fiimax-fiimin)/20;

```

cea ce conduce la următoarele rezultate ale rulării:



```

d=740.000    1.200
250.0000    -0.15707
k=9724050,
executie =3.3438

```

Cu
 $k=50 \cdot (20+1)^4 = 9.724.050,$
corespunzător unui
timp de execuție
semnificativ mai
mare dar și pentru o
precizie mai mare la
identificare, conform
figurii 1.11.

Figura 1.11 Descriere grafică a identificării (2).

Descrierea curbei identificate se face de această dată conform cu :

$$(1.5) \quad y(t_i) = 740 \cdot e^{-1,2 \cdot t_i} \cdot \sin(250 \cdot t_i - 0,15707)$$

cu $t_i = 0,00020479 \cdot i$ și $i = 1 \div 50$

Există însă și o soluție mai rapidă cu grad de precizie mai ridicat. Revenind la programul *ident1* să realizăm rularea acestuia cu validarea instrucțiunilor de la 13• la 19• (reluete aici, se șterge simbolul % din debutul acestora). Se păstrează modificarea făcută anterior (pentru figura 1.11)

```

13•for ncicli=1:6;min=9999999999;eroare=0;
14•aimin=c(1)-stepai;aimax=c(1)+stepai;stepai=stepai/2;
15•nimin=c(2)-stepni;nimax=c(2)+stepni;stepni=stepni/2;
16•plimin=c(3)-steppli;plimax=c(3)+steppli;
    steppli=steppli/2;
17•fiimin=c(4)-stepfi;fiimax=c(4)+stepfi;stepfi=stepfi/2;
18•run iteratie;
19•end

```

Se realizează în fapt reluarea repetată (aici de șase ori, vezi parametrul *ncicli* din instrucțiunea 13•) a rutinei *iteratie*, cu redefinirea

automată a limitelor de căutare a parametrilor în jurul valorii (rezidente în matricea c) găsite la ciclul anterior (de exemplu vezi în $14 \cdot \mathbf{a}_{\min} = \mathbf{c}(1) - \mathbf{stepai}; \mathbf{a}_{\max} = \mathbf{c}(1) + \mathbf{stepai};$) și înjumătățirea sistematică a incrementului de căutare (de exemplu $\mathbf{stepai} = \mathbf{stepai}/2$ la finele aceleiași instrucțiuni).

Rularea programului *ident1* astfel modificat conduce la definirea parametrilor conform cu:

d = 744.0625 1.5688 254.8438 -0.1963
k = 9911550
executie = 3.3750

Ceea ce conduce la descrierea curbei identificate cu relația ;

$$(1.6) \quad y(t_i) = 744,06 \cdot e^{-1,56 \cdot t_i} \cdot \sin(254,84 \cdot t_i - 0,1963)$$

cu $t_i = 0,00020479 \cdot i$ și $i = 1 \div 50$

În figura (1.12) se prezintă grafic evoluția experimentală și identificată. Este

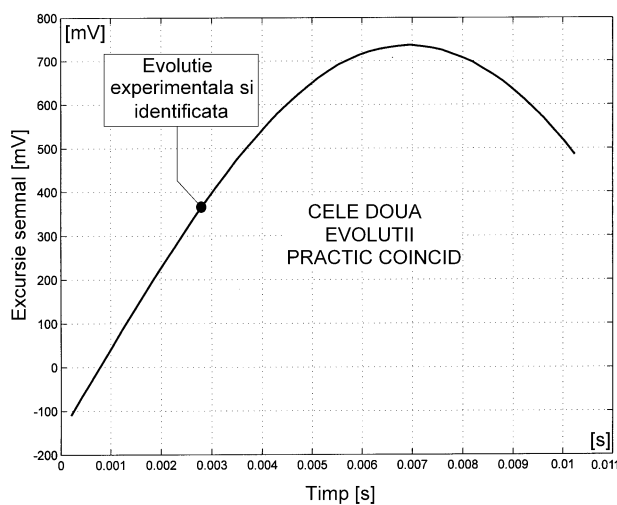


Figura 1.12 Descriere grafică a identificării (3).

evident faptul că cele două curbe practic coincid, identificarea fiind foarte bună, fără modificarea timpului de execuție față de soluția anterioară. Sub aspectul timpului de execuție desigur că programul *ident1* în această formă (prezentată la

pagina 17) va fi preferat în continuare. Cititorul este invitat să exerseze alte eventuale opțiuni de utilizare a programului.

Dacă până acum s-a cercetat cea mai bună identificare raportat la o lungime dată a secvenței experimentale, este evident că identificarea riguroasă a proprietăților răspunsului liber se face pentru o secvență experimentală de lungime cât mai mare. Fie acum variabila $n_{rpuncte}=1000$ (linia 3• din *ident1*). Rularea programului de identificare conduce la determinarea parametrilor conform cu:

d = 775.6250 6.3875 262.1875 -0.4344

k = 198231000 executie =45.7813

Deci descrierea analitică a curbei identificate conform cu:

$$(1.7) \quad y(t_i) = 775,62 \cdot e^{-6,38 \cdot t_i} \cdot \sin(262,1875 \cdot t_i - 0,4344)$$

cu $t_i = 0,00020479 \cdot i$ și $i = 1 \div 1000$

Cu reprezentarea grafică a curbei experimentale și identificate conform cu figura 1.13.

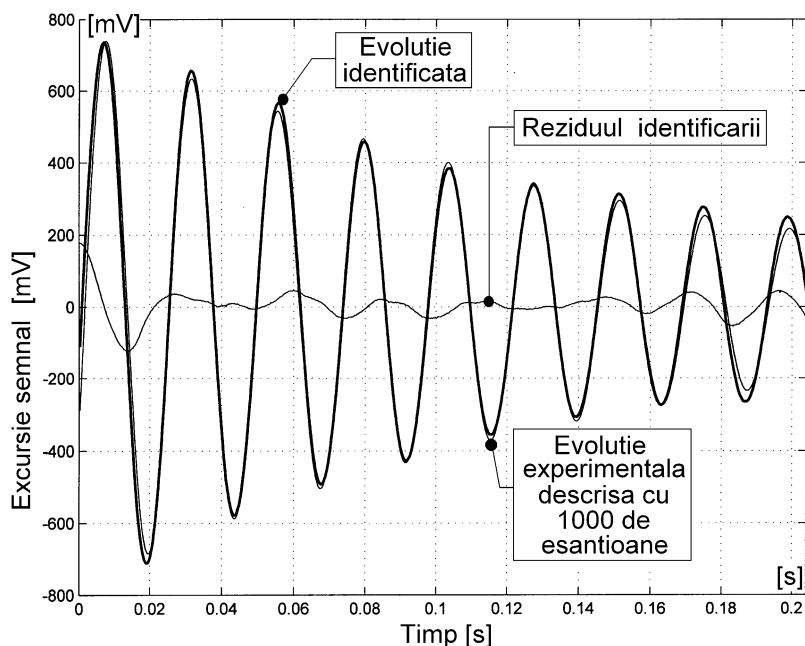


Figura 1.13 Descriere grafică a rezultatului identificării.

Aici se prezintă totodată și reziduul identificării, ca diferență a ordonatelor punctelor curbei experimentale și identificate. Cu titlu exemplificator prezentăm doar listingul completării programului *ident1* care a

servit la manipularea elementelor de grafică din figura 1.13. Reziduul este descris în matricea e .

COMPLETARE PROGRAM ident1

```
25•j=1;for i=270:400;
    abscisa1(j)=0.175;ordonata1(j)=i;j=j+1;end
26•j=1;for i=-600:0;
    abscisa2(j)=0.105;ordonata2(j)=i;j=j+1;end
27•j=1;for i=-500:-230;
    abscisa3(j)=0.187;ordonata3(j)=i;j=j+1;end
28•hold on;plot(abscisa1,ordonata1,'k');
29•plot(abscisa2,ordonata2,'k');
    plot(abscisa3,ordonata3,'k')
30•axis([0,0.204,-800,800]);
31•title('EVOLUTIA EXPERIMENTALA SI IDENTIFICATA. RASPUNS
LIBER')
32•xlabel('Timp [s]');ylabel('Amplitudine [mV]')
33•gtext('Evolutie experimentală')
34•gtext('Evolutie identificată')
35•gtext('Reziduul identificării')
36•gtext('EVOLUTIE EXPERIMENTALA SI IDENTIFICATA')
37•gtext('DESCRISA CU 1000 ESANTIOANE')
38•e=a-b; plot(t,e,'k')
```

Desigur că durata execuției programului este radical mai mare, totuși încă rezonabilă, aferent execuției unui număr uriaș de cicluri de căutare (198.231.000), corespunzător unei viteze de operare foarte mari: $198.231.000$ cicluri/ $45,7813 = 4.329.955,68$ cicluri pe secundă.

Este evident faptul că suprapunerea celor două curbe (experimentală și identificată) nu este perfectă, de unde și reziduul nenul. Sistemul real nu respectă perfect modelul de răspuns periodic amortizat, printre altele și pentru că placa 1 din figura 1.3 nu este perfect izolată dinamic față de mediu.

În contextul figurii 1.4 este interesant de remarcat că programul *ident1* poate realiza identificarea și aferent comportării din zona ce descrie vibrația forțată (identificarea unui semnal riguros armonic, la dreapta punctului A). Se va lucra tot pentru 1000 puncte experimentale, singura modificare în program va fi linia 4• conform cu :

```
4•liminf=440/parametrdiviz;limsup=liminf+nrpuncte;j=1;
```


Debutul secvenței de analizat (începând cu eșantionul 440 pe înregistrarea sursă) are în vedere același aspect, realizarea unei faze la originea timpului cât mai apropiată de zero, vezi poziția riglei verticale **x** pe reprezentarea din figura 1.14 (zoom temporal în zona de debut a evoluției din figura 1.4).

Rularea programului *ident1* conduce la obținerea următorului listing de

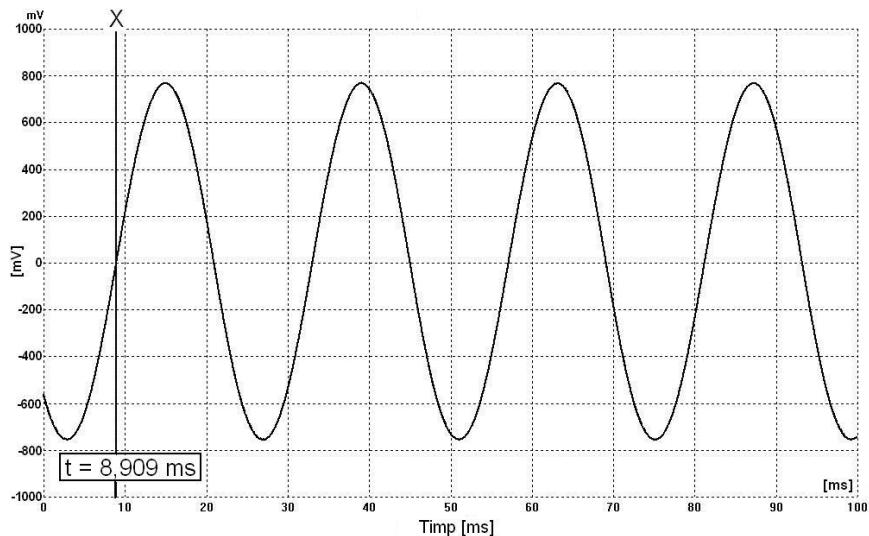


Figura 1.14 Detaliu la figura 1.4. Zoom temporal în zona de debut a înregistrării (zona de răspuns forțat).

parametri:

d = 763.4375 0.0102 !!!! 260.8145 -0.0966
k = 198231000
executie = 45.32

Se observă imediat valoarea aproape nulă a raportului de amortizare, ceea ce ilustrează încă o dată funcționarea corectă a programului. Se poate descrie analitic expresia evoluției identificate conform cu:

$$(1.8) \quad y(t_i) = 763,4375 \cdot \sin(260,8245 \cdot t_i - 0,0966)$$

cu $t_i = 0,00020479 \cdot i$ și $i = 1 \div 1000$

Adică o evoluție armonică, cu pulsația foarte apropiată (dar logic diferită) de cea obținută prin analiza componentei de răspuns liber, vezi relația (1.7).

Calitatea identificării este ilustrată și în figura 1.15, în care se observă că cele două evoluții (experimentală și identificată) practic coincid, cu un

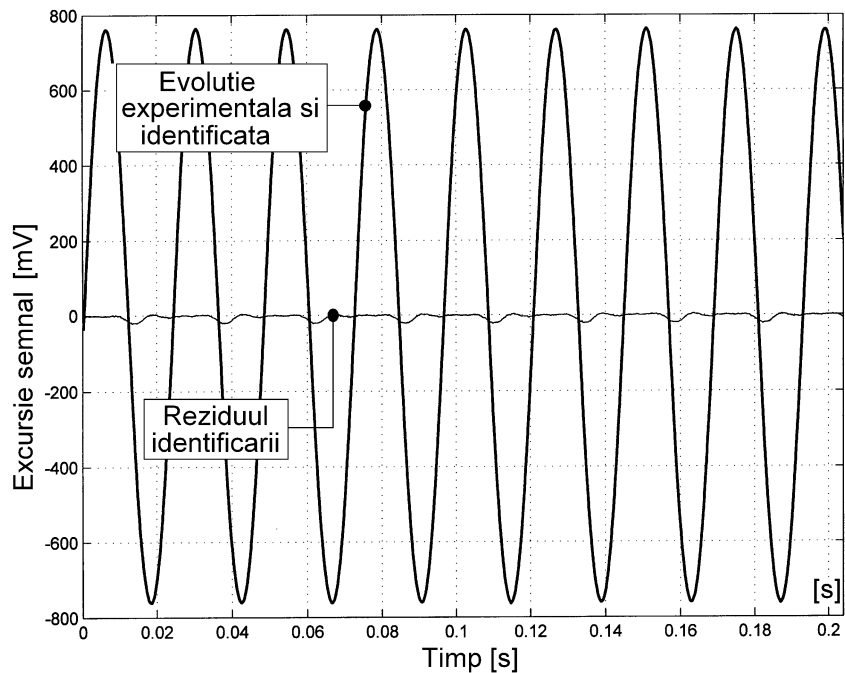


Figura 1.15 Elemente grafice ale identificării componentei de răspuns forțat (evoluție descrisă cu 1000 eșantioane).

reziduu foarte mic și periodic. Din forma reziduuului, rezultă că semnalul traductorului (construit prin mijloace proprii) nu este perfect armonic.

Aici este cazul să insistăm asupra efectelor nerespectării condiției de debut a secvenței de identificat (referitor la fază). Dacă secvența debutează cu fază necunoscută, sau dacă în condițiile demersului care a condus la figura 1.15 se consideră instrucțiunea 11• din *ident1* modificată conform cu:

```
11•fiimin=0.2*pi; fiimax=1.3*pi; stepfi=(fiimax-fiimin)/20;
```

(intervalul de căutare a fazei necentrat pe zero)

Atunci este posibil ca evoluția identificată să se afle în opoziție de fază cu cea experimentală, conform figurii 1.16.

Valorile parametrilor identificării sunt în acest caz:

d = 762.8773 0.0043 260.8151 3.0450

k =206981000
executie =46.4531

Așa cum se observă, există deosebiri insignifiante (vezi constanta de amortizare aici nenulă) ale valorilor parametrilor identificați în orizontul figurii 1.15. Deși numărul de cicli de iterație este același, timpul de execuție este ușor diferit urmare a faptului că microprocesorul trebuie să răspundă unor sarcini suplimentare, nesistematice, ale sistemului de operare.

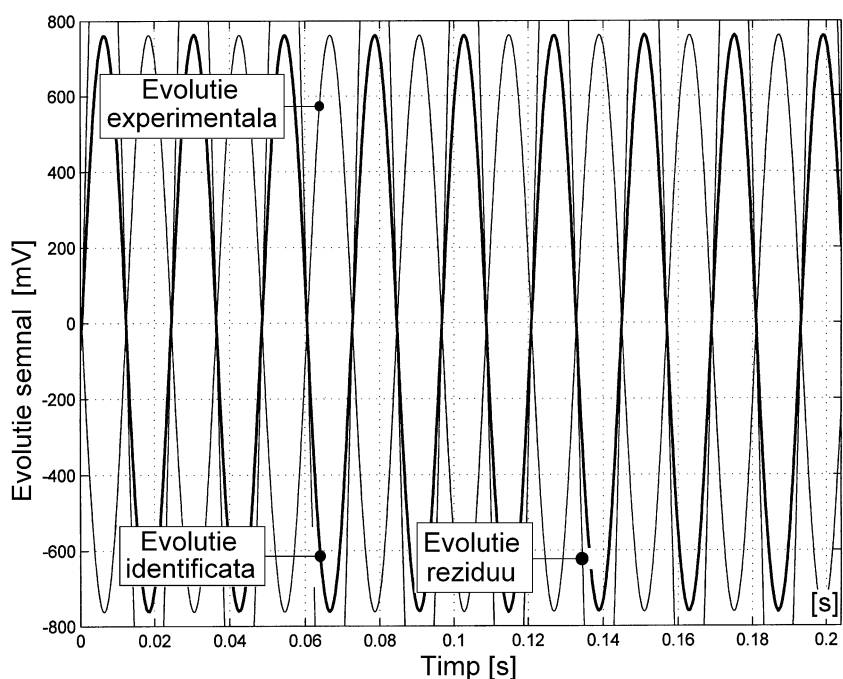


Figura 1.16 Elemente grafice ale identificării componentei de răspuns forțat. Influența schimbării limitelor de căutare pentru faza la originea timpului.

Credem că este interesant de urmărit comparativ acum rezultatele identificării răspunsului liber pentru grinda 3 din figura 1.3, în condițiile din figurile 1.4, 1.6, 1.7 dar pentru un număr mult mai mare de puncte experimentale (variabila $n_{puncte}=5000$ în linia 3• din *ident1*). Pentru creșterea preciziei vom restrânge foarte mult limitele inițiale de căutare a parametrilor, folosindu-ne de rezultatele deja obținute la cercetările din

orizontul figurii 1.13, cu rescrierea instrucțiunilor 8•, 9•, 10• și 11• din *ident1* conform cu:

```
aimin=700;aimax=800;stepai=(aimax-aimin)/10;
nimin=3;nimax=8;stepni=(nimax-nimin)/10;
plimin=300;plimax=400;steppli=(plimax-plimin)/10;
fiimin=-1;fiimax=1;stepfi=(fiimax-fiimin)/10;
```

După rularea programului (pentru figurile 1.6, 1.7 cititorul interesat va face descărcare pentru fișierele *liberstanga.txt* respective *liberdreapta.txt*, vezi indicațiile din prefață) vom reține numai valorile constantei de amortizare și a pulsației oscilației libere, conform tabelului 1.1.

| Nr. | | $n[s^{-1}]$ | $p1[rad \cdot s^{-1}]$ |
|----------|--------------|--------------|------------------------|
| 1 | Figura 1.4 | 5,800 | 263,58 |
| 2 | Figura 1.6 | 3,808 | 259,27 |
| 3 | Figura 1.7 | 3,27 | 256,07 |
| 4 | Medii | 4,292 | 259,64 |

Tabelul 1.1

Dispersia relativ pronunțată a parametrilor se datorează fără îndoială manierei extrem de sumare de organizare a experimentului (reamintim cititorului că excitația în cazul figurilor 1.6 respectiv 1.7 s-a

făcut prin lovire cu degetul index), în plus condițiile de instalare a răspunsului liber sunt de fiecare dată altele. De altfel modelul matematic al răspunsului liber este limitat (tipic unui sistem cu un grad de libertate). Un studiu sistematic ar trebui să conteze pe statistica unui experiment repetat în condiții identice. Putem totuși reține valorile medii, întâmplător sau nu, apropiate de cele ale experimentului doi.

Din teoria vibrațiilor [15] se poate defini pulsația proprie medie a sistemului neamortizat $p = (p_1^2 - n^2)^{1/2}$, adică $p = 259,60 \text{ rad/s}$ (corespunzător unei frecvențe de $259,85/(2 \cdot \pi) = 41,32 \text{ Hz}$), respectiv gradul de amortizare mediu $\xi = n/p$, adică $\xi = 0,016533$. Se poate acum realiza trasarea caracteristicii amplificării relativă/pulsație (răspunsul la frecvență), cu expresia analitică, descrisă de:

$$(1.9) \quad A(\omega) = \frac{\sqrt{1 + [2 \cdot \xi \cdot (\omega / p)]^2}}{\sqrt{(1 - (\omega / p)^2)^2 + (2 \cdot \xi)^2 \cdot (\omega / p)^2}}$$

unde A reprezintă raportul amplitudinilor mișcărilor vibratorii de ieșire (la

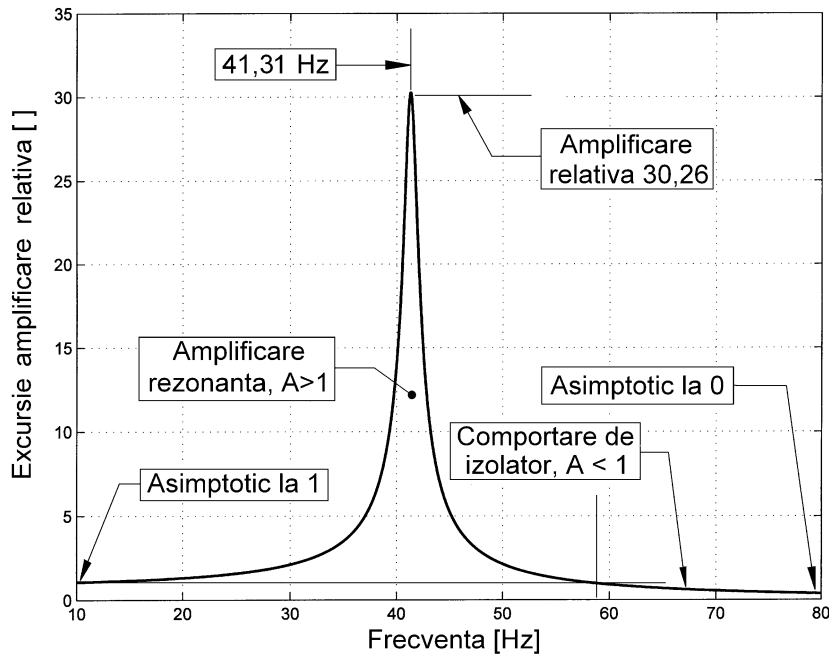


Figura 1.17 Caracteristica amplificare/frecvență (din media identificărilor).

nivelul traductorului 4 de pe grinda 3, vezi figura 1.3) și de intrare (la nivelul încastrării grinzii), ω reprezintă pulsația de excitație. În cazul nostru reprezentarea acestei caracteristici se face conform figurii 1.17. Pentru comoditatea interpretării s-a utilizat în abscisă frecvența $\nu = \omega/(2 \cdot \pi)$.

Pentru trasarea acestei caracteristici s-a utilizat programul **amplrez**, cu listing-ul redat mai jos.

PROGRAM amplrez

```
close all;clear all;
zai=0.016533;pulsprop=259.6;i=1;max=0;frecrez=0;
for frecventa=10:0.01:80;
    pulsatie=2*pi*frecventa;pulsrel=pulsatie/pulsprop;
    term1=abs(1-
pulsrel*pulsrel)^2;term2=(2*zai*pulsrel)^2;term3=1+term2;
    ordonata(i)=(sqrt(term3)/(sqrt(term1+term2)));
    abscisa(i)=(frecventa);
    if ordonata(i)>max;max=ordonata(i);
    frecrez=abscisa(i);else end;i=i+1;
```

```

end
plot(abscisa,ordonata,'k','LineWidth',1.5);grid
title('CARACTERISTICA AMPLIFICARE/FRECVENTA')
xlabel('Frecventa [Hz]');ylabel('Amplificare relativa')

```

Programul prezintă și facilitățile de determinare numerică a amplificării relative și a frecvenței la rezonanță (rezidente în final în variabilele *max* și *frecrez*). Iată deci o cale experimentală în determinarea valorii amplificării

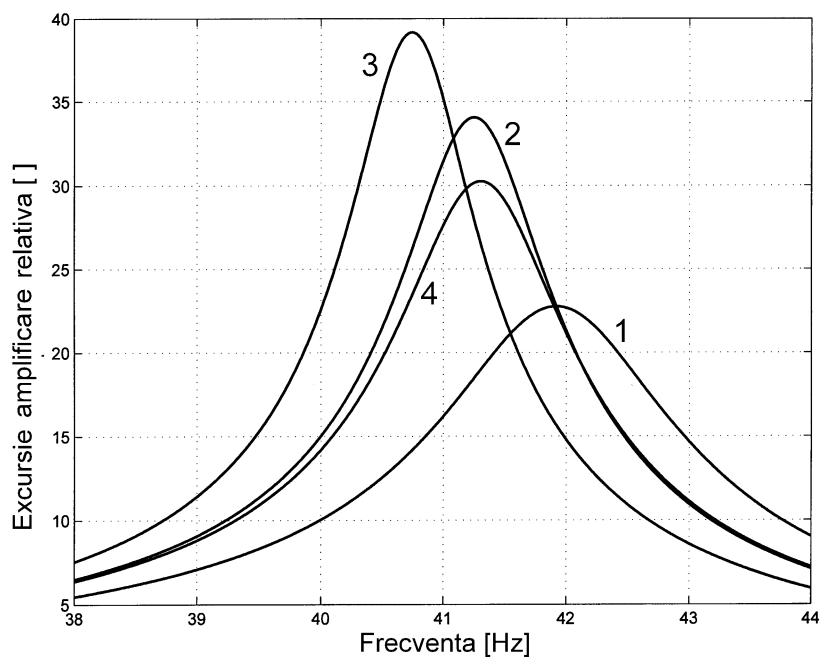


Figura 1.18 Caracteristici amplificare/frecvență (din identificările descrise în tabelul 1.1)

relative rezonante, foarte importantă în cazul structurilor mecanice utilizate în regim dinamic. Să notăm aici că valoarea exactă a amplificării relative la rezonanță depinde esențial de valoarea cât mai redusă a rezoluției variabilei *frecvența*.

Pentru a întregi imaginea asupra preciziei identificării se poate acum reprezenta numai în zona de rezonanță caracteristica amplificare/frecvență pentru fiecare dintre caracteristicile determinate și descrise în tabelul 1.1, conform figurii 1.18 (numerele de ordine de pe figură corespund numerelor de ordine din tabelul 1.1).

Tabelul 1.2 completează caracteristicile tabelului 1.1 (cu valorile raportului de amortizare, pulsația proprie, amplificarea relativă la rezonanță, frecvența de rezonanță).

| Nr. | | ξ | p | A_{max} | $\nu_{rez}[\text{Hz}]$ |
|----------|--------------|-----------------|--------------|--------------|------------------------|
| 1 | Figura 1.4 | 0,02200 | 263,51 | 22,75 | 41,92 |
| 2 | Figura 1.6 | 0,014688 | 259,2 | 34,405 | 41,25 |
| 3 | Figura 1.7 | 0,012770 | 256,0 | 39,17 | 40,74 |
| 4 | Medii | 0,016532 | 259,6 | 30,26 | 41,31 |

Tabelul 1.2

Față de metodologia propusă aici, procedurile clasice de determinare a răspunsului în frecvență presupun un aparat experimental foarte sofisticat. Durata de execuție a identificării poate fi drastic redusă, conform și cu § 1.5.

1.4 Identificarea componentelor de răspuns liber. Structuri cu două moduri de vibrație excitate.

Să cercetăm acum posibilitatea utilizării procedurilor de identificare

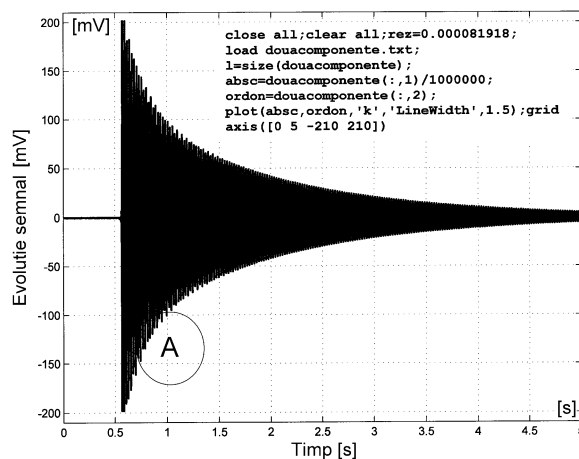


Figura 1.19 Răspuns periodic amortizat (experimental).

grinzi 3 din figura 1.3 dar cu utilizarea unui accelerometru piezoelectric Brüel

pentru un semnal ce descrie răspunsul liber și care conține două componente periodice amortizate, cu diferență netă a valorilor de frecvență. Fie un asemenea semnal obținut experimental conform figurii 1.19, prin excitația aceleiași

& Kjær (care substituie ca traductor vibrometrul utilizat inițial). Unul dintre avantajele utilizării osciloscopului ADC 212/50 (www.picotech.com) constă în posibilitatea conectării directe a traductoarelor piezo pe bornele de intrare (amplificatorul de sarcină, *charge amplifier*, altfel necesar, este conținut direct în partea de hardware a osciloscopului). Cititorul interesat va aplica instrucțiunile de descărcare din prefață pentru fișierul *douacomponente.txt*.

Grinda 3 a fost excitată impuls tot cu degetul index, local, însă pe mijlocul acesteia, observându-se în acest fel un răspuns cu două componente. Mai clar

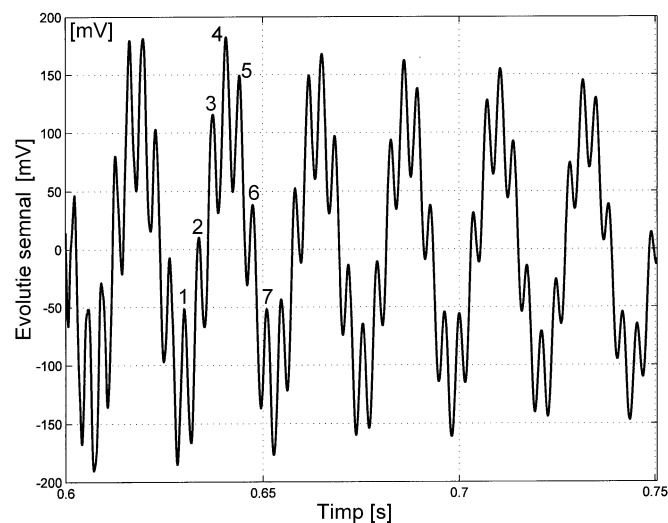


Figura 1.20 Detaliu în zona A la figura 1.19 (cu durata de 150 ms).

acesta este descris în figura 1.20, un detaliu cu durata de 150 ms începând cu momentul $t = 600$ ms, reprezentare cu *zoom-in* pe abscisă. Este clară existența a două componente amortizate, cu raport între frecvențe de cca. $1/7$.

Descrierea componentei de frecvență ridicată a fost favorizată aici și de utilizarea accelerometrului (mai sensibil la frecvențe ridicate). S-a utilizat aici o rată de descriere (conversie analog/numerică) de $12207,329 \text{ s}^{-1}$.

Prima opțiune de identificare poate fi aici determinarea parametrilor de descriere pentru componenta de joasă frecvență, cu utilizarea programului *ident1* (listing prezentat la § 1.3), în care s-a încărcat la instrucțiunea 2• fișierul *douacomponente.txt*, s-a inițializat variabila **parametrdiviz=2**, s-a folosit în linia 1• (dar și în rutina *iteratie*) variabila **rez=0,000081918** (inversul ratei de conversie, utilizată în definiția parametrului *p* din linia 20•, cu

$p = rez \cdot i \cdot parametrdiviz$), s-a făcut iterația pentru 1000 puncte experimentale ($nrpuncte=1000$), începând cu momentul $t=0,6119s$ (în linia 4 • $liminf=7470/paramdiviz$, $0,6119=7470 \cdot rez$). Pentru inițierea căutării s-au folosit următorii parametri în liniile 8 • ÷ 11 •:

```

8 • aimin=100 ; aimax=300 ; stepai=(aimax-aimin)/20 ;
9 • nimin=1 ; nimax=4 ; stepni=(nimax-nimin)/20 ;
10 • plimin=200 ; plimax=300 ; steppli=(plimax-plimin)/20 ;
11 • fiimin=-pi ; fiimax=0 ; stepfi=(fiimax-fiimin)/10 ;

```

Rularea programului *ident1* în aceste condiții a dus la identificarea parametrilor componente de joasă frecvență conform cu:

d = 123.0560 0.7500 274.8140 -0.2378
k = 206981000
executie =47.5938

pentru o descriere analitică dată de:

$$(1.10) \quad y(t_i) = 123,05 \cdot e^{-0,75 \cdot t_i} \cdot \sin(274,81 \cdot t_i - 0,2378)$$

cu $t_i = 0,000163836 \cdot i$ și $i = 1 \div 1000$

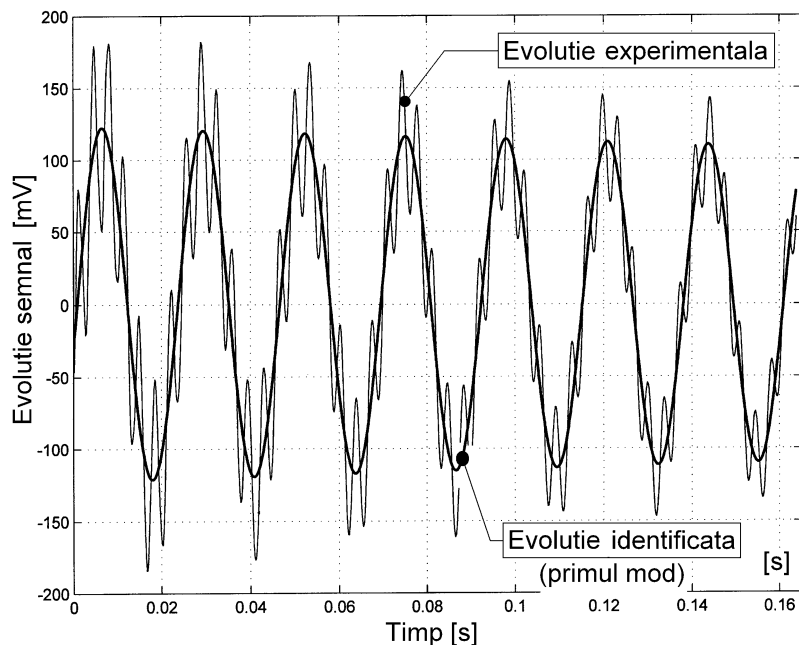


Figura 1.21 *Evoluție experimentală și identificată (primul mod).*

Și o reprezentare grafică conform cu figura 1.21 (suprapusă peste evoluția experimentală) respec-

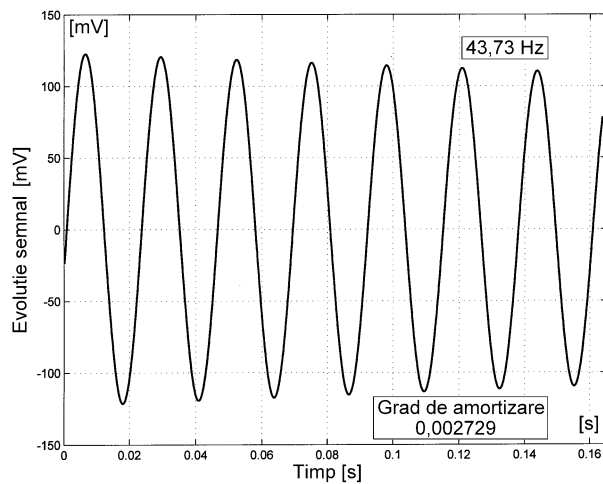


Figura 1.22 Evoluția identificată a componentei de joasă frecvență (primul mod de vibrație).

tiv cu figura 1.22 (separat, pentru o mai bună claritate). Desigur că este interesantă posibilitatea utilizării la identificare a programului *ident1*, și aceasta evident din cauza criteriului de căutare definit în rutina *iterație* (vezi liniile Ri8•÷ Ri11• din *listing*-ul redat la pagina 14).

Valorile apropiate -dar ușor diferite- de cele

găsite aferent tabelului 1.1 (valori medii), se explică prin utilizarea aceleiași

lungimi de consolă a grinzii, dar -în mod absolut normal- din cauza masei mai reduse a accelerometrului, crește pulsația proprie respectiv se reduce gradul de amortizare.

Se poate acum determina și reprezenta conform figurii 1.23 reziduul identificării (ca

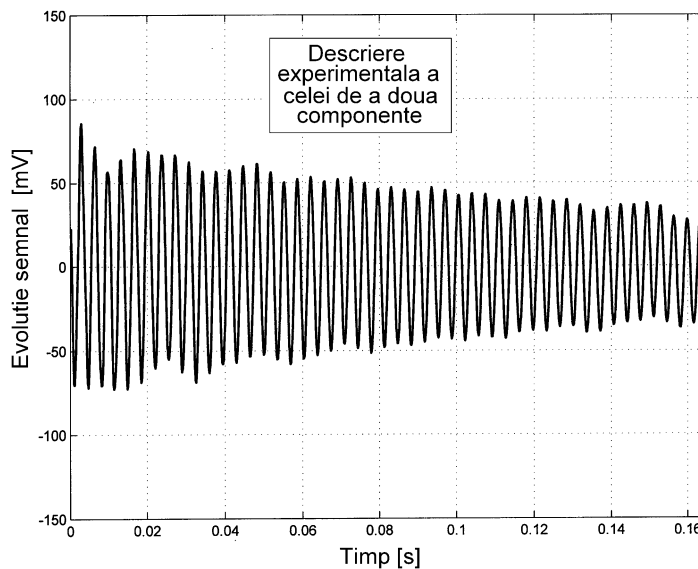


Figura 1.23 Evoluția reziduului identificării (la descrierea componentei de joasă frecvență).

evoluție a diferențelor ordonatelor punctelor din evoluția experimentală și a punctelor din evoluția identificată pentru componenta de joasă frecvență) dacă se execută următorul set de instrucțiuni (imediat după rularea *ident1*):

```
close all;e=a-b;plot(t,e,'k');save('e');
axis([0,0.165,-150,150]);title('REZIDUUL IDENTIFICARII');
xlabel('Timp [s]');ylabel('Evolutie semnal [mV]')
```

Pentru coerență, reprezentările din figurile 1.22, 1.23 au aceleași limite de evoluție pe ordonată (magnitudine).

Este evident că reziduul din figura 1.23 descrie cu o bună aproximație evoluția temporală a celei de a doua componente din figura 1.20 respectiv 1.21. Aproximația se referă la faptul că identificarea componentei de joasă frecvență nu este perfectă, comportarea sistemului nu este total adecvată modelului utilizat.

Identificarea celei de a doua componente se poate face foarte ușor dacă se aplică reziduului (salvat așa cum s-a văzut cu instrucțiunea: `save('e')`) procedurile programului *ident1*. Pentru aceasta se rulează programul *ident1* (păstrând toate elementele deja amintite la identificarea componentei de joasă frecvență) în care așa cum deja s-a arătat se face o selecție estimativă a parametrilor de căutare prin prescrierea liniilor 8•÷11• conform cu:

```
8•load e;a=e;aimin=3;aimax=150;stepai=(aimax-aimin)/20;
9•nimin=1;nimax=10;stepni=(nimax-nimin)/20;
10•plimin=1500;plimax=2000;steppli=(plimax-plimin)/20;
11•fiimin=-pi/2;fiimax=pi/2;stepfi=(fiimax-fiimin)/20;
```

Esențiale sunt aici instrucțiunile adăugate în linia 8• (`load e;a=e;`). Rularea conduce la obținerea următoarelor rezultate:

d = 71.93 5.0482 1800.5 2.8176

k = 413962000

Cu descrierea analitică a celei de a doua componente conform cu:

$$(1.11) \quad y(t_i) = 71,93 \cdot e^{-5,0482 \cdot t_i} \cdot \sin(1800,5 \cdot t_i + 2,8176)$$

cu $t_i = 0,000163836 \cdot i$ și $i = 1 \div 1000$

Reprezentarea acestuia se face conform figurii 1.24. Așa cum rezultă din

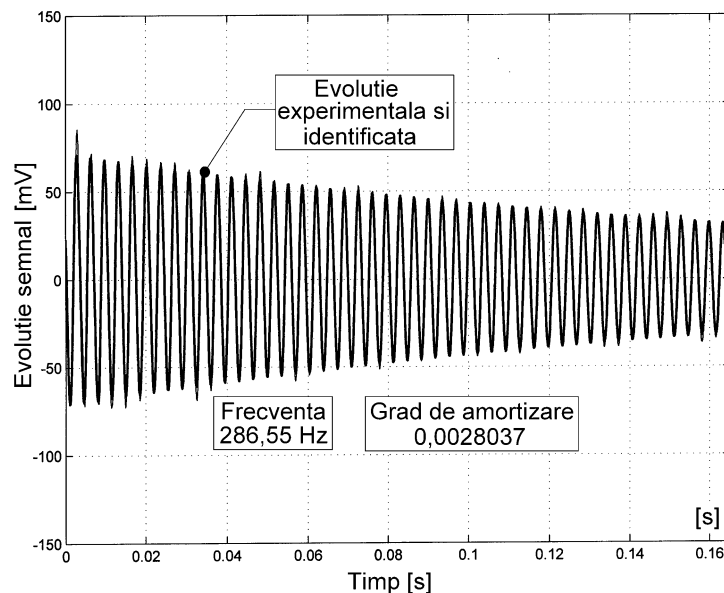


Figura 1.24 Descriere grafică a celei de a doua componente identificate.

descrierea (1.11) cea de a doua componentă semnificativă are frecvența de $1800/(2 \cdot \pi) = 286,47$ Hz.

Cu execuția secvenței deja amintite anterior:

```
close all; e=a-b; plot(t,e,'k'); save('e') axis([0,0.165,-200,200]); title('REZIDUUL IDENTIFICĂRII'); xlabel('Timp [s]'); ylabel('Amplitudine [mV]')
```

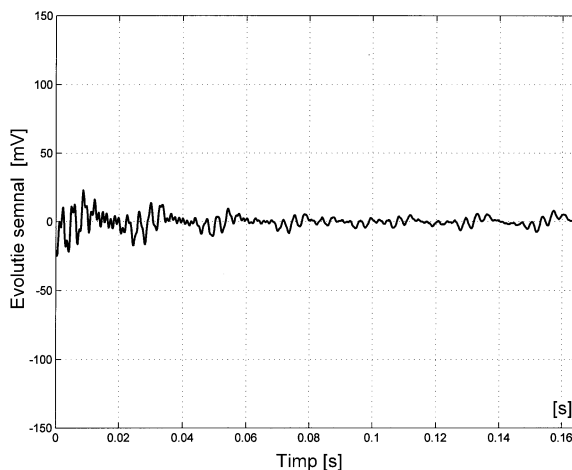


Figura 1.25 Reziduul identificării complete.

Se obține reprezentarea rezidului final al identificării ambelor componente, redat în figura 1.25 (o caracterizare a acurateții identificării).

Utilizarea programului *ident1* în aceste circumstanțe este laborioasă, adesea se poate prefera rescrierea sa sub forma programului *ident2c* redată mai jos, cu execuție netrunchiată, dar cu un dejavantaj, fără obținerea rezultatelor intermediare ale identificării.

PROGRAM ident2c

```

close all;clear all;start=cputime;rez=0.000081918;
load douacomponente.txt;l=size(douacomponente);
parametrdiviz=2;nrpuncte=1000;
liminf=7470/parametrdiviz;lmsup=liminf+nrpuncte;j=1;
fori=1:parametrdiviz:l(1);a1(j)=douacomponente(i,2);j=j+1;
end
for i=liminf:lmsup-1;a(i-liminf+1)=a1(i);end
%aici incep procedurile de identificare a componentei de joasa
frecventa
min=9999999999;k=0;eroare=0;
aimin=3;aimax=800;stepai=(aimax-aimin)/20;
nimin=1;nimax=4;stepni=(nimax-nimin)/20;
plimin=200;plimax=300;steppli=(plimax-plimin)/20;
fiimin=-pi;fiimax=0;stepfi=(fiimax-fiimin)/20;

run iteratie
for ncicli=1:20;
min=9999999999;eroare=0;
aimin=c(1)-stepai;aimax=c(1)+stepai;stepai=stepai/2;
nimin=c(2)-stepni;nimax=c(2)+stepni;stepni=stepni/2;
plimin=c(3)-steppli;plimax=c(3)+steppli;steppli=steppli/2;
fiimin=c(4)-stepfi;fiimax=c(4)+stepfi;stepfi=stepfi/2;
run iteratie;end
d(1)=c(1);d(2)=c(2);d(3)=c(3);d(4)=c(4);
%aici incep procedurile de identificare a componentei de inalta
frecventa
exp=a;a=a-b;
min=9999999999;eroare=0;
aimin=3;aimax=150;stepai=(aimax-aimin)/20;
nimin=1;nimax=10;stepni=(nimax-nimin)/20;
plimin=1500;plimax=2000;steppli=(plimax-plimin)/20;
fiimin=-pi/2;fiimax=pi/2;stepfi=(fiimax-fiimin)/20;

run iteratie
for ncicli=1:20;
min=9999999999;eroare=0;
aimin=c(1)-stepai;aimax=c(1)+stepai;stepai=stepai/2;
nimin=c(2)-stepni;nimax=c(2)+stepni;stepni=stepni/2;
plimin=c(3)-steppli;plimax=c(3)+steppli;steppli=steppli/2;
fiimin=c(4)-stepfi;fiimax=c(4)+stepfi;stepfi=stepfi/2;
run iteratie;end

d(5)=c(1);d(6)=c(2);d(7)=c(3);d(8)=c(4);
for i=1:nrpuncte;p=rez*i*parametrdiviz;
    b(i)=d(1)*2.7182818^(-d(2)*p)*sin(d(3)*p+d(4));

```

```

    b(i)=b(i)+d(5)*2.7182818^(-d(6)*p)*sin(d(7)*p+d(8));
    t(i)=p;
end
close all;plot(t,exp,'k','LineWidth',1.5);hold on;plot(t,b,'k');
axis([0,0.165,-200,200]);d,k
grid
stop=cputime;executie=stop-start
title('EVOLUTIE EXPERIMENTALA SI IDENTIFICATA (PROGRAMUL
ident2c)')
xlabel('Timp [s]');ylabel('Amplitudine [mV]')

```

Să notăm aici faptul că se utilizează matricea d cu 8 elemente pentru descrierea parametrilor celor două componente. Rularea programului *ident2c* conduce la următorul listing de rezultate:

```

d =123.70  0.7937  274.82 -0.2399
      72.05   5.06  1800.5 -0.3240
k = 413962000
executie =102.68

```

Prima linie de patru elemente descrie prima componentă, a doua linie

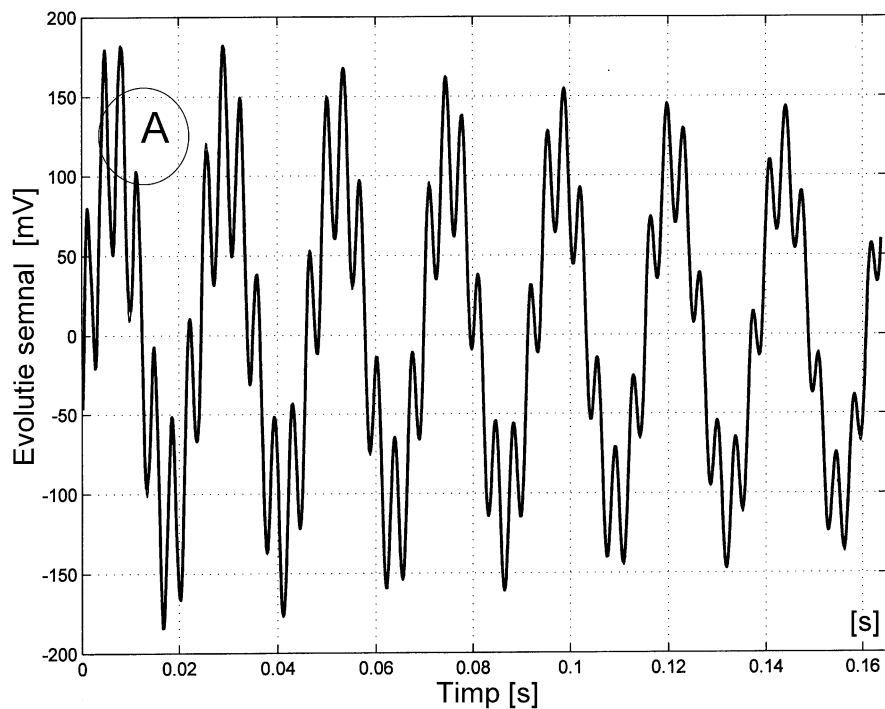


Figura 1.26 Evoluția experimentală și identificată (cu programul *ident2c*).

descrie a doua componentă. Cel puțin cu privire la această a doua componentă se observă că parametrii identificați sunt foarte ușor diferiți față de cei determinați la pagina 31. Invităm cititorul la un studiu pe această temă.

Figura 1.26 descrie evoluția experimentală și, suprapus peste aceasta, evoluția identificată. Se observă că acestea practic coincid (reziduul identificării pe această cale este practic identic cu cel prezentat în figura 1.25). Aproximările identificării se pot aprecia grafic din figura 1.27 care prezintă un detaliu (*zoom* temporal) din figura 1.26.

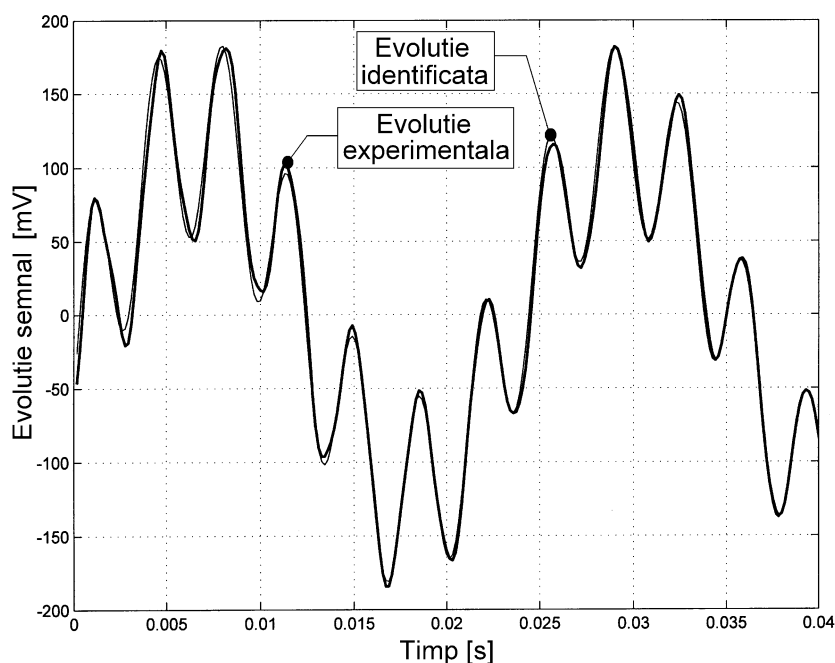


Figura 1.27 Detaliul în zona A la figura 1.26.

Pe baza parametrilor identificați se pot acum calcula rapoartele de

| | n | p₁ | ξ | p [rad/s] |
|----------------|----------|----------------------|----------|------------------|
| Modul 1 | 0,7937 | 274,82 | 0,00288 | 274,81 |
| Modul 2 | 5,06 | 1800,5 | 0,00281 | 1800,49 |

Tabelul 1.3

amortizare și pulsațiile proprii pentru fiecare dintre cele două moduri de vibrație,

conform tabelului 1.3.

Pe baza considerentelor deja prezentate se poate trasa acum caracteristica amplificării relative/frecvență, definită analitic cu o bună aproximație, cu

utilizarea rezultatului din (1.9), având în vedere valorile relativ îndepărtate ale frecvențelor de rezonanță, pe baza relației:

$$(1.12) \quad A(\omega) = \sum_{j=1}^2 \frac{\sqrt{1 + \left(2 \cdot \xi_j \cdot \frac{\omega}{p_j}\right)^2}}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{p_j}\right)^2\right)^2 + \left(2 \cdot \xi_j\right)^2 \cdot \left(\frac{\omega}{p_j}\right)^2}} - 1$$

Valorile rapoartelor de amortizare ξ_j și ale pulsațiilor proprii p_j sunt precizate în tabelul 1.3, ultimele două coloane. Aici se scade o unitate pentru a asigura valoarea unu pentru amplificarea relativă în condiții statice ($\omega=0$).

Se utilizează o variantă a programului *amplrez* (deja prezentat la pagina 25), expusă în continuare:

PROGRAM amplrez1

```

1•close all;clear all;
2•zaia=0.00288;pulspropa=274.81;i=1;
3•zaib=0.00281;pulspropb=1800.49;
4•for frecventa=10:0.1:350;
5•pulsatie=2*pi*frecventa;
6•pulsrela=pulsatie/pulspropa;
7•pulsrelb=pulsatie/pulspropb;
8•term1a=abs(1-pulsrela*pulsrela)^2;
9•term1b=abs(1-pulsrelb*pulsrelb)^2;
10•term2a=(2*zaia*pulsrela)^2;term3a=sqrt(1+term2a);
11•term2b=(2*zaib*pulsrelb)^2;termrb=sqrt(1+term2b);
12•ordonata1(i)=(1/(term3a*(term1a+term2a)));
13•ordonata2(i)=(1/(term3b*(term1b+term2b)))-1;
14•ordonata2(i)=(ordonata2(i)+ordonata1(i));
15•%ordonata2(i)=20*log10(ordonata2i);
16•abscisa2(i)=(frecventa);
17•i=i+1;
18•end
19•plot(abscisa2,ordonata2,'k')
20•title('CARACTERISTICA AMPLIFICARE/FRECVENTA')
21•xlabel('Frecventa [Hz]')
22•ylabel('Amplificare relativa')
23•gtext('MODUL I');gtext('Frecventa de rezonanta')
24•gtext('43,7 Hz');gtext('Amplificare relativa')
25•gtext('166,66');gtext('MODUL II')
26•gtext('Frecventa de rezonanta');gtext('286,56 Hz')
27•gtext('Amplificare relativa');gtext('176,7')

```

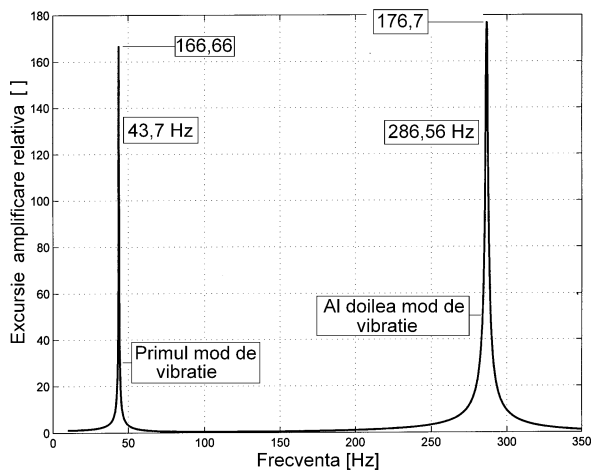



Figura 1.28 Caracteristica amplificare relativă/frecvență. Magnitudine liniară.

instrucțiunile 23• ÷ 27•) se asigură precizarea pe reprezentarea grafică a caracteristicilor celor două moduri de vibrație (deduse prin aplicarea separată a procedurilor din programul *amplrez*).

Reprezentarea caracteristicii amplificare relativă/pulsatie se face prin rularea programului *amplrez1*, conform figurii 1.28 (pe ordonată se spune că s-a utilizat magnitudine liniară).

Practica reprezentărilor grafice recomandă însă utilizarea coordonatelor logaritmice,

În matricile *abscisa2* și *ordonata2* se găsesc valorile absciselor respectiv ordonatelor caracteristicii amplificare relativă/frecvență. Constantele *zaia* și *zaib* descriu cele două valori ale rapoartelor de amortizare, constantele *pulspropa* respectiv *pulspropb* descriu cele două valori de pulsație proprie. În final (cu

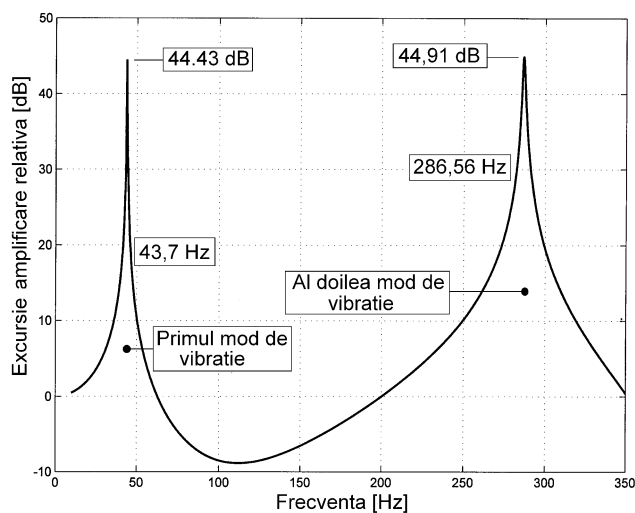


Figura 1.29 Caracteristica amplificare relativă/frecvență. Magnitudine în decibeli.

cel mai adesea cu utilizarea ca unitate de măsură pe ordonată a deci-belului (notare dB). Pentru a obține reprezentarea cu magnitudinea în decibeli, se realizează multiplicarea cu 20 a logaritmului zecimal al valorii ordonatei curente, se rulează programul *amplrez1* cu ștergerea prealabilă a semnului % din debutul instrucțiunii 15•. Se substituie valoarea 44,223 din instrucțiunea 25• cu $20 \cdot \log_{10}(166,66) = 44,34$ dB, și valoarea 174,82 din instrucțiunea 27• cu $20 \cdot \log_{10}(176,7) = 44,94$ dB.

La rulare se obține reprezentarea din figura 1.29. Reprezentarea de acest tip reduce amplitudinea vârfurilor rezonante dar favorizează în același timp reprezentarea valorilor mici ale amplificării relative (mai ales a celor subunitare, corespunzătoare atenuării). Asupra acestui aspect vom reveni ulterior.

Precizăm că această manieră de obținere a caracteristicii amplificării relative nu poate oferi informații privind existența unor eventuale zerouri (unde amplificarea relativă tinde la zero) ale funcției de transfer [11, 27] ce

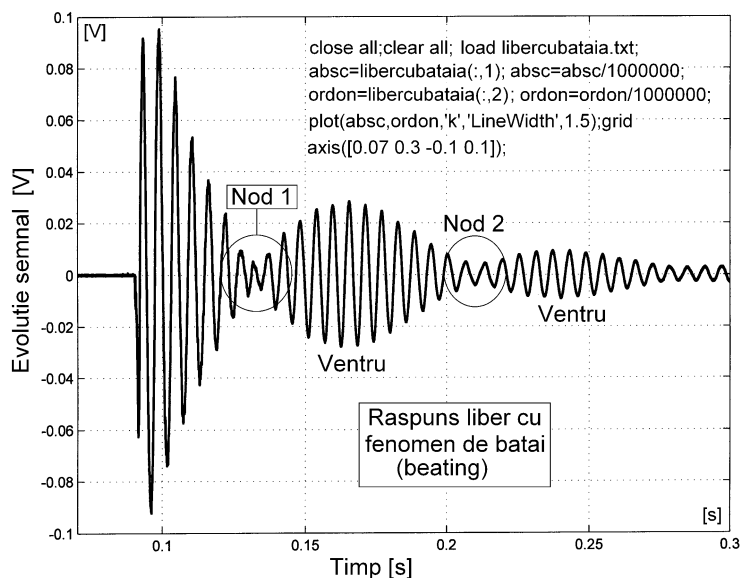
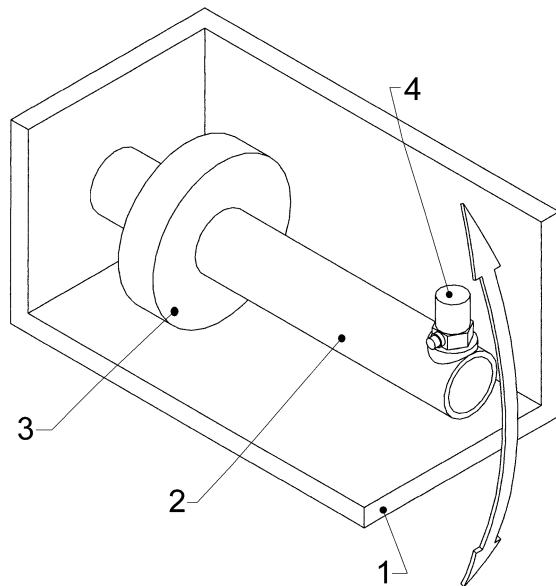


Figura 1.30 Exemplu particular de răspuns liber periodic amortizat.

caracterizează structura mecanică (aici polii funcției de transfer corespund celor două vârfuri rezonante).

Un exemplu interesant de răspuns liber (parțial ca durată) obținut experimental este descris în figura 1.30.



Structura experimentului pe care s-a obținut acest răspuns este descrisă principal în figura 1.31.

S-a utilizat o grindă 2 cu secțiune coroadă circulară încastrată într-un suport 1. Pe aceasta s-a plasat o masă concentrată 3, care a fost fixată la o distanță convenabilă față de punctul de încastrare.

Figura 1.31 Descrierea sumară a experimentului.

Pe capătul grinzii s-a plasat accelerometrul Brüel & Kjær 4 utilizat în monitorizarea vibrațiilor libere în plan vertical (conform săgeții).

Sigur că aspectul evoluției din figura 1.30 dar și structura experimentului descris în figura 1.31 conduce imediat la concluzia că sistemul excitat răspunde liber periodic amortizat caracterizând existența a două moduri cu frecvențe relativ apropiate, motiv pentru care se manifestă fenomenul cunoscut de la compunerea vibrațiilor forțate armonice, sub numele de *fenomenul de bătăi (beating)*. În noduri cele două răspunsuri sunt în opoziție de fază (amplitudinea locală a semnalului rezultat este diferența amplitudinii locale a componentelor), în ventre (sau anti-noduri) cele două răspunsuri sunt în fază (amplitudinea locală a rezultantei este suma amplitudinilor locale a componentelor).

Obținerea experimentală a acestui fenomen aici, cu alura din figura 1.30, a fost evident posibilă prin manevrele asupra unuia dintre modurile de vibrații (legate de poziția masei 3 în lungul grinzii 2).

Procedurile de identificare a celor două moduri de vibrație sunt ușor diferite din cauza apropierii valorilor frecvențelor celor două moduri. Se utilizează descrierea datelor din figura 1.30 din fișierul *libercubatai* (rezoluția conversiei analog/numerice este de 0.0000051199s). Programul utilizat aici dezvoltă cu modificări minime programul *ident1* prezentat la pagina 12. Se listează aici numai primele instrucțiuni (care substituie instrucțiunile 1÷11) unde operează de fapt modificările, după cum urmează:

```

1•close all;clear all;start=cputime;
2•load libercubatai.txt;l=size(libercubatai);
   rez=0.0000051199;
3•parametrdiviz=100;nrpuncte=500;
4•liminf=35000;lmsup=liminf+nrpuncte*parametrdiviz;j=1;
5•for i=liminf:parametrdiviz:lmsup-1;
   a(j)=libercubatai(i,2)/1000;j=j+1;end
6•min=9999999999;k=0;eroare=0;discret=20;
7•aimin=10;aimax=80;stepai=(aimax-aimin)/discret;
8•nimin=2;nimax=20;stepni=(nimax-nimin)/discret;
9•plimin=100;plimax=1200;steppi=(plimax-plimin)/discret;
10•fiimin=0;fiimax=pi;stepfi=(fiimax-fiimin)/discret;

```

Modificările aici sunt legate de renunțarea la matricea *a1*, generându-se direct matricea *a*, de valoarea parametrului *rez*, în legătură cu care s-a și definit o valoare diferită pentru *parametrdiviz* (pentru necesitățile identificării, rata de conversie analog/numerică este prea mare). S-a definit suplimentar în linia 6• variabila *discret* utilizată în definirea limitelor de căutare. Deoarece în general identificarea presupune o prima etapă, prealabilă, de căutare a unor valori rezonabile pentru limitele de căutare, este indicat ca primele rulări ale programului să fie efectuate cu valori reduse pentru variabila *discret*.

S-a realizat rularea pentru determinarea descrierii unui singur mod de vibrație (cu *discret*=20), cu următoarele rezultate:

```

d =54.7344 16.87500000 1082.4 5.5
k =103490500
executie =26.9844

```

cu descrierea analitică a unei prime componente de răspuns liber conform cu:

$$(1.13) \quad y(t_i) = 54,73 \cdot e^{-16,87 \cdot t_i} \cdot \sin(1082,4 \cdot t_i + 5,5)$$

cu $t_i = 0,00051199 \cdot i$ și $i = 1 \div 500$

(pentru valorile exacte ale parametrilor implicați aici vezi conținutul matricii d)

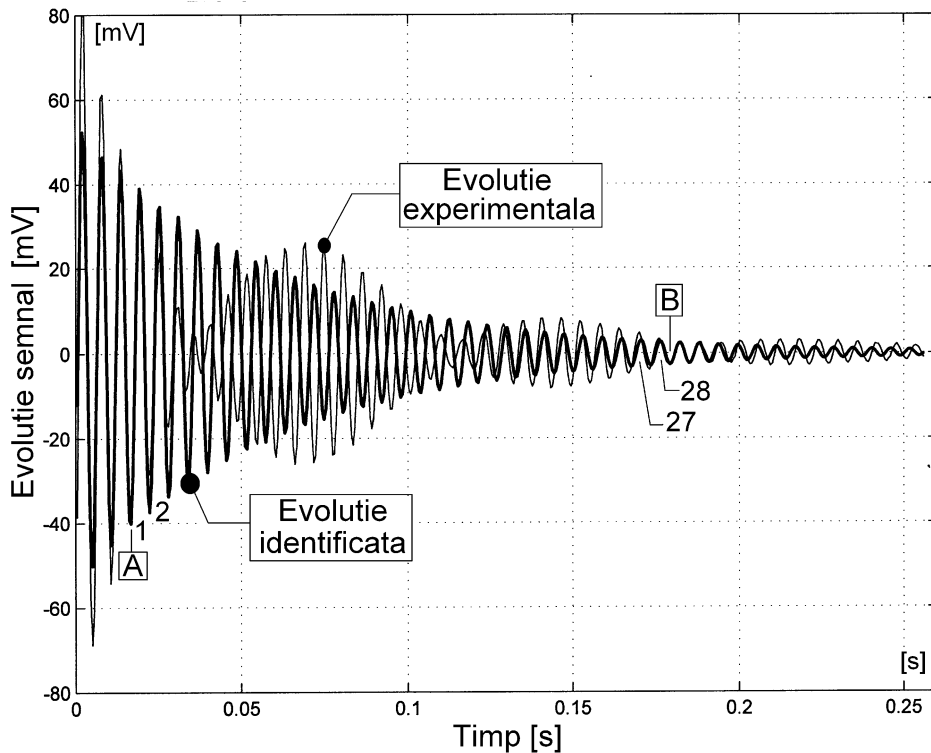


Figura 1.32 Evoluția experimentală și identificată (pentru un singur mod de vibrație).

redat mai sus)

Rezultatele sunt descrise grafic în figura 1.32 (evoluția identificată descrisă cu (1.13) este suprapusă peste cea experimentală).

Se observă că s-a obținut o relație de fază „variabilă” între semnalul identificat și cel experimental. Chiar dacă este greu de anticipat rezultatul final al identificării, vom continua procedurile cu o nouă rulare a programului

ident1, în condițiile în care se adaugă o instrucțiune suplimentară *Ri7a•* în programul *iterație* imediat după instrucțiunea *Ri7•* (listing la pagina § 1.3):

```
Ri7a•b(i)=b(*i)+54.7344*2.7182818^(-16.875*p)*sin(1082.4*p+5.5);
```

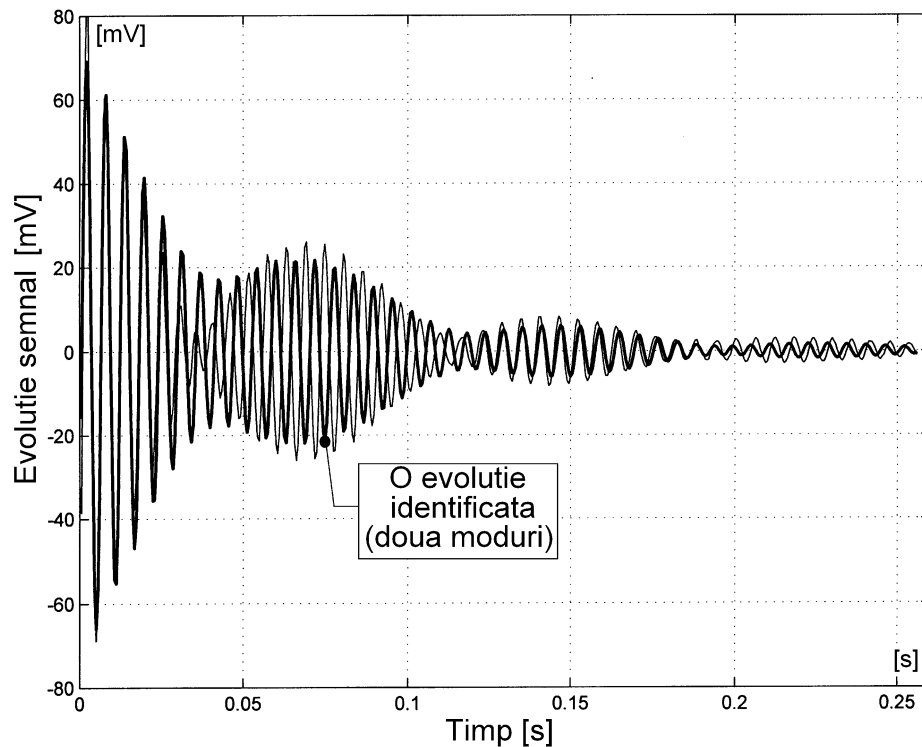


Figura 1.33 O primă identificare a celor două componente de răspuns liber.

Ceea ce înseamnă că la noua rulare a programului *ident1* căutarea se face aditiv peste componenta deja identificată prealabil (vezi parametrii de descriere din matricea *d* descriși anterior). Formal, se procedează la fel ca și în cazul cercetării evoluției din figurile 1.19, 1.20 cu identificarea în reziduu (experiment minus prima componentă). După cum se va vedea imediat această manieră de identificare are unele avantaje notabile. Evident că de aici trebuie înscrisă suplimentar și în programul *ident1* instrucțiunea:

```
22a• b(i)=b(*i)+54.7344*2.7182818^(-16.875*p)*sin(1082.4*p+5.5);
```

Imediat după instrucțiunea 22•, având ca efect la rulare reprezentarea peste evoluția experimentală a evoluției identificate din două componente.

Pe această bază se obține descrierea celei de a doua componente de răspuns liber conform cu:

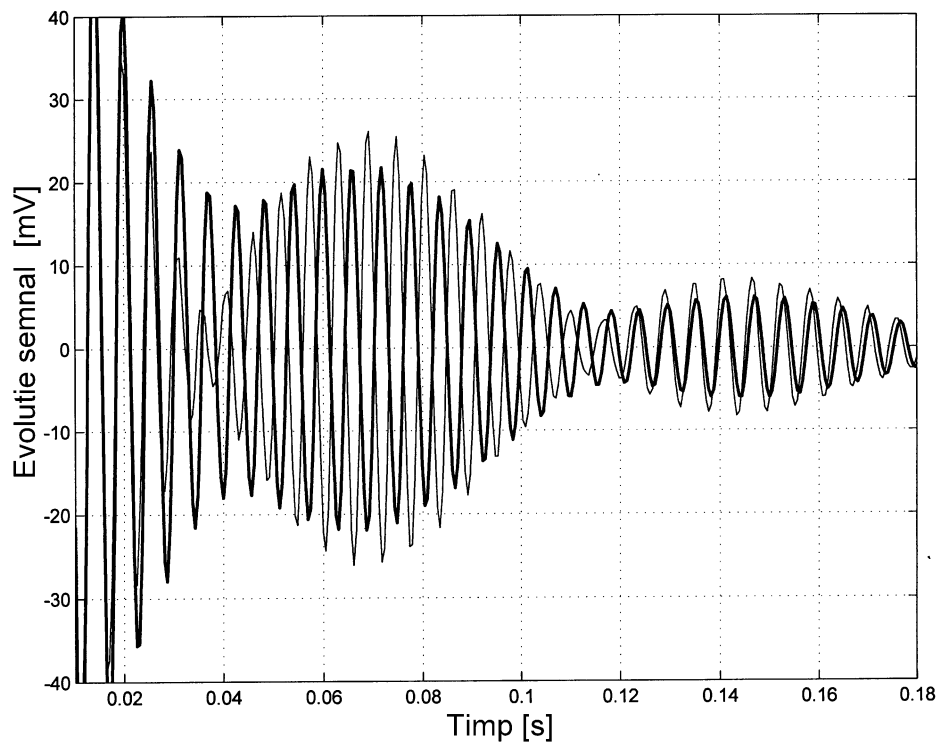


Figura 1.34 Detaliu la figura 1.33 (zoom-in pe abscisă și ordonată).

d = 17.9 14.9 1000.16 5.6

k = 103490500 executie=49.28

Respectiv a rezultatului grafic prezentat în figura 1.33. Este evident faptul că rezultatul este departe de a fi satisfăcător, sub aspectul diferenței de fază.

Pe figura 1.32 se observă că între punctele A și B componenta identificată și cea experimentală schimbă relația de fază cu 2π , după 28 perioade ale

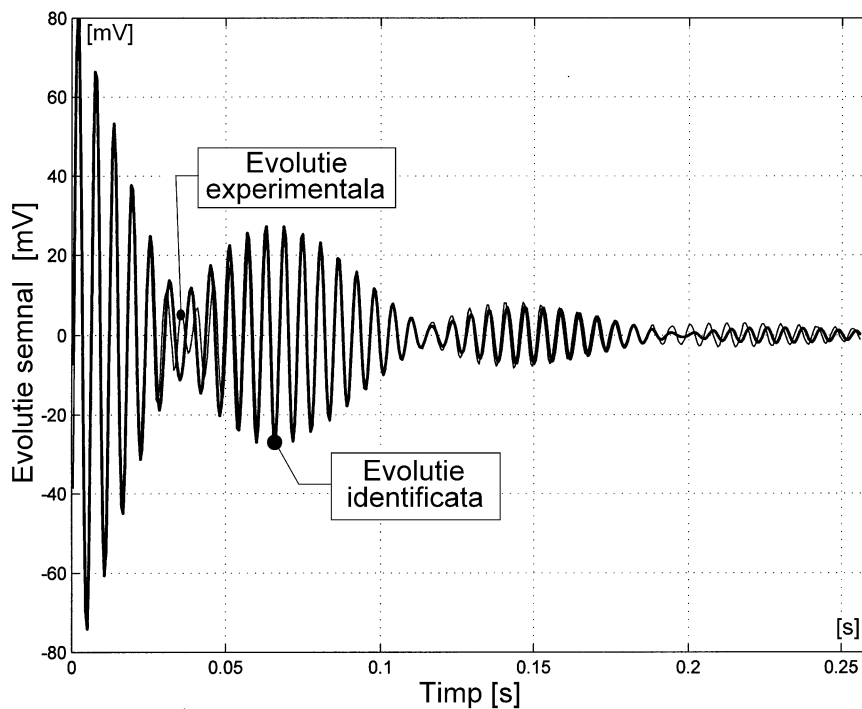


Figura 1.35 Rezultat final al identificării.

evoluției identificate și 27 de perioade ale evoluției experimentale.

Ca atare propunem diminuarea cu $1/28$ a pulsației din instrucțiunile suplimentare Ri7a• și 22a•, care vor fi descrise cu:

$$b(i) = b(i) + 54.7344 * 2.7182818^{(-16.875 * p)} * \sin(1043.75 * p + 5.5);$$

Rularea programului *ident1* în aceste condiții conduce la rezultatul descris grafic în figura 1.35.

Figura 1.36 prezintă un detaliu al figurii 1.35 (cu *zoom-in* pe abscisa). S-a obținut o identificare acceptabilă a celor două moduri de vibrație implicate în definirea răspunsului liber caracterizat de fenomenul de bătăi

Parametrii de descriere a celei de a doua componente sunt conținuți în matricea *d* expusă mai jos :

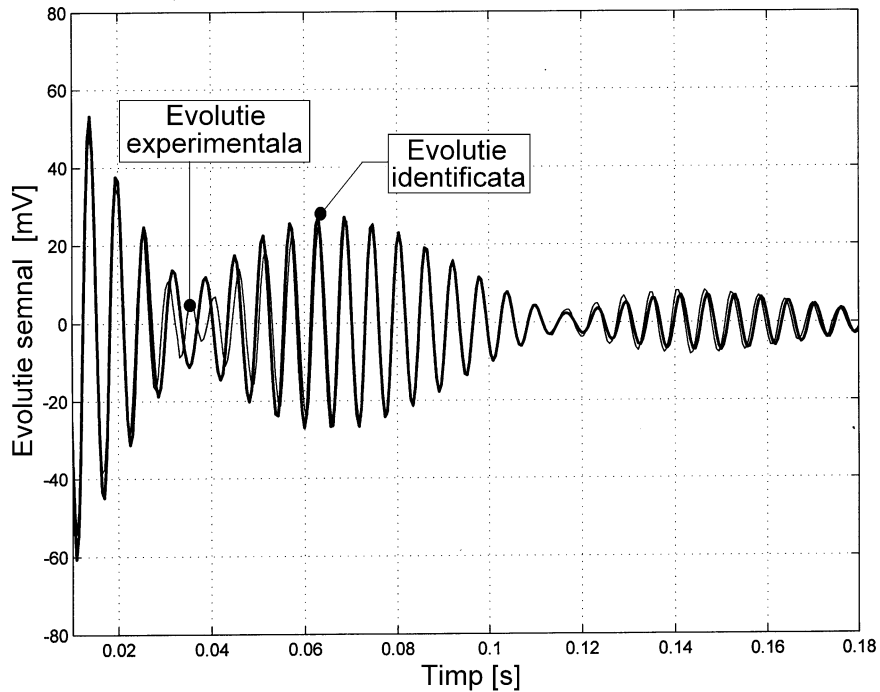


Figura 1.36 Redare parțială a figurii 1.35.

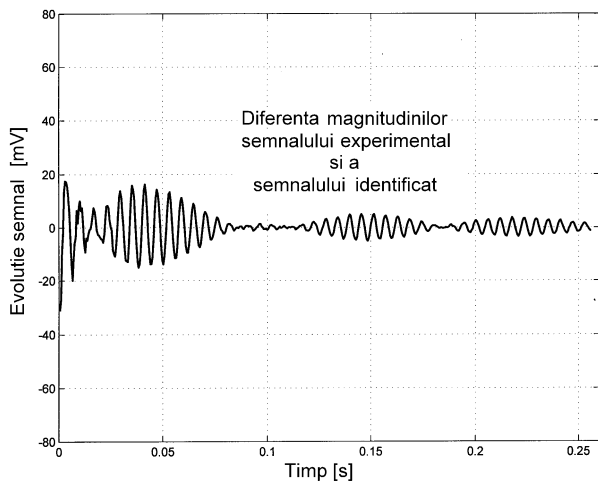


Figura 1.37 Evoluția reziduuului identificării.

$d = 32.02 \ 15.75$
 $1121.2 \ 5.89$

Calitatea identificării rezultă și din prezentarea evoluției reziduuului conform figurii 1.37 (la mărimea din figura 1.36).

Sigur că și de această dată persistă unele diferențe pe de o parte datorită manierei de identificare (în mod normal ar fi fost necesară o căutare simultană după cei opt parametri, cumulați pentru cele două moduri

de vibrație diferite, soluție evident nerealistă legat de termenii de timp), pe de altă parte datorită comportării reale a sistemului.

Se poate așadar accepta o descriere cu o bună aproximație a rezultatului identificării celor două moduri de vibrație -pe baza relației (1.3)- conform cu:

$$(1.14) \quad y(t) = \sum_{i=1}^2 e^{-n_i t} \cdot a_i \cdot \sin(p_{1i} \cdot t + \varphi_i)$$

Cu valorile parametrilor din (1.14) descriși în tabelul 1.4 (așa cum au

| | $a_i[mV]$ | n_i | p_{1i} | φ_i |
|-------|-----------|---------|----------|-------------|
| $i=1$ | 54,7344 | 16,8750 | 1043,75 | 5,50 |
| $i=2$ | 32,02 | 15,75 | 1121,20 | 5,89 |

Tabelul 1.4

rezultat din rularea succesivă a programului *ident1*. Celor două pulsații proprii le corespund frecvențele de

166,117 Hz (adică $1043,75/2\pi$) respectiv 178,44 Hz (adică $1121,2/2\pi$), așa cum s-a anticipat, valori apropiate între ele.

Este foarte interesant de remarcat faptul că se confirmă experimental expresia dată în [15] pentru perioada $T_b=2\pi/(p_{12}-p_{11})=81,12$ ms (vezi datele din tabelul 1.4) a fenomenului de „bătăi”. Aceeași durată se regăsește și experimental după cum urmează. Programul următor asigură redarea evoluției complete a semnalului experimental din care a fost extrasă secvența redată în figura 1.30 (între nodul 1 și nodul 2):

```

PROGRAM perbatai
close all;clear all;load libercubatai.txt;
abscisa=libercubatai(:,1)/1000000-0.21;
%pentru descrierea timpului in secunde
ordonata=libercubatai(:,2)/1000000;
%pentru descrierea amplitudinii in V
plot(abscisa,ordonata,'k','LineWidth',1.5);grid;
title('EVOLUTIA EXPERIMENTALA COMPLETA')
xlabel('Timp [ms]')
ylabel('Amplitudine [mV]')
```

Dacă se adaugă următorul set de instrucțiuni:

```

axis([0,0.1,-0.03,0.03])
j=1;for i=-25:0.01:32;abscisa1(j)=0.2161;ordonata1(j)=i;
```

```

j=j+1;end
hold on;plot(abscisa1,ordonata1,'k')
j=1;for i=-25:0.01:32;abscisa2(j)=0.2955;ordonata2(j)=i;
j=j+1;end
hold on;plot(abscisa2,ordonata2,'k')
title('EVOLUTIA EXPERIMENTALA PARTIALA')
gtext('Perioada fenomenului de batai 79,4 ms ')
gtext(' (valoare aproximativa pe evolutia
experimentală) ')
gtext('0,2161 s')
gtext('0,2955 s')

```

Se obține reprezentarea grafică a primului lob complet din fenomenul de

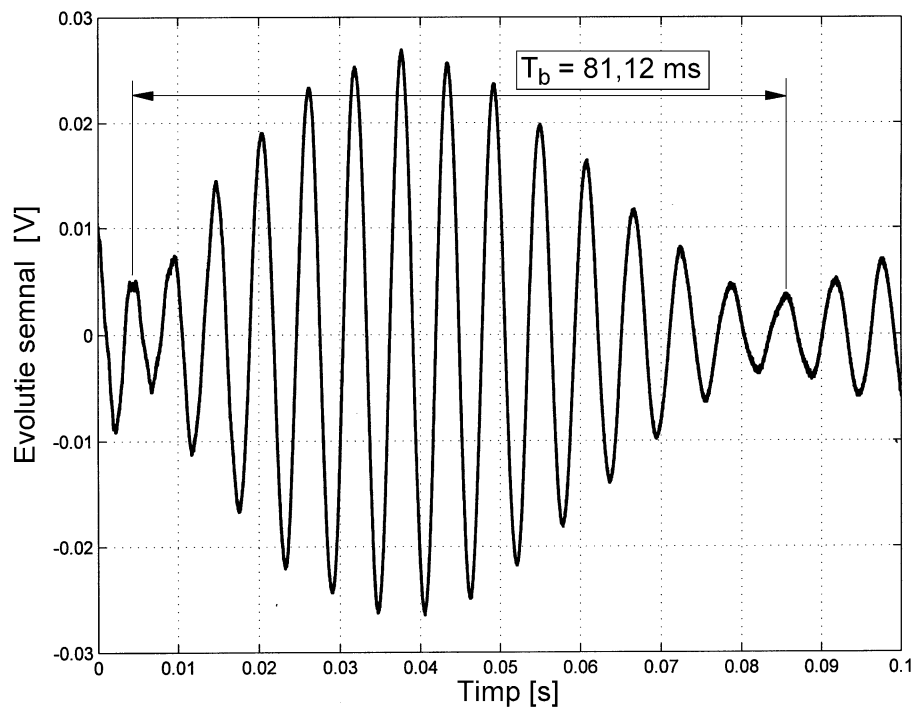


Figura 1.38 *Reliefarea perioadei fenomenului de „bătăi” prin durata primului lob complet pe evoluția experimentală din figura 1.30 (între nodul 1 și nodul 2).*

„bătăi” după momentul excitației pe care se regăsesc marcate aproximativ valorile implicate în definirea perioadei experimentale, aici de **81,12 ms**.

Se face precizarea că dacă se dorește importarea în editoare de text a figurilor generate cu programul *perbatai* se impune înlocuirea primei părți a

acestua cu următorul set de instrucțiuni:

```
close all;clear all;
load libercubatai.txt;l=size(libercubatai);
a=libercubatai(:,1)/1000000;
o=libercubatai(:,2)/1000;%pentru descrierea amplitudinii
                               in mV
j=1; for i=1:100:l(1);abscisa(j)=a(i);
ordonata(j)=o(i);j=j+1;end
plot(abscisa,ordonata,'k')
title('EVOLUTIA EXPERIMENTALA COMPLETA')
xlabel('Timp[ms]')
ylabel('Amplitudine [mV]')
```

Din cauza rezoluției foarte mici a descrierii evoluției experimentale. Aici pentru redare grafică se va utiliza o rezoluție de 100 ori mai mare.

Figura 1.39 prezintă evoluția parțială a rezultatului identificării descris

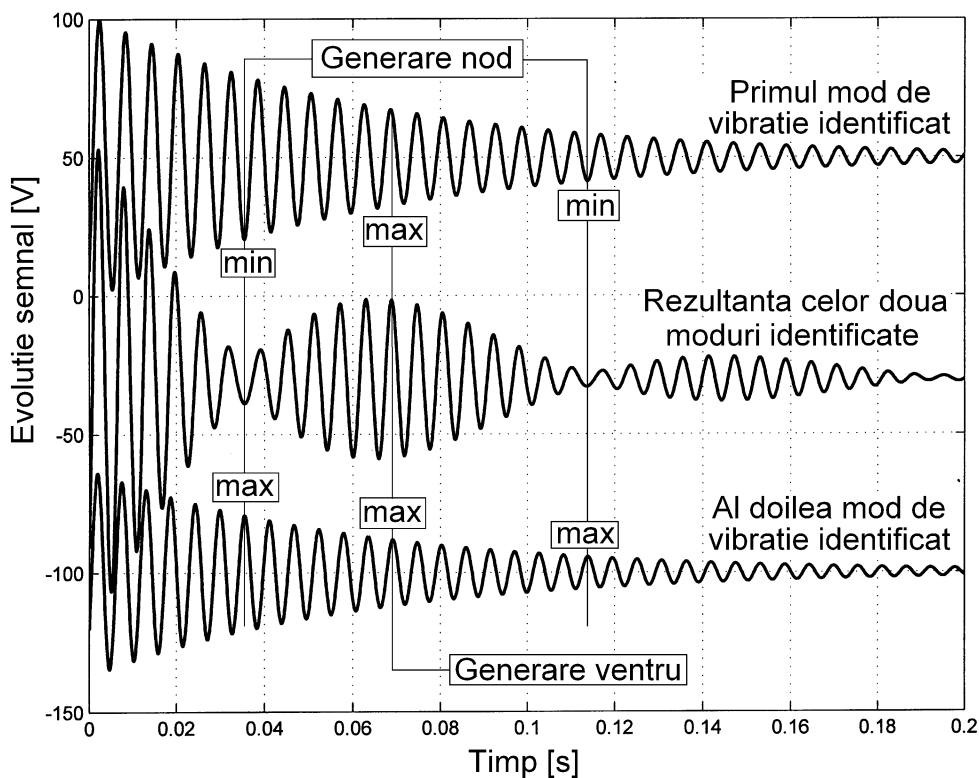


Figura 1.39 Reprezentări grafice ale rezultatului identificării (rezultanta și componentele). Componentele sunt reprezentate cu off-set formal.

pe structura relației (1.14) cu datele din tabelul 1.4, precum și fiecare dintre cele două componente. Se va urmări relația de fază între componente aferent

| | | | | |
|-------|---------|--------|---------|-------------|
| | a_i | n_i | p_i | φ_i |
| $i=1$ | 51,812 | 15,275 | 1043,26 | -0,68722 |
| $i=2$ | 40,1875 | 17,225 | 1122,50 | -0,2945 |

Tabelul 1.5

evoluției rezultantei din noduri, respectiv ventre.

Repetarea experimentului și analiza datelor experimentale (rezidente în fișierul *libercubataiA*) a dus la obținerea unor valori

| | n | p₁ | ξ | p |
|----------------|----------|----------------------|----------|----------|
| Modul 1 | 15,275 | 1043,26 | 0,014643 | 1043,14 |
| Modul 2 | 17,225 | 1122,50 | 0,015347 | 1122,36 |

Tabelul 1.6

foarte apropiate (cu cele precizate în tabelul 1.4) pentru parametrii de descriere a celor două componente implicate în (1.14), cu descriere în tabelul 1.5,

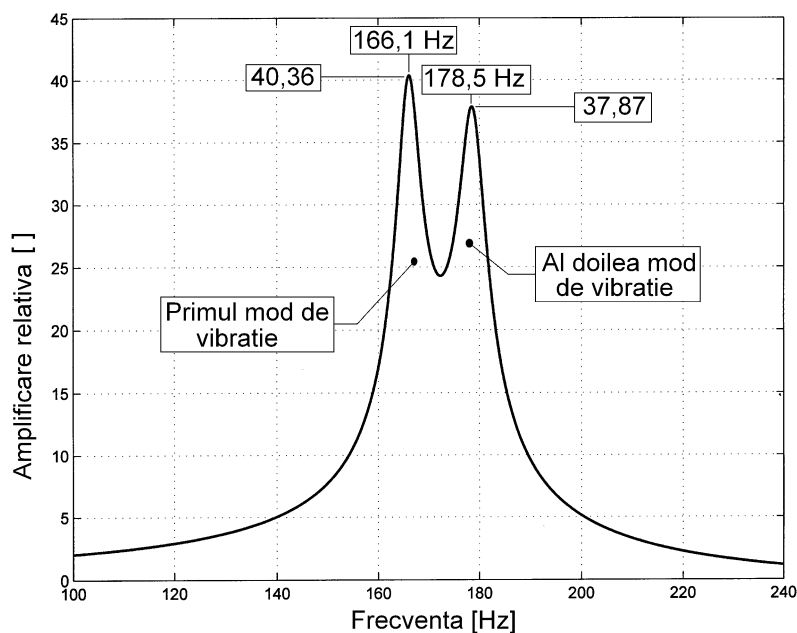


Figura 1.40 Caracteristica amplificare relativă/frecvență.

ceea ce demonstrează cel puțin caracterul repetabil al experimentului.

Pe baza datelor din tabelul 1.5 se calculează valorile raportului de amortizare ξ și ale pulsației proprii p pentru sistemul neamortizat, pentru

fiecare mod, conform tabelului 1.6.

Cu ajutorul programului *amplrez1* (reactualizat cu datele din tabelul 1.6) se realizează trasarea caracteristicii amplificare relativă/frecvență conform figurii 1.40. A se consulta și fig. 1.61 din § 1.6.

1.5 Aplicații

Demersul din capitolul de față și-a dovedit pe deplin utilitatea în rezolvarea unor probleme practice imediate (survenite în activitatea curentă din laboratorul de CERCETARE A MASINILOR-UNELTE din cadrul Universității Tehnice „Gh. Asachi” Iași), cum ar fi:

1.5.1 Determinarea caracteristicilor modului de vibrație pentru un cuțit dinamometric de strung

Cuțitul dinamometric a fost construit pentru măsurarea componentei principale P_z a forței de așchiere la strunjirea longitudinală. Pe cuțitul montat

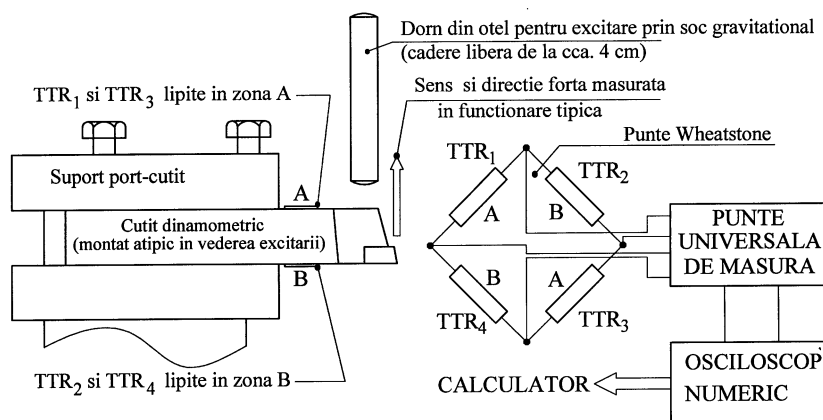


Figura 1.41 Descrierea sumară a experimentului destinat determinării modului de vibrație al cuțitului dinamometric.

În consolă pe suportul de pe strung în poziția de așchiere s-au dispus patru traductoare tensometrice rezistive (TTR, uzual numite și mărci tensometrice)

conectate în punte Wheatstone (PW). Pentru determinarea caracteristicilor modului de vibrație s-a realizat experimentul descris sumar în figura 1.41.

Mărcile TTR₁ și TTR₃ s-au plasat prin lipire pe suprafața A a cuțitului (pe care apar eforturi unitare σ pozitive (date de solicitarea la încovoiere a cuțitului ca grindă încastrată, față de forța din proces, vezi săgeata pe figură) mărcile TTR₂ și TTR₄ s-au plasat prin lipire pe suprafața B pe care apar eforturi unitare σ negative. Cele patru mărci legate în PW sunt conectate la o punte universală de măsură (PUM) care furnizează la ieșire o tensiune cu evoluție proporțională cu forța de încovoiere aplicată pe cuțit. Aici forța va proveni din excitarea impuls prin cădere gravitațională liberă a unui dorn cilindric din oțel cu masa de 267 g. Pentru a evita distrugerea părții așchietoare cuțitul a fost montat invers (cu plăcuța așchietoare dedesubt). Etalonarea cuțitului s-a făcut prin plasarea unei greutăți de 50 N în punctul de impact cu dornul, obținându-se o tensiune de 826 mV la ieșirea PUM, deci o sensibilitate a cuțitului de 16,52 mV/N (sau o constantă de proporționalitate forță/tensiune de 1/16,52 N/mV). Semnalul este prelevat de pe ieșirea PUM cu ajutorul unui osciloscop numeric (același cu cel utilizat pentru experimentele anterioare), și de aici de către calculator.

Excitația în maniera arătată a dus la obținerea fișierului *excitsoc.txt*, cu vizualizarea evoluției conform figurii 1.42 realizată cu ajutorul programului *fortaexcitsoc* expus mai jos:

```
Program fortaexcitsoc
close all;clear all;load excitsoc1.txt;
forta=excitsoc1(:,2)/16.52+3.8735;
save('forta');save('timp')
%cu factorul de proportionalitate
%1/16.52 N/mV si offset de 3.8735 N
forta1=forta(5000:36600);timp=excitsoc1(:,1)/1000;
timp1=timp(5000:36600);plot(timp1,forta1,'k');hold on
axis([50 375 -110 100])
title('RASPUNSUL CUTITULUI DINAMOMETRIC LA EXCITATIE
IMPULS')
xlabel('Timp [ms]');ylabel('Excursia fortei [N]')
gtext('A');gtext('R1');gtext('R2');gtext('R3');
gtext('R4');gtext('R5');
gtext('R6');gtext('R7');gtext('R8');gtext('B');
gtext('t=60');gtext('t=155');gtext('t=216');
gtext('t=257');gtext('t=283');gtext('t=298');
```

Se deschide fisierul *excitsoc.txt* (vezi indicațiile de descărcare din prefață) și din listingul care începe cu:

```
Channel A
Time Value
(μs) (mV)
0 -59
10 -61
```

se șterg primele trei linii, prima linie descriind acum direct abscisa temporală 0 și tensiunea corespunzătoare -59 mV. Se salvează ca fișier *excitsoc1.txt* utilizat apoi în programul *fortaexcitsoc* listat mai sus.

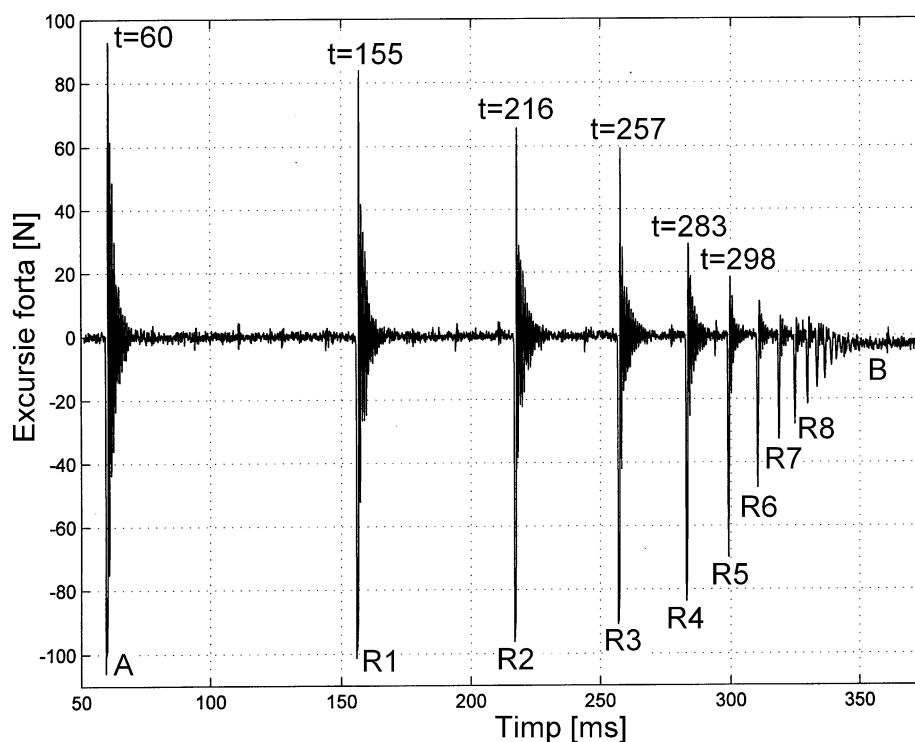


Figura 1.42 Răspunsul cușitului dinamometric la excitație impuls prin șoc gravitațional cu masă (267 g) în cădere liberă (de la cca. 4 cm).

Rularea programului (care reține la reprezentare aici doar o secvență de 325 ms din *excitsoc1*) descrie evoluția forței ulterior excitației conform figurii 1.42.

Excitația are loc în momentul A (la cca. 60 ms de la debutul secvenței de

achiziție, vezi figura 1.42), al căderii dornului pe cuțitul dinamometric, reluat

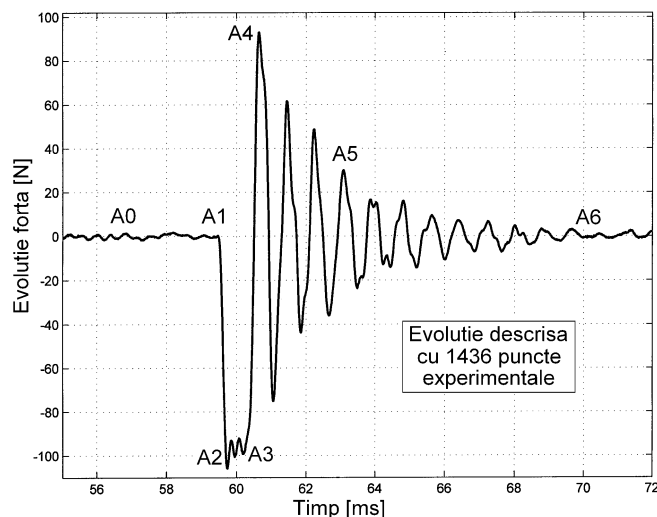


Figura 1.43 Detaliu în zona momentului A la figura 1.42.

pentru o mai bună interpretare cu zoom temporal în figura 1.43. Conform acesteia, contactul dorn-sculă se produce în momentul A1, începând procesul de transfer al energiei cinetice a dornului în energie potențială de deformare a corpului cuțitului dinamometric

(oțel, secțiune transversală 25x25 mm), încheiat în momentul A2. Este interesant de observat aici că o masă de 267 g care ar produce o forță statică de 2,62 N, atunci când cade liber de la cca. 4 cm produce o forță dinamică mai mare de 100 N !!!.

După momentul A2 în sistemul elastic al cuțitului se află energie disponibilă de tip conservativ, iar din momentul A3 începe un fenomen de transformare a energiei potențiale în energie cinetică. O parte a acestei energii cinetice este transmisă dornului care este lansat în direcție opusă, undeva între momentele A3 și A4 pierzând de fapt contactul cu cuțitul. Energia rămasă în sistemul elastic al cuțitului face ca acesta să vibreze liber (vibrații de încovoiere periodic amortizate, vezi zona A5) până la stingere completă din zona A6 (identică ca alură cu A0) pe forță nulă. Aceste vibrații descriu de fapt modul de vibrație al cuțitului dinamometric, și ele asigură conform procedurilor deja prezentate anterior, posibilitatea identificării.

Faptul că dornul este respins elastic urmare a primului contact cu cuțitul dinamometric este perfect justificat de evoluția din figura 1.42, există foarte multe replici, (pe figură notate cu R1÷R8), dornul cade, excită și este respins în mod repetat de cuțitul dinamometric (logic, la intervale de timp din ce în ce

mai reduse, cu scăderea energiei de impact), de fiecare dată acesta răspunzând periodic amortizat, în aceeași manieră cu evoluția din figura 1.43.

Figura 1.44 reia din figura 1.42 cu *zoom* temporal numai zona momentului primului contact (A) și a primei replici (R1).

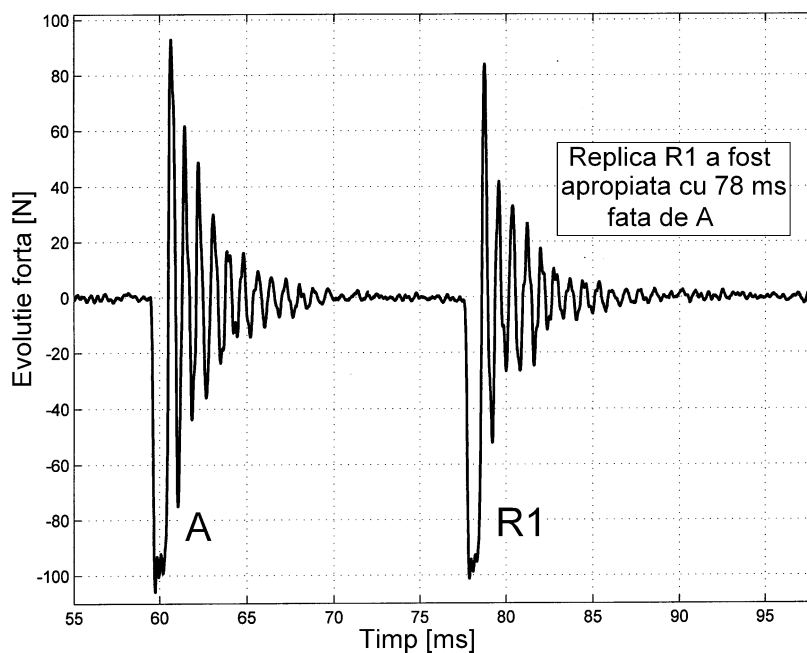


Figura 1.44 Evoluția după primul contact (A) și după prima replică (R1).

După cum se observă există suficient de multe elemente care să ateste o comportare asemănătoare.

Figura 1.45 prezintă un *zoom* temporal în zona B la figura 1.42. Este interesant de remarcat aici că există de fapt cel puțin 12 replici distincte de ciocnire elastică ulterioare contactului inițial, până la stingerea fenomenului în zona B unde dornul exercită numai efect static (prin greutatea proprie).

Dincolo de interesul evident asupra fenomenelor de ciocnire elastică al experimentului, să revenim la finalitatea imediată, determinarea caracteristicilor modului propriu de vibrație a cuțitului dinamometric, prin identificarea -cu procedurile prezentate- semnalului din zona A a figurii 1.42, reluat în figura 1.43.

Se impune precizarea aici că semnalul de descriere a forței este grevat de un zgomot (conține componente variabile nelegate de proces) în principal

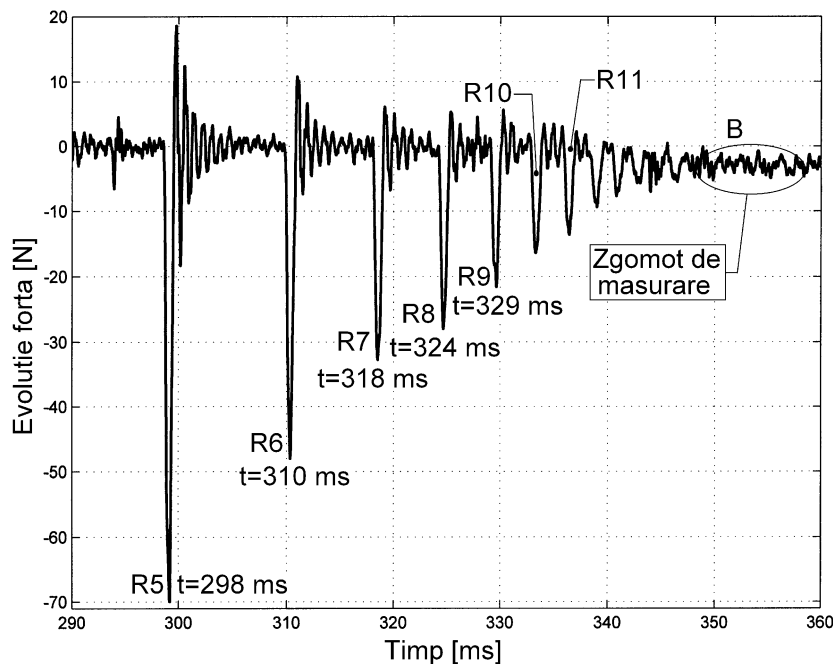


Figura 1.45 Evoluția semnalului de descriere a forței în zona B la figura 1.42.

datorită funcționării relativ corecte a PUM (utilizează un amplificator de tensiune cu modulare în amplitudine a unui semnal alternativ cu frecvența purtătoare de 5 KHz, iar fenomenele variabile din cușitul dinamometric au frecvența de cca 1,2 KHz, de unde apar și probleme la demodulare cu îndepărtarea purtătoarei).

Utilizarea programului *ident1* la interpolarea a 300 de puncte aferente zonei A din figura 1.42 (reluată în figura 1.43) s-a făcut având în vedere datele inițiale ale programului:

```
close all;clear all;start=cputime;load forta;
l=size(forta);rez=0.999997/97657;parametrdiviz=3;
nrpuncte=300;liminf=5907;
limsup=liminf+nrpuncte*parametrdiviz;
j=1;for i=liminf:parametrdiviz:limsup-1;a(j)=forta(i);
j=j+1;end
stop=cputime;executie1=stop-start;executie1
```

```

min=9999999999;k=0;eroare=0;discret=20;
aimin=80;aimax=120;stepai=(aimax-aimin)/discret;
nimin=400;nimax=450;stepni=(nimax-nimin)/discret;
plimin=7600;plimax=8000;steppli=(plimax-plimin)/discret;
fiimin=-pi/2;fiimax=0;stepfi=(fiimax-fiimin)/discret;
run iteratie;

```

Limitele de iterație aici sunt prezentate la forma finală, după rulări repetate de căutare. Rezultatul final al aplicării programului *ident1* constă în determinarea următoarelor valori ale parametrilor:

d = 111.5 395.04 7862.7 -1.1

din descrierea analitică:

$$(1.15) \quad F(t) = 111,5 \cdot e^{-395,04 \cdot t} \cdot \sin(7862,7 \cdot t - 1,1)$$

cu $t = 3 \cdot 0,999997 / 97657 \cdot i$ și $i = 1 \div 0$

Cu descrierea grafică din figura 1.46.

Să reținem aici frecvența foarte ridicată a modului de vibrație, adică

$$7862,7 / 2\pi =$$

$$1251,38 \text{ Hz.}$$

Aceasta implică emisie acustică.

Spre comparație, tonul de la telefoanele clasice este un semnal cu frecvența de cca. 800 Hz.

Este important de remarcat că determinarea modului de vibrație al

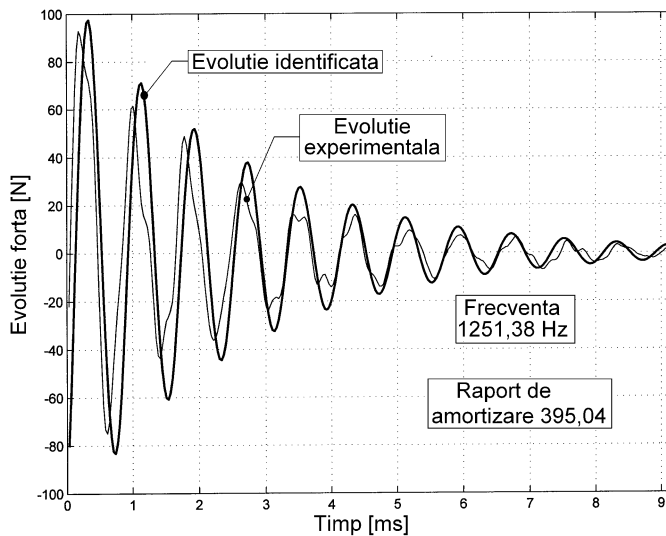


Figura 1.46 Descriere grafică a zonei A din figura 1.42. Răspuns experimental și identificat.

cuțitului dinamometric pe altă cale este foarte dificilă. La eventuala utilizare a

unui accelerometru plasat pe sculă, acesta descrie la excitație impuls răspunsul întregului ansamblu (săni cu elementele componente, suport etc.) fără a fi în măsură a realiza o separație facilă a modului de răspuns al cuțitului dinamometric în poziția de lucru.

Repetarea procedurilor de identificare pentru comportarea din zona replicii R4 (la figura 1.42) a dus la descrierea analitică:

$$(1.16) \quad F(t) = 31,86 \cdot e^{-395 \cdot t} \cdot \sin(7466,6 \cdot t + 1,9817)$$

$$\text{cu } t = 3 \cdot 0,999997 / 97657 \cdot i \text{ și } i = 1 \div 300$$

Respectiv la descrierea grafică din figura 1.47.

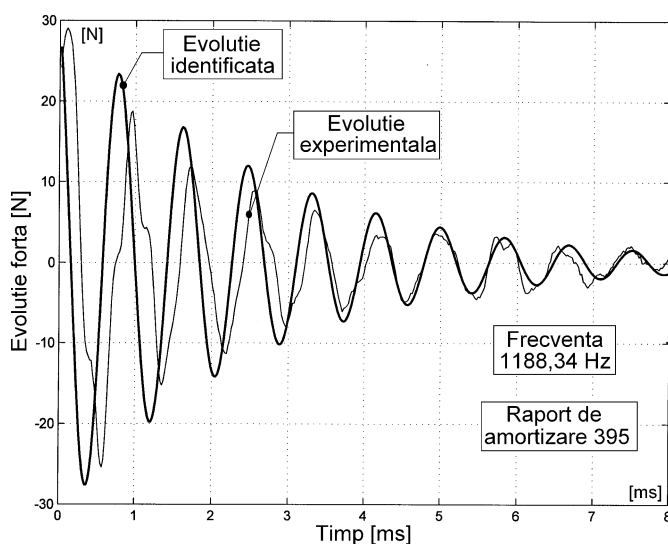


Figura 1.47 Descriere grafică a zonei replicii R4 din figura 1.42. Semnal experimental și identificat.

frecvențe de 1188,34 Hz (față de 1251,38 Hz la relația (1.15)). De aici și concluzia că sistemul nu este riguros liniar, frecvența răspunsului liber scade (totuși nesemnificativ, cu cca. 5%) cu scăderea amplitudinii excitației.

Pe baza acestui ultim rezultat al identificării se poate construi caracteristica amplificării relative/frecvență $A(\omega)$ a cuțitului dinamometric, conform figurii 1.48 cu descrierea analitică (dezvoltată din (1.9)) dată de :

Conform cu (1.16) este evidentă obținerea unei amplitudini mai mici (energia de impact mult diminuată). În descrierea modului de vibrație se păstrează valoarea constantei de amortizare (vezi (1.15)) în timp ce pulsația proprie scade la 7466,6 rad/s aferent unei

$$(1.17) \quad A(\omega) = \frac{\sqrt{1 + (2 \cdot \xi \cdot \omega / p)^2}}{\sqrt{[1 - (\omega / p)^2]^2 + (2 \cdot \xi)^2 \cdot (\omega / p)^2}}$$

în care gradul de amortizare $\xi = n/p = 0,0508518$ și pulsația proprie $p^2 = p_1^2 - n^2$ adică $p = 7464,39$ rad/s.

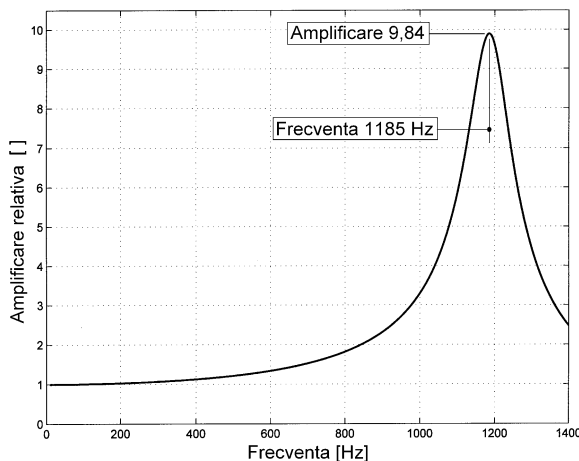


Figura 1.48 Caracteristica amplificare relativă/frecvență pentru cuțitul dinamometric.

Această caracteristică metrologică este esențială în măsurătorile precise de forță în regim dinamic (forță variabilă). Pentru valori mari ale frecvenței forța măsurată trebuie corectată cu factorul de amplificare relativă (valoarea reală a forței rezultă prin împărțire la factorul de amplificare).

Un exemplu de evoluție cu variabilitate accentuată a forței este prezentat în figura 1.49, legat de aşchiera întreruptă (semifabricat cu bătaie radială) și instabilă, sistemul elastic al piesei (foarte lungi) implică apariția vibrațiilor

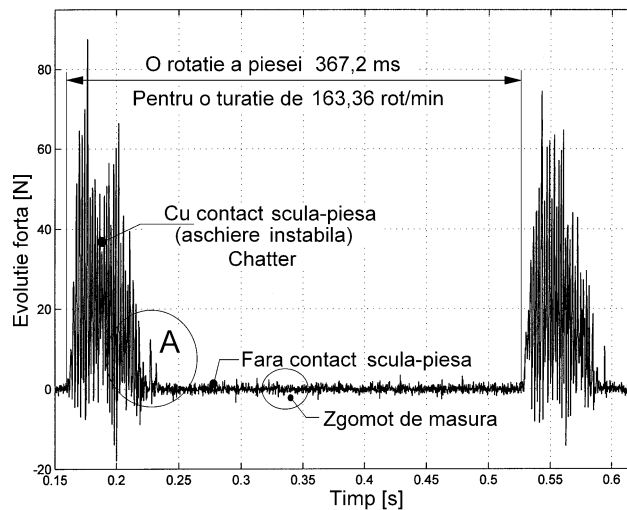


Figura 1.49 Evoluția componentei P_z a forței în procesul de aşchiere întreruptă-instabilă (fenomenul de chatter).

autoîntreținute (autooscilațiilor), fenomen cunoscut și sub denumirea de *chatter*. Cu realizarea unui zoom temporal la nivelul detaliului A din figura 1.49 conform figurii 1.50, regimul variabil al forței este și mai evident.

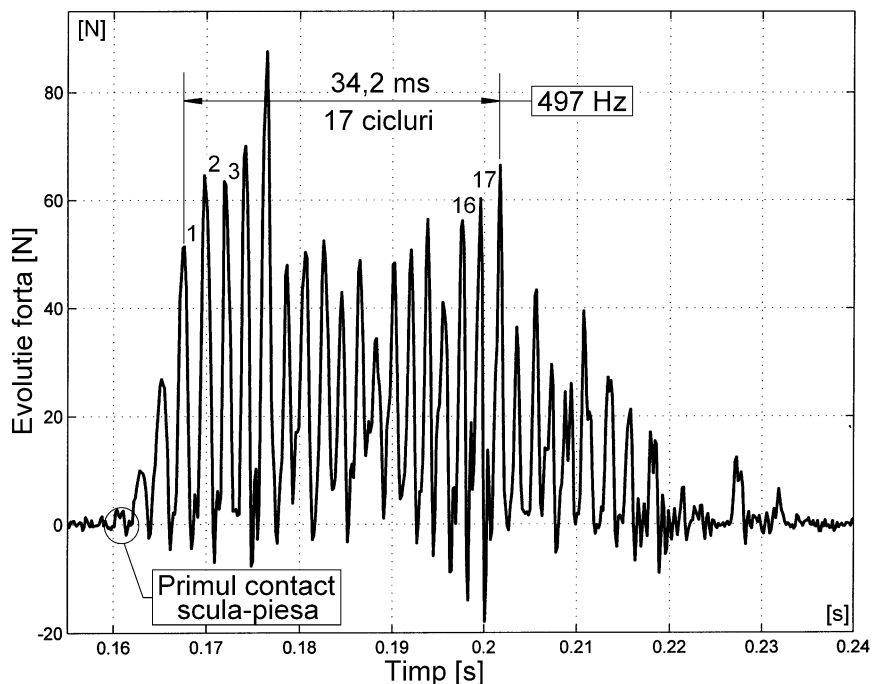


Figura 1.50 Caracterul variabil al componentei P_z a forței așa cum rezultă din detaliul A la figura 1.49.

Se observă evoluția cvasi-pulsatorie cu frecvența de cca. 497 Hz a componentei P_z a forței de așchiere. Fenomenele reliefate aici depășesc evident interesul declarat anterior. Este interesant de remarcat că oprirea așchierii cu scula în proces și excitarea impuls a piesei arată că în vibrațiile din figura 1.50 este implicat unul dintre modurile de vibrație ale piesei. La prima intrare în așchiere piesa vibrează periodic amortizat, mișcarea relativă sculă-piesă generând variația locală a adaosului de prelucrare (vibrații „imprimate” pe piesă). Următoarea rotație reexcită impuls piesa iar vibrațiile „imprimate” pe piesă excită cvasi-armonic piesa pe frecvența de rezonanță (ca reacție pozitivă, destabilizatoare). Iată o ipostază a cercetării așchierii

instabile, cititorul interesat va găsi aici cel puțin un punct de plecare al unui eventual demers în această direcție.

La fel de bine în apariția acestui fenomen poate fi implicat și modul de vibrație al sculei (motiv pentru care este indicat ca lungimea sculei între tăiș și zona de prindere să fie cât mai mică).

1.5.2 Determinarea experimentală a sensibilității în tensiune pentru un accelerometru

Propunem subiectul ca exemplificare a unei probleme experimentale practice reale, survenită în timpul cercetărilor legate de elaborarea acestei lucrări.

Suntem în posesia a două accelerometre piezoelectrice Brüel & Kjær diferite (B&K 4334 respectiv B&K 4332) și avem la dispoziție caracteristicile tehnice doar pentru unul singur (B&K 4334). Cititorul își poate face o idee despre structurarea caracteristicilor din copia acestora după documentul de însoțire a traductorului (*calibration chart*) redată în figura 1.51.

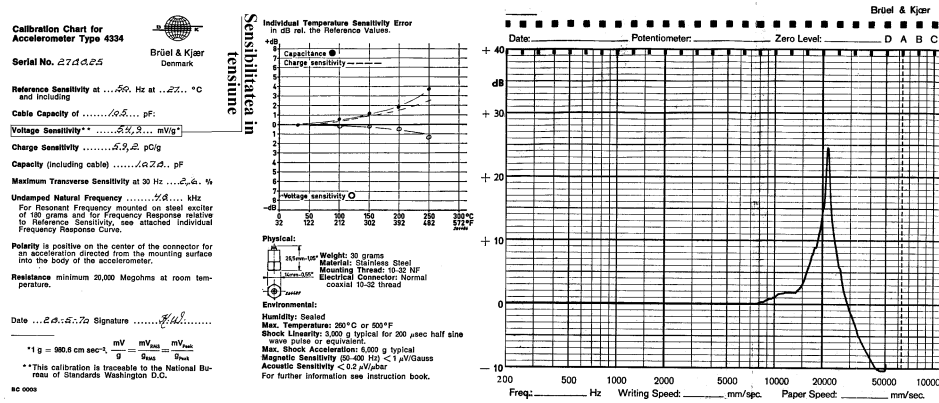


Figura 1.51 Caracteristicile tehnice ale accelerometrului B&K 4334

Dintre acestea interesează cel mai mult sensibilitatea în tensiune. Această sensibilitate în tensiune (numită și raport de transfer ieșire/intrare) este esențială atunci când se dorește exprimarea rezultatului utilizării traductorului nu ca evoluție a tensiunii de ieșire în timp ci ca evoluție a accelerației, vitezei sau elongației mișcării vibratorii. Sensibilitatea în tensiune (ST , aici $ST=54,9$

mV/g sau încă $ST=54,9\text{mV}/9,806\text{m/s}^2$, vezi entitatea marcată în chenar pe figura 1.51) este exprimată ca valoarea $U_0=54,9$ mV a amplitudinii tensiunii $u(t)=U_0\sin(\omega t)$ la ieșire atunci când traductorul este supus unei accelerații în regim armonic $d^2x/dt^2 = -\omega^2 X \sin(\omega t)$, cu $\omega^2 X = g$, unde $g = 9,806$ m/s² accelerația gravitațională ca valoare de referință, iar X este elongația mișcării. Altfel spus, o mișcare vibratorie oarecare $x_i(t) = X_i \sin(\omega_i t)$, are accelerația (definită cu $d^2x_i/dt^2 = -\omega_i^2 X_i \sin(\omega_i t)$), descrisă cu o tensiune $u_i(t) = U_i \sin(\omega_i t)$ astfel încât:

$$(1.18) \quad \frac{U_i}{\omega_i^2 \cdot X_i} = \frac{u_i(t)}{d^2x_i/dt^2} = \frac{U_0}{g} = \frac{54,9\text{mV}}{9,806\text{m/s}^2} = ST$$

de unde rezultă imediat valoarea elongației X_i a mișcării:

$$(1.19) \quad X_i = \frac{U_i}{ST \cdot \omega_i^2} [m]$$

și, prin extensie, valorile elongației vitezei respectiv accelerației (prin înmulțire succesivă cu ω_i).

| | $X_i [\mu m]$ | n_i | p_{1i} | φ_i |
|-------|---------------|--------|----------|--------------|
| $i=1$ | 8,9732 | 16,875 | 1043,75 | $5,50 + \pi$ |
| $i=2$ | 4,5496 | 15,75 | 1121,2 | $5,89 + \pi$ |

Tabelul 1.7

Cu titlu de exemplu se poate face deducerea

evoluției elongației mișcării identificate prin prelucrarea figurii 1.30 (descriere în tensiune la ieșirea traductorului B&K 4334), pe baza rezultatelor identificării prezentate în tabelul 1.4. Pe baza acestuia și a relației (1.19), cu considerarea corespondențelor $U_i = a_i$, respectiv $\omega_i = p_{1i}$, tabelul 1.7 prezintă descrierea caracteristicilor elongațiilor celor două componente identificate. Deoarece elongația și accelerația unei mișcări vibratorii sunt în opoziție de fază (vezi semnul – din expresia d^2x_i/dt^2 de mai sus) în expresia fazelor din tabelul 1.7 s-a introdus aditiv constanta π). Cu aceasta se poate construi imaginea în elongație x a vibrației, descrisă cu:

$$(1.20) \quad x = x_1 + x_2 = \sum_{i=1}^2 X_i \cdot e^{-(n_i \cdot t)} \cdot \sin(p_{1i} \cdot t + \varphi_i)$$

Redarea grafică a acestei evoluții s-a făcut conform figurii 1.52, pentru aceeași durată ca în figura 1.35, cu utilizarea programului *elongatie* redat în continuare:

```

PROGRAM elongatie
close all;clear all;rez=0.00051199;e=2.7182818;
a1=8.9732;a2=-16.8750;a3=1043.75;a4=5.5+pi;
b1=4.5496;b2=-15.75;b3=1121.2;b4=5.89+pi;
for i=1:500;
    timp(i)=rez*i;
    elong(i)=a1*e^(a2*timp(i))*sin(a3*timp(i)+a4);
    elong(i)=elong(i)+b1*e^(b2*timp(i))*sin(b3*timp(i)+b4);
end
plot(timp,elong,'k');axis([0 timp(500) -13 13]);
title('EVOLUTIE ELONGATIE MISCARE DESCRISA IN FIG. 1.36')
xlabel('Timp [s]')
ylabel('Excursia elongatiei [micrometri]')
gtext('[s]');gtext('[micrometri]')
gtext('Acceleratia si elongatia unei miscari
vibratorii sunt in opozitie de faza. Ca atare
descrierea de aici')
gtext('este defazata cu pi fata de cea din figura 1.35')

```

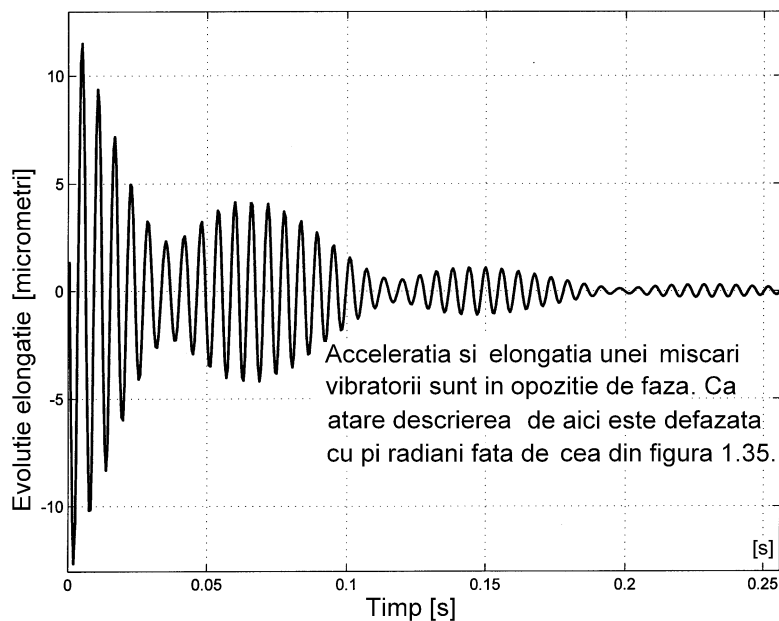


Figura 1.52 Descrierea în elongație a comportării identificate în figura 1.35

În aceeași manieră se poate proceda pentru descrierea elongațiilor vibrațiilor corespunzătoare tuturor semnalelor cercetate anterior.

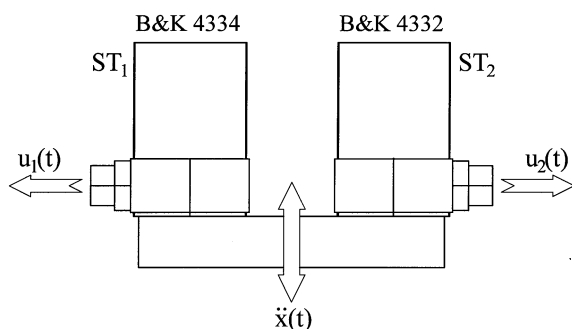


Figura 1.53 *Descriere conceptuală a experimentului pentru determinarea sensibilității în tensiune ST a accelerometrului B&K 4332.*

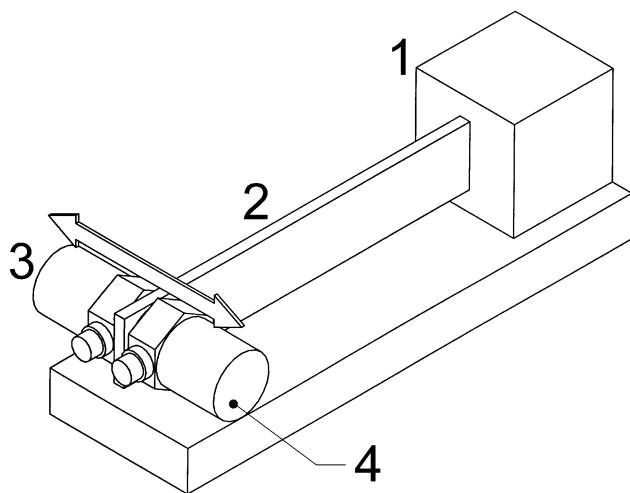


Figura 1.54 *Experiment de determinare a sensibilității în tensiune ST cu utilizarea mișcării periodice amortizate a suportului, urmare a excitației impuls.*

sensibilității în tensiune ST a accelerometrului B&K 4332, cu utilizarea unui experiment descris conceptual în figura 1.53. Cele două accelerometre se plasează pe un același suport care are o mișcare vibratorie armonică cu

Să notăm că în figura 1.51 dreapta se prezintă caracteristica amplificare relativă/frecvență ce descrie comportarea în regim dinamic a traductorului (echivalentul figurilor 1.17 sau 1.36 dar cu magnitudine în dB, vezi considerațiile dintre figurile 1.28 și 1.29). Potrivit acesteia traductorul lucrează bine până la 7,5 KHz după care intervine fenomenul de rezonanță mecanică.

În cele ce urmează vom folosi accelerometrul B&K 4334 ca referință pentru determinarea

acelerație oarecare, $u_1(t)$ respectiv $u_2(t)$ fiind tensiunile generate de fiecare dintre cele două traductoare în aceste condiții. Ținând seama de (1.18), sensibilitățile în tensiune ale acestora se scriu conform cu:

$$(1.21) \quad ST_1 = \frac{u_1(t)}{\ddot{x}(t)} \quad \text{respectiv} \quad ST_2 = \frac{u_2(t)}{\ddot{x}(t)}$$

cu ST_1 cunoscută și $u_1(t)$, $u_2(t)$ cu evoluții măsurabile, rezultă imediat expresia sensibilității în tensiune ST_2 a traductorului B&K 4332:

$$(1.22) \quad ST_2 = \frac{u_2(t)}{u_1(t)} \cdot ST_1 \quad \text{sau} \quad ST_2 = \frac{U_2}{U_1} \cdot ST_1$$

cu U_1 , U_2 amplitudinile celor două semnale armonice, $u_1(t)$, $u_2(t)$.

Este important de remarcat aici că toate aceste considerații teoretice rămân

perfect valabile dacă mișcarea suportului comun al celor două traductoare este periodic amortizată (obținută de exemplu prin excitație impuls), pe o structură a experimentului din figura 1.53 ușor modificată conform figurii 1.54. O grindă 2

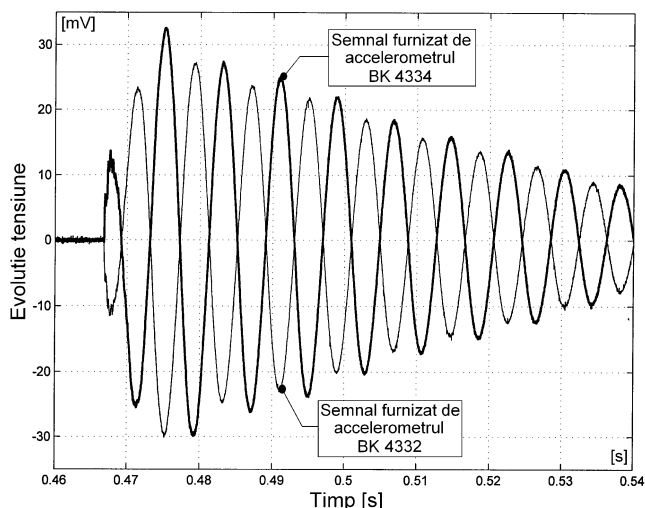


Figura 1.55 Evoluția temporală parțială a semnalelor furnizate de cele două traductoare.

încăstrată într-un suport rigid I are pe capătul liber montate cele două traductoare 3 , 4 (unul de referință, celălalt obiect al determinării ST). Urmare a excitației impuls a grinzii 2, cele două traductoare furnizează semnale descrise conform figurii 1.55.

Așa cum era de așteptat, din cauza poziției celor două traductoare, semnalele sunt în opoziție de fază. Cu procedurile deja arătate s-a realizat identificarea semnalului celor două traductoare (s-au utilizat limitele de timp $0,4812 \div 0,5631$ s) descrise conform cu:

$$(1.23) \quad u_1(t) = 30,04 \cdot e^{-19,41 \cdot t} \cdot \sin(798,398 \cdot t - 0,1030)$$

$$(1.24) \quad u_2(t) = 27,52 \cdot e^{-19,55 \cdot t} \cdot \sin(798,339 \cdot t + 2,998)$$

Din care amplitudinile $U_1=30,04$ mV respectiv $U_2=27,52$ mV pot fi utilizate în determinarea sensibilității în tensiune ST_2 a traductorului B&K 4332 conform cu a doua relație 1.22:

(1.25)

$$ST_2 = \frac{27,52}{30,04} \cdot 54,9 \frac{mV}{g} = 50,29 \frac{mV}{g} = \frac{50,29}{9,806} [mV \cdot s^2 / m]$$

O confirmare a corectitudinii demersului și a preciziei procedurilor de identificare a parametrilor se găsește în identitatea practică a descrierilor amortizării și pulsației din cele două semnale de tensiune dar și din defazajul acestora (3,101 radiani, foarte apropiat de opoziția de fază la 3,14 radiani).

Cu aceasta, procedurile de determinare a sensibilității în tensiune se pot considera încheiate.

1.5.3 Utilizarea experimentală a răspunsului la impuls a circuitului serie RLC.

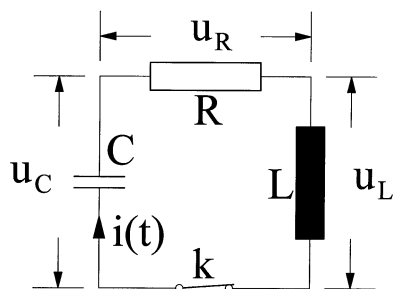


Figura 1.56 Circuit serie RLC.

Fenomenul de rezonanță nu este caracteristic numai sistemelor mecanice. Acesta poate să apară și în cazul circuitelor electrice, manifestarea însă nu mai este sub forma unei deplasări periodice ci de natură parametrică. Unul dintre cele mai întâlnite în practică este

circuitul serie RLC (montaj în serie cu un rezistor de rezistență R , o bobină ideală de inductanță L și un condensator de capacitate C). Funcționarea unui astfel de circuit în regim dinamic este caracterizată de o ecuație diferențială structural identică cu cea a unui sistem masă-arc-amortizor. Fie un circuit RLC conform figurii 1.56, în care se consideră condensatorul C încărcat (de exemplu prin conectarea prealabilă la bornele unei baterii) înainte de închiderea contactului k . Urmare a închiderii contactului, apare un curent $i(t)$ care parcurge circuitul închis astfel format, generând căderi de tensiune u_C , u_R și u_L pe fiecare dintre cele trei elemente, în relație cu curentul, după cum urmează:

Pe condensator: $i = C \cdot \frac{du_C}{dt}$ de unde:

$$(1.26) \quad u_C(t) = \frac{1}{C} \cdot \int i(t) dt$$

Pe rezistor $i(t) = \frac{u(t)}{R}$ (legea lui Ohm pe porțiune de circuit) deci:

$$(1.27) \quad u_R(t) = R \cdot i(t)$$

Pe bobină ideală: $i(t) = \frac{1}{L} \int u_L(t) dt$ deci:

$$(1.28) \quad u_L(t) = L \cdot \frac{di}{dt}$$

Conform celei de a doua legi a lui Kirchhoff (în orice moment suma algebrică a căderilor de tensiune pe elementele unui ochi de rețea -surse sau consumatori- este nulă) se poate scrie: $u_L(t) + u_R(t) + u_C(t) = 0$, de unde conform cu (1.26), (1.27) și (1.28) rezultă:

$$(1.29) \quad L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i(t) + \frac{1}{C} \cdot \int i(t) dt = 0$$

Pe baza legăturii dintre sarcină și curent $i(t) = \frac{dq}{dt}$ relația (1.29) se poate rescrie :

$$(1.30) \quad L \cdot \frac{d^2 q}{dt^2} + R \cdot \frac{dq}{dt} + \frac{1}{C} \cdot q(t) = 0$$

S-a obținut o ecuație diferențială de ordinul 2 structural identică cu ecuația caracteristică (omogenă) a sistemului masă-arc-amortizor scrisă relativ la elongația deplasării conform cu :

$$(1.31) \quad m \cdot \frac{d^2 x}{dt^2} + c \cdot \frac{dx}{dt} + k \cdot x(t) = 0$$

Comparația între cele două ecuații demonstrează echivalența sistemului mecanic cu cel electric, masa m este echivalentul inductanței L , factorul de amortizare c este echivalentul rezistenței R , rigiditatea k a resortului este echivalentul inversului capacității C . Cele două ecuații se pot pune sub formă canonică structural identică:

$$(1.32) \quad \ddot{q}(t) + \frac{R}{L} \cdot \dot{q}(t) + \frac{1}{L \cdot C} \cdot q(t) = 0$$

$$(1.33) \quad \ddot{x}(t) + 2 \cdot n \cdot \dot{x}(t) + \omega^2 \cdot x(t) = 0$$

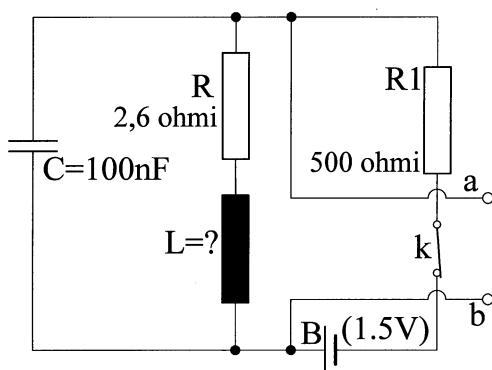


Figura 1.57 Structură experimentală pentru cercetarea răspunsului periodic amortizat.

De aici rezultă imediat că întreaga clasă de fenomene evidențiată în sistemelor mecanice slab amortizate se va regăsi și în cazul circuitului serie RLC, rezolvarea ecuației (1.32) se poate face folosind aceleași proceduri cu cele utilizate pentru ecuația (1.33).

Cel mai interesant aspect este legat de faptul că

în anumite condiții se manifestă rezonanță electrică și că există răspuns periodic amortizat la excitație impuls.

Se poate pune în evidență existența răspunsului periodic amortizat

dacă structura din figura 1.56 este completată cu o serie de elemente conform figurii 1.57.

In plus cercetarea caracteristicilor răspunsului periodic amortizat ilustrează o maniera de rezolvare a unei probleme practice imediate.

determinarea valorii inductanței L pentru

o bobină cu miez din ferită construită experimental. Circuitul este construit

în jurul acestei bobine neideale, în afara inductanței L ea este caracterizată și de rezistența $R=2,6 \Omega$ datorată conductorului din care a fost realizată, figurată în serie cu inductața. În paralel cu bobina se plasează un condensator cu capacitatea de 100 nF. Din cauza rezistenței bobinei,

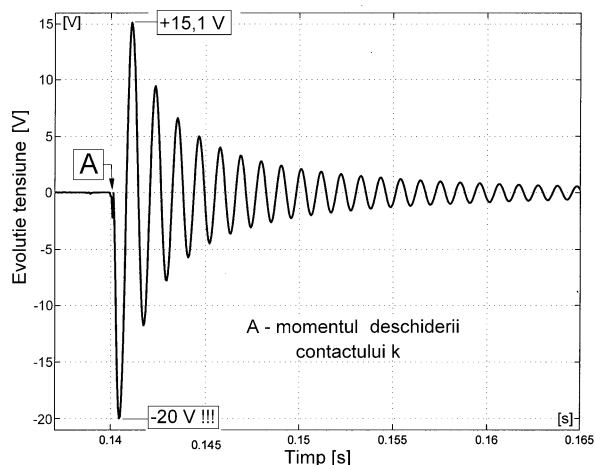


Figura 1.58 Evoluția potențialului între bornele a și b după deschiderea contactului k.

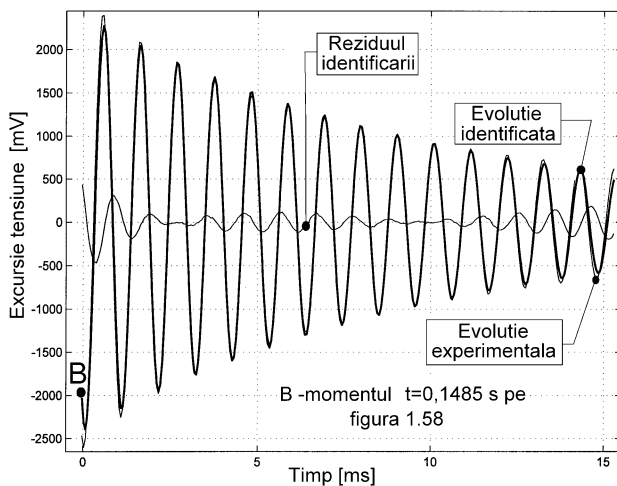


Figura 1.59 Rezultatul grafic al identificării caracteristicilor răspunsului liber din fig. 1.58.

se definește un circuit serie RLC formal (rezistorul $R=2,6 \Omega$ trebuie privit ca integrat bobinei). Tot în paralel cu bobina se plasează un circuit serie alcătuit din rezistorul $R1$ (500Ω), întrerupătorul k (normal închis) și bateria B ($1,5 \text{ V}$).

În aceste condiții pe bobină se realizează o cădere de tensiune egală cu $1,5V \cdot R / (R+R1) = 7,76 \text{ mV}$ din cauza divizorului realizat de cei doi rezistori. Să conectăm acum un osciloscop numeric pe bornele a, b și să observăm ce se întâmplă la deschiderea întrerupătorului k .

În figura 1.58 este redată parțial evoluția potențialului electric între bornele a, b în această circumstanță. Se observă un comportament tipic unui răspuns periodic amortizat la excitație impuls, cu o amplitudine inițială de -20 V (!!!, $20\text{V}/7,76 \text{ mV} = 2577,3$). La deschiderea contactului k curentul i_B

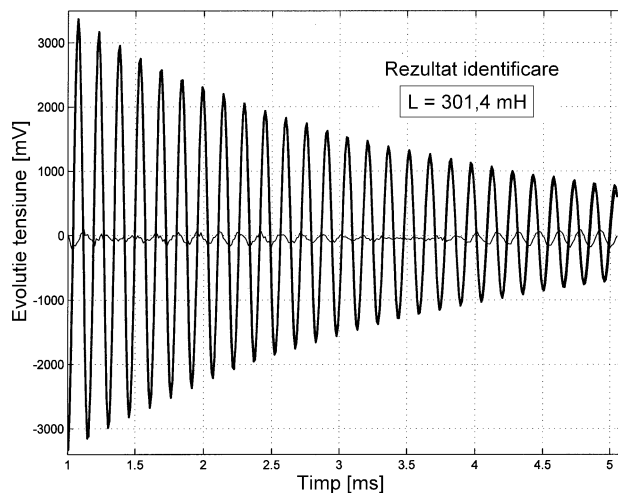


Figura 1.60 Rezultatul grafic al identificării caracteristicilor răspunsului liber pentru circuitul din figura 1.57 cu $C = 1,94 \text{ nF}$.

prin bobină ($2,98 \text{ mA}$, generat de circuitul bateriei) are o variație treaptă până la zero. Pe capetele bobinei se generează momentan o tensiune de autoinducție

$$u_a = -L \frac{di_B}{dt}$$

care se constituie în sursă de excitație impuls pentru circuitul

RLC. Energia fenomenului de autoinducție generează un curent în bucla RLC, deci circulația sarcinii electrice q cu evoluție conform cu (1.32). Pe bornele a, b se culege conform figurii 1.58 evoluția căderii de tensiune pe condensator (sau suma căderilor de tensiune pe bobină și rezistor), cu evoluție periodic amortizată cu pulsația descrisă de:

$$(1.34) \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

(având în vedere similitudinea dintre ecuațiile (1.32) și (1.33))

Determinarea valorii exacte a pulsației se poate face experimental cu procedurile de identificare deja expuse, aplicate semnalului din figura 1.58. rezultatul grafic al intepolării se prezintă în figura 1.59. Se observă o foarte bună coincidență a evoluțiilor. Din interpolare rezultă valoarea pulsației de 5955,5 rad/s (adică o frecvență de 947,847 Hz), și conform cu (1.34) valoarea determinată experimental a inductanței $L=281,9$ mH. Raportul de amortizare determinat este $n = 95,42 \text{ s}^{-1}$.

S-a repetat experimentul dar în condițiile în care în figura 1.57 s-a utilizat un condensator cu capacitatea $C = 1,94$ nF. Evoluția experimentală și identificată a răspunsului liber se prezintă în figura 1.60. Cele două evoluții practic coincid. Corespunzător unei valori a pulsației răspunsului liber de 41256 rad/s (6566 Hz) se obține o valoare a inductanței apropiată de cea găsită anterior, $L = 301,4$ mH. Constanta de amortizare determinată este $n = 390,73 \text{ s}^{-1}$.

Este cazul să precizăm că din ambele răspunsuri la excitația impuls s-au reținut două zone relativ îndepărtate de momentul excitației (corespunzător figurilor 1.59 și 1.60), pentru a avea certitudinea unui răspuns liber neafectat de dinamica deschiderii întrerupătorului k.

Dacă se încearcă utilizarea relației $2n = R/L$ dedusă din echivalența relațiilor (1.32) și (1.33) pentru determinarea valorii rezistenței bobinei se obține valoarea de 82,3 Ω (aferent figurii 1.59) respectiv 235,55 Ω (aferent figurii 1.60), evident mult diferită față de cea reală (2,6 Ω). O posibilă explicație ar fi aceea că duratele celor două răspunsuri tranzitorii sunt extrem de mici, deschiderea întrerupătorului k nu este instantanee, o parte din energia de autoinducție generată de bobină (figura 1.57) se disipă aperiodic prin circuitul bobină-R-R1-rezistența definită între contactele întrerupătorului k- baterie B.

Iată deci trei experimente simple organizate ca exerciții practice pentru rezolvarea unor probleme reale care au demonstrat utilitatea demersurilor din acest capitol.

1.6 Concluzii

Studierea caracteristicilor modurilor de vibrație pe această cale oferă cel puțin o metodologie experimentală rapidă de evaluare a caracteristicilor modurilor de vibrație și de aici a consecințelor exploataării structurilor mecanice în regim dinamic (se evită funcționarea în zonele de amplificare rezonantă, iar dacă nu este posibil, se acționează pentru creșterea amortizării). Există situații practice în care comportarea în regim dinamic a unei structuri (de mari dimensiuni) nu se poate studia decât prin cercetarea răspunsului la impuls.

Pe baza celor prezentate cititorul este invitat să încerce dezvoltarea unor

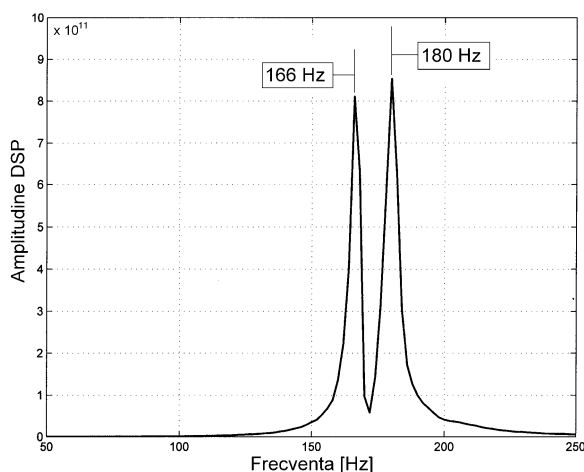


Figura 1.61 Exemplu de utilizare a DSP în identificarea modurilor de vibrație.

programe care să permită identificarea răspunsurilor care conțin trei sau mai multe componente. În absența unui sistem de prelevare a datelor experimentale se poate face analiza pe un set de date obținute prin simulare. Precizăm că există produse software deosebit de performante (de exemplu PEAKFIT) care realizează identificarea prin interpolarea datelor experimentale. Cu ajutorul acestuia este posibilă identificarea unor semnale cu până la opt componente armonice.

Mediul de programare Matlab oferă o oportunitate foarte interesantă de identificare a componentelor armonice ale unui semnal pe baza densității spectrale de putere (DSP) cu utilizarea transformatei Fourier rapide (Fast Fourier Transform) aplicate semnalului în descriere numerică.

De exemplu tratarea semnalului conținut în fișierul *libercubatai* (utilizat pentru reprezentarea evoluției din figura 1.30, [disponibil pe baza indicațiilor de descărcare din prefață](#)) cu ajutorul programului listat mai jos:

```
close all; clear all; load libercubatai.txt;
l=size(libercubatai);
d=libercubatai(:,2); t=libercubatai(:,1);
ref=round(l(1)/(t(1(1))/1000000));
%variabila ref este rezolutia descrierii numerice
u=l(1); v=u/2; Y=fft(d,u); Pyy=Y.*conj(Y)/u;
h=ref*(0:v)/u;
plot(h, Pyy(1:v+1), 'k', 'LineWidth', 1.5);
axis([50 250 0 1000000000000])
grid
Title('DENSITATEA SPECTRALA DE PUTERE')
xlabel('Frecventa [Hz]')
```

conduce la reprezentarea DSP din figura 1.61, în care fiecare dintre cele două vârfuri îi corespunde câte un mod de vibrație (comparație cu figura 1.40), fiecare dintre ele localizat prin valoarea frecvenței. Procedura nu oferă însă o descriere exactă a amortizării.

În încheiere propunem o procedură mult mai rapidă de identificare a caracteristicilor răspunsului liber, eficace mai ales în cazul sistemelor slab amortizate, cu un singur mod de vibrație excitat. Fie răspunsul liber din figura 1.7, conținut în fișierul *liberdreapta* (vezi indicațiile de descărcare din prefață). Propunem prelucrarea datelor din acest fișier cu ajutorul programului *idenrap* prezentat în continuare:

```
PROGRAM idenrap
1•clear all; close all; start=cputime;
2•load liberdreapta.txt; x=liberdreapta(:,1)/1000000;
3•y=liberdreapta(:,2); dim=size(x);
4•x1=x(35000:10:87000)-x(35000); y1=y(35000:10:87000);
5•x=x1; y=y1; dim=size(x);
6•inct=(x(dim(1))-x(1))/(dim(1)-1); plot(x,y); p=10; k=1;
7•for i=1+p:dim(1); medy=0;
8•for j=1:p-1; medy=medy+y(i-j)/p; end
9•yfts(k)=medy; y1=yfts; xfts(k)=k*inct; x1=xfts; k=k+1;
10•end
```

```

11•%x1 si y1 descriu evolutia semnalului din care s-a
inlaturat componenta de inalta frecventa
12•plot (x1,y1);
13•y2=abs(y1);plot(x1,y2,'b');hold on;
14•dim=size(x1);l=dim(2); max=-1000;k=1;
15•for i=1:l-1;
16•if y1(i)*y1(i+1)<0;xzero(k)=i;k=k+1;else end
17•end
18•dim=size(xzero);l1=dim(2);k=1;
19•for i=1:l1-1;max=-5000;
20•for j=xzero(i):xzero(i+1)
21•if y2(j)>max;max=y2(j);cont=j;else end
22•end
23•ymax(k)=max;xmax(k)=x1(cont);k=k+1;
24•end
25•plot(xmax,ymax);clear x;clear y;
26•%pana aici s-a obtinut evolutia extremelor de pe
27•%raspunsul redresat de aici incepe interpolarea
28•y1=ymax;x1=xmax;dim=size(y1);l=dim(2);
29•puls=1*2*pi/(2*xmax(1));
30•nrpuncte=1;liminf=1;limsup=liminf+nrpuncte;j=1;
31•for i=liminf:limsup-1;y(j)=y1(i);x(j)=x1(i);j=j+1;end
32•rafinare=20;plot(x,y);
33•min=9999999999;k=0;eroare=0;
34•aimin=400;aimax=500;stepai=(aimax-aimin)/rafinare;
35•nimin=2;nimax=5;stepni=(nimax-nimin)/rafinare;
36•run iteratie1
37•for ncicli=1:20
38•min=9999999999;eroare=0;
39•aimin=c(1)-stepai;aimax=c(1)+stepai;stepai=stepai/2;
40•nimin=c(2)-stepni;nimax=c(2)+stepni;stepni=stepni/2;
41•run iteratie1
42•end
43•d(1)=c(1);d(2)=c(2)
44•for i=1:nrpuncte;
45•b(i)=d(1)*2.7182818^(-d(2)*x(i));t(i)=x(i);
46•end;close all
47•plot(t,y,'r');hold on;plot(t,b,'b');hold on;
48•stop=cputime;executie=stop-start,d(1),d(2),puls

```

Având în vedere că finalitatea analizei răspunsului liber este deducerea comportării la rezonanță, rezultă că prezintă interes la identificare doar determinarea constantei de amortizare n și a pulsației oscilației libere pI .

Se reduce astfel numărul de parametri de interpolare (de la patru la doi). Dacă

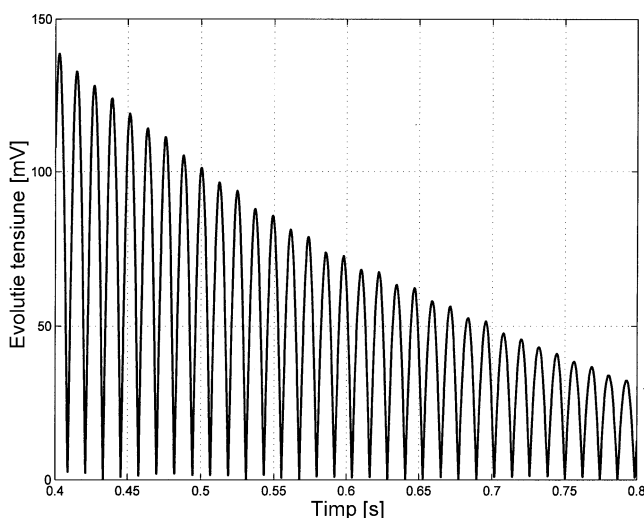


Figura 1.62 Rezultat rulare parțială program idenrap.

răspunsul liber (cca. 1,06 s, descrisă cu 5200 valori experimentale, în matricile xI și yI). Cititorul interesat poate obține reprezentarea secvenței dacă blochează execuția programului după instrucțiunea 4 (de exemplu se înscrie temporar litera s).

Până la instrucțiunea 12 se realizează o filtrare numerică (taie sus) a secvenței, înlăturându-se eventualul zgomot de înaltă frecvență. Se folosește un filtru numeric de tip medie alunecătoare pe 10 puncte (parametrul filtrului $p = 10$).

La instrucțiunea 13 se realizează redresarea semnalului (semialternanțele negative devin pozitive, se utilizează de fapt modulul valorilor ordonate) în matricea $y2$, cu redare parțială conform figurii 1.62. De observat aici două aspecte. În primul rând din cauza rezoluției reduse (de zece ori față de achiziție, conform nstrucțiunii 4) în descrierea semnalului ordonatele valorilor minime nu au sistematic valoarea zero.

în plus se reduce numărul de puncte experimentale folosite în interpolare se obține o reducere drastică a timpului de calcul.

Cu instrucțiunea 4 se reține doar o secvență continuă, limitată, din

Apoi se observă că amplitudinea semnalului ce provine din semialternanțele negative este sistematic mai mare față de amplitudinea semialternanțelor pozitive, raportat la tendință. Acest fenomen ar avea loc dacă semnalul original ar avea derivă (aici negativă) față de zero. Deoarece în achiziția semnalului s-a utilizat un traductor de tip generator conectat direct la osciloscop (nu există deci sursă de derivă), rezultă că traductorul prezintă o comportare neliniară. Aceasta explică în parte dispersia rezultatelor identificării din tabelul 1.1.

Maniera de identificare prezentată în continuare nu este afectată decât parțial de acest fenomen.

În ciclul de instrucțiuni 15÷17 se realizează identificarea absciselor punctelor de trecere prin zero a evoluției semnalului, depuse în matricea *xzero*. Numărul de elemente al matricii *xzero* este egal cu numărul de semialternanțe din secvența de semnal considerată.

În grupul de instrucțiuni 18÷25 se determină valorile coordonatelor punctelor de ordonată maximă din matricea *y2*, depuse în matricile *xmax* și *ymax*. Particularizând relația 1.14 pentru un singur grad de libertate ($i=1$) în situația în care modulul funcției sinus are valoarea maximă, funcția:

$$(1.34) \quad y(t) = a \cdot e^{-n \cdot t}$$

descrie chiar evoluția coordonatelor punctelor din matricile *xmax* și *ymax*, cu timpul t în evoluție discretă descrisă în matricea *xmax*.

Cu instrucțiunea 29 se calculează valoarea pulsației *p1*. Evident că în acest scop se poate utiliza și matricea *xzero* (valorile acesteia sunt decalate temporal cu echivalentul unui sfert de perioadă a semnalului).

Constanta de amortizare n a sistemului elastic se determină prin interpolarea punctelor experimentale din *xmax* și *ymax* pe structura relației (1.26), prin proceduri deja prezentate anterior. Se determină suplimentar și valoarea amplitudinii a . Se face trimitere din program la rutina *iteratie1*, listată mai jos:

```

RUTINA iteratie1
for ai=aimin:stepai:aimax;for ni=nimin:stepni:nimax;
for i=1:nrpuncte;b(i)=ai*2.7182818^(-ni*x(i));
eroare=eroare+abs(abs(y(i))-abs(b(i)));k=k+1;
end

```

```

if eroare<min;c(1)=ai;c(2)=ni;min=eroare;else end;
eroare=0;end;end

```

Rularea completă a programului *idenrap* conduce la rezultatul grafic din figura 1.63, care descrie evoluția amplitudinii redresate a fiecărei semiperioade, reale și identificate (anvelopa semnalului). Așa cum se observă, se obține o bună aproximare a evoluției experimentale.

Conform instrucțiunii 41 se listează valorile amplitudinii a (variabila $d(1)$,

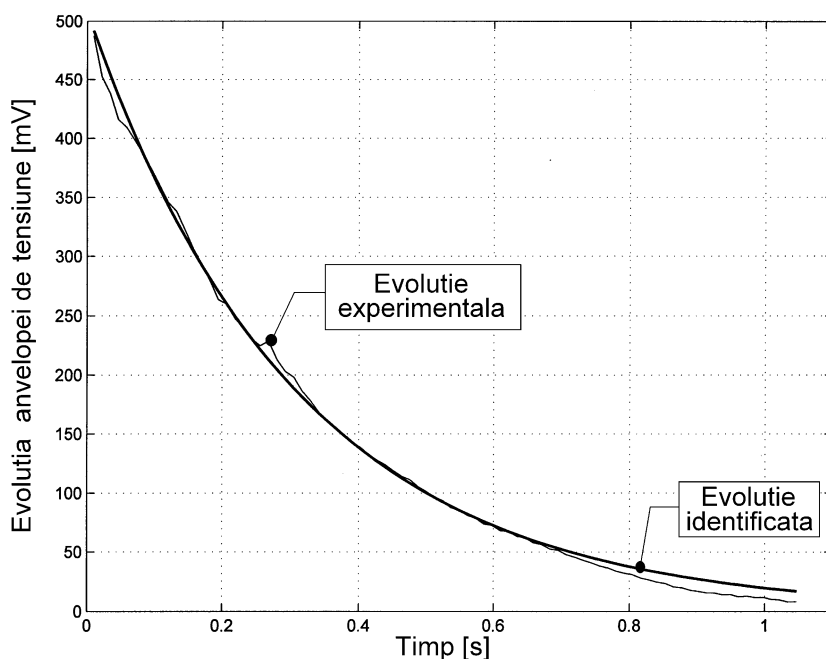


Figura 1.63 Rezultatul grafic al rulării programului *idenrap*.

508,5 mV), ale constantei de amortizare n (variabila $d(2)$, $3,27 \text{ s}^{-1}$) și ale pulsației $p1$ (variabila *puls*, $254,9 \text{ rad/s}$). Ultimele două valori se regăsesc cu o bună aproximație și în tabelul 1.1 linia 3, ceea ce justifică corectitudinea demersului.

Marele avantaj al acestei proceduri este însă durata execuției (variabila *execuție*, aici de numai 0,85 s), radical mai mică față de procedurile prezentate anterior. Pentru situațiile practice în care se pune problema intervenției asupra sistemului elastic (modificarea frecvenței sau corecția

răspunsului la frecvență) rapiditatea identificării este esențială. Ne putem imagina o astfel de situație practică de exemplu în cazul acordării instrumentelor cu coarde.

Dacă redresarea setului de date experimentale nu este esențială aici, filtrarea acestuia este obligatorie, altfel există riscul ca zgomotul de măsură să genereze false treceri prin zero.

Cititorul poate extrapola aceasta nouă manieră de interpolare pentru toate situațiile de răspuns liber prezentate anterior, sau pentru orice alt set de date experimentale cu evoluție teoretică cunoscută.

Capitolul 2

ASPECTE PRIVIND CERCETAREA EXPERIMENTALĂ A CARACTERISTICILOR DE FRECVENȚĂ

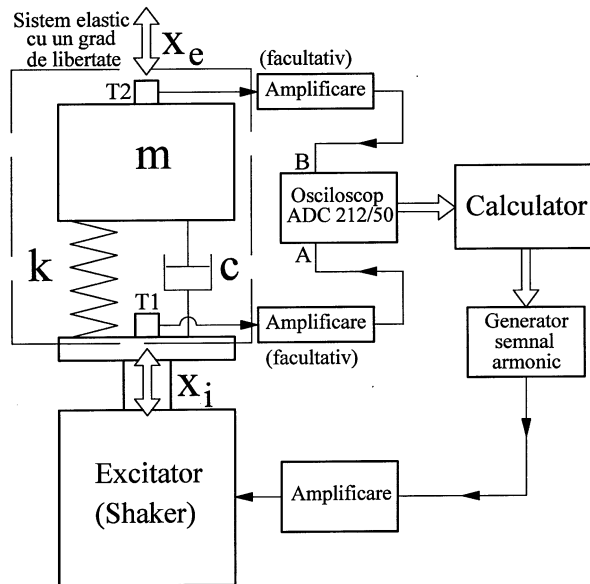
2.1 Considerații generale

Vom prezenta în continuare o serie de elemente de natură experimentală, legate de determinarea practică a caracteristicilor de frecvență (caracteristicile *amplificare relativă/frecvență*, *fază/frecvență* cu trasarea *locului de transfer*) pentru o structură mecanică, în zona aferentă unui singur mod de vibrație. Se va insista pe construirea experimentului (mai ales a traductorilor de vibrații) și pe prelucrarea datelor experimentale. Demersul se dorește a fi un exercițiu, cu exemplificare practică directă, de urmărire a manifestărilor fenomenelor fizice, cu finalitate în confirmarea experimentală a unui subiect teoretic clasic din teoria vibrațiilor. Nu mai puțin interesantă va fi și utilizarea capitolului 1 ca termen de referință.

Descrierea generică a experimentului se face pe baza reprezentării din figura 2.1.

Un sistem elastic cu un singur grad de libertate, de tip masă (m), arc (cu constanta elastică k), amortizor (cu factorul de amortizare c), este plasat pe partea mobilă a unui excitator electrodinamic (*shaker*). Sistemul este excitat armonic (calculatorul comandă un generator de semnal armonic care

alimentează excitatorul prin intermediul unui amplificator), mișcarea



armonică de intrare (excitația) în acesta având elongația x_i , cu evoluție temporală care se poate scrie sub forma:

$$(2.1)$$

$$x_i(t) = X_i \sin(\omega \cdot t)$$

(cu X_i amplitudinea mișcării, ω pulsația)

La ieșire (prin deplasarea masei m) se obține răspunsul, o mișcare armonică de elongație x_e de aceeași frecvență cu a

Figura 2.1 Descriere generică a experimentului.

intrării dar defazată (de regulă în urmă) și cu amplitudine modificată față de aceasta (din cauza efectelor dinamice), cu descriere temporală conform cu:

$$(2.2) \quad x_e(t) = X_e(\omega) \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi)$$

(cu $X_e(\omega)$ - amplitudinea mișcării, ω - pulsația, φ - faza la originea timpului, semnul minus din expresia (2.2) indică defazajul negativ -în urmă- dintre răspuns și excitație)

Transferul intrare-ieșire în cadrul sistemului elastic este descris prin așa numitele caracteristici de frecvență (adesea numite și de transfer), adică prin evoluția amplificării relative $A(\omega)$ cu pulsația (sau uneori cu frecvența) excitației:

$$(2.3) \quad A(\omega) = \frac{X_e(\omega)}{X_i(\omega)}$$

(evoluția raportului dintre amplitudinea răspunsului și cea a excitației în funcție de evoluția pulsației excitației)

respectiv prin evoluția $\varphi(\omega)$ a defazajului dintre elongațiile celor două mișcări ($x_e(t)$ față de $x_i(t)$).

În capitolul 1 s-a folosit expresia (1.9) dedusă teoretic a acesteia, și s-au trasat diverse evoluții (de exemplu conform figurii 1.17 pentru sisteme cu un singur mod de vibrație excitat). Caracteristica amplificare relativă/frecvență se mai numește și *transmisibilitate*.

Este interesant că teoria vibrațiilor [15] oferă și descrierea teoretică a evoluției defazajului cu pulsația excitației, conform cu:

$$(2.4) \quad \varphi(\omega) = \arctg \frac{2 \cdot \xi \cdot \frac{\omega}{p}}{1 - \left(\frac{\omega}{p}\right)^2}$$

Cu semnificația mărimilor care intervin deja definite aferent relației (1.9). Aici raportul ω/p se mai numește și pulsație relativă.

Și aici și în (1.9) dacă se face înlocuirea $\omega = 2\pi\nu$, cu ν frecvența mărimii armonice, se obțin caracteristicile frecvențiale, în funcție de frecvență.

Pe baza datelor deduse experimental și care au condus la trasarea figurii 1.17 ($\xi=0,016533$, $p=259,60$ rad/s) se poate acum conform relației (2.4) trasa și caracteristica fază/frecvență, conform figurii 2.2, cu utilizarea programului *fazafrec*:

PROGRAM fazafrec

```
close all;clear all;
zai=0.016533;pulsprop=259.60;i=1;min=100000;frecrez=0;
for frecventa=10:0.01:80;
    pulsatie=2*pi*frecventa;pulsrel=pulsatie/pulsprop;
    faza(i)=atan(2*zai*pulsrel/(1-pulsrel*pulsrel));
    if faza(i)<0;faza(i)=faza(i)+pi;else;end
%aici se rezolva o problema de discontinuitate din(2.4)
    dif=abs(pi/2-faza(i));
    if dif<min;rezfrec=frecventa;rezfaza=faza(i);
        min=dif;else;end;
    abscisa(i)=frecventa;i=i+1;
end
rezfrec,rezfaza
plot(abscisa,faza,'k');axis([10,80,-0.1,3.2415])
title('CARACTERISTICA FAZA/FRECVENTA')
```

```
xlabel('Frecventa [Hz]');ylabel('Faza [rad]')
```

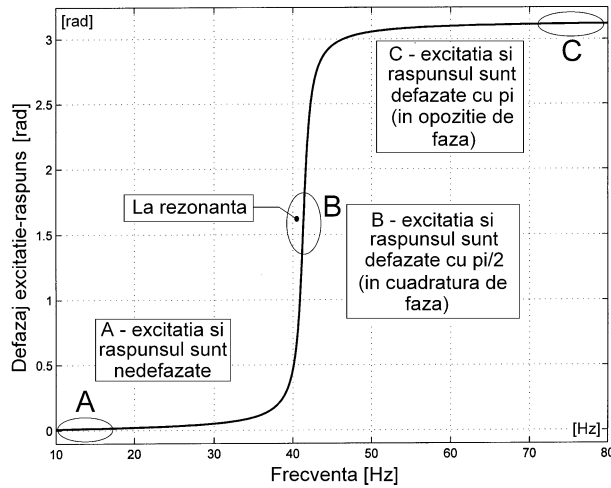


Figura 2.2 Caracteristica fază/frecvență aferentă figurii 1.17.

nostru este util să reluăm în figura 2.3 caracteristica amplificare relativă/frecvență din figura

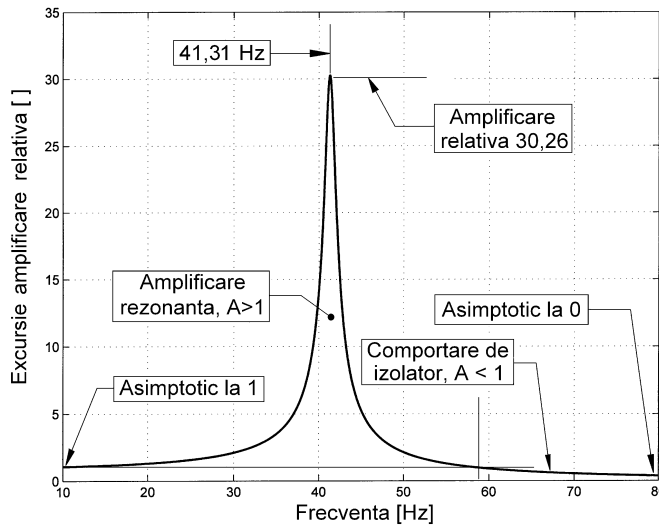


Figura 2.3 Reluare a figurii 1.17.

Deoarece se știe (și se va confirma aici imediat și experimental) că la rezonanță răspunsul este defazat cu $\pi/2$ în urma excitației, la rularea programului *faza* variabila *rez* furnizează valoarea frecvenței în aceste condiții, 41,31 Hz, valoare deja găsită aferent figurii 1.17.

Pentru demersul nostru este util să reluăm în figura 2.3 caracteristica amplificare relativă/frecvență din figura 1.17.

O altă modalitate de caracterizare a comportării dinamice a unui sistem elastic o reprezintă așa numitul *loc de transfer*, ca fiind hodograful unui vector de modul $A(\omega)$ și fază $-\varphi(\omega)$. Locul de transfer apare ca o curbă în planul $x0y$, ca

trajectorie a vârfului acestui vector (conceptual descris în figura 2.4) atunci când pulsația variază de la zero până

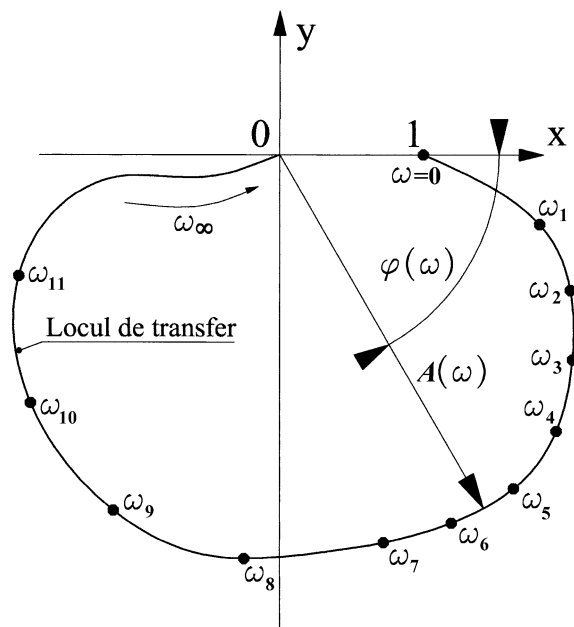


Figura 2.4 Descriere conceptuală a locului de transfer.

la infinit. Din cauza faptului că defazajul răspunsului are semnul minus (este în urma excitației, fazorul de descriere se rotește în sens invers trigonometric) locul de transfer este o curbă plasată în cadranele 4 și 3. Ea pleacă întotdeauna din punctul de coordonate (1,0) deoarece în regim cvasistatic (cu $\omega \rightarrow 0$) amplitudinea răspunsului este

egală cu a excitației ($A=I$) iar defazajul este nul. Locul de transfer evoluează cu pulsația (vezi marcajele de pe figură, $\omega_1 < \omega_2 < \omega_3$ etc.) și ajunge totdeauna în origine pentru $\omega \rightarrow \infty$, răspunsul unui sistem excitat cu frecvență infinită este nul, masa sistemului elastic devine imobilă inerțial.

Coordonatele $x(\omega)$, $y(\omega)$ ale punctului curent de pe locul de transfer sunt date de:

$$(2.5) \quad x(\omega) = A(\omega) \cdot \cos[\varphi(\omega)] \quad \text{și} \quad y(\omega) = -A(\omega) \cdot \sin[\varphi(\omega)]$$

Pe aceste baze se poate proceda acum la trasarea locului de transfer pentru modelul avut în vedere în figurile 2.2 și 2.3., cu utilizarea definițiilor (1.9) a amplificării relative și (2.4) a fazei, în care $\xi = 0,016533$ rad, $p = 259,60$ rad/s, cu utilizarea programului *ldt* expus în continuare:

PROGRAM ldt

```

close all;clear all;
zai=0.016533;pulsprop=259.60;i=1;max=0;frecrez=0;
for frecventa=30:0.01:50;
    pulsatie=2*pi*frecventa;frecvental(i)=frecventa;
    pulsrel=pulsatie/pulsprop;
    faza(i)=atan(2*zai*pulsrel/(1-pulsrel*pulsrel));
    if faza(i)<0;faza(i)=faza(i)+pi;else;end
    term1=abs(1-pulsrel*pulsrel)^2;
    term2=(2*zai*pulsrel)^2;
    amplif(i)=1/(sqrt(term1+term2));abscisa(i)=frecventa;
    x(i)=amplif(i)*cos(faza(i));
    y(i)=-amplif(i)*sin(faza(i));
    i=i+1;
end
plot(x,y,'k');axis([-25 25 -40 2]);axis equal;

```

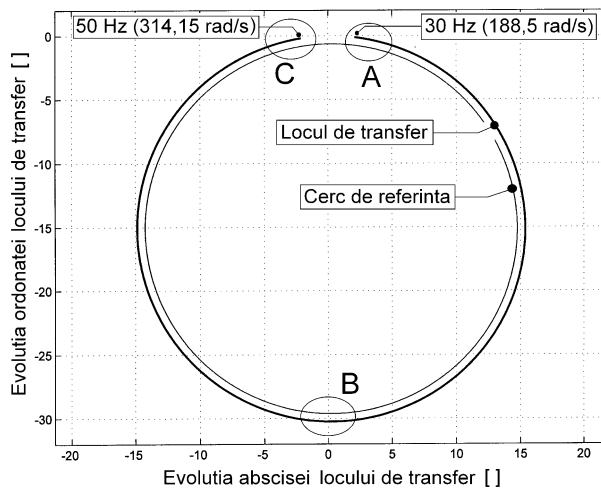


Figura 2.5 *Reprezentare grafică a locului de transfer aferent figurilor 2.3 și 2.4.*

un singur mod de vibrație pe baza cercetării răspunsului la impuls. Apare aici evident cel puțin din punct de vedere grafic faptul că locul de transfer se încadrează cu o bună aproximație pe un arc de cerc (în acest scop a fost trasat pe figura 2.5 un cerc de referință). Propunem cititorului interesat verificarea analitică a acestui aspect. Se poate lua cu titlu de exercițiu completarea programului *ldt* cu instrucțiunile necesare marcării valorilor frecvenței pe locul de transfer.

Nu mai puțin interesant este faptul că locul de transfer nu este parcurs cu viteză constantă, din cauza faptului că faza răspunsului are o variație foarte

**title('LOCUL DE
TRANSFER')**

Rularea programului permite reprezentarea grafică a locului de transfer, pentru o evoluție a pulsației în jurul rezonanței (de la 30 la 50 Hz) conform figurii 2.5. S-a restrâns destul de mult domeniul de frecvență având în vedere obținerea caracteristicilor pentru

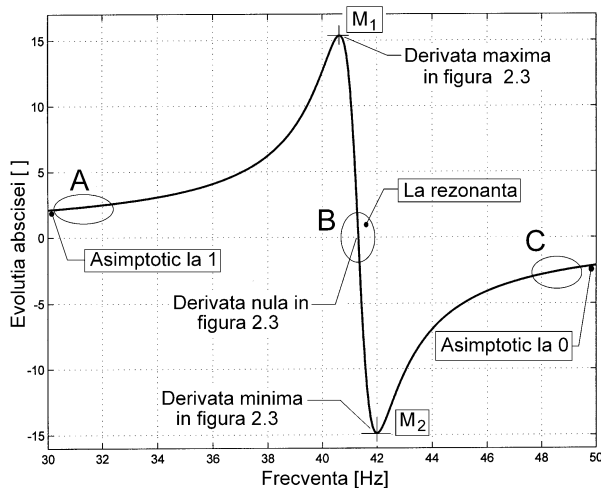


Figura 2.6 Evoluția abscisei punctelor locului de transfer cu frecvența.

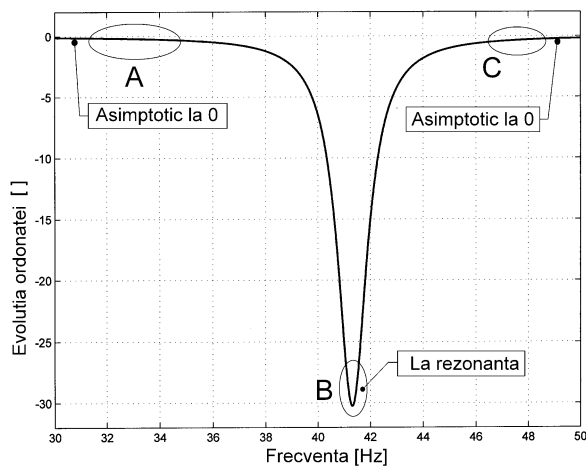


Figura 2.7 Evoluția ordonatei punctelor locului de transfer cu frecvența.

```
FRECVENTA')
ylabel('Excursia ordonatei'); xlabel('Excursia frecvenței
[Hz]')
```

Se observă pe figura 2.6 o evoluție cu derivată de valoare maximă în zona frecvenței de rezonanță (cca. 41,36 Hz). Evoluția ordonatelor cu frecvența se

pronunțată în proximitatea zonei de amplificare rezonantă și acest aspect rezultă imediat din reprezentarea grafică a evoluției absciselor punctelor locului de transfer cu frecvența, conform figurii 2.6, obținută prin rularea instrucțiunilor :

```
close
all; plot(frecven
ta1,x);
```

```
title('EVOLUTIA
ABSCISELOR CU
FRECVENTA')
ylabel('Excursia
abscisei');
xlabel('Excursia
frecvenței
[Hz]')
```

respectiv a ordonatelor, conform figurii 2.7 din rularea instrucțiunilor:

```
close all;
plot(frecven
ta1,
y,'k');
title('EVOLUTIA
ORDONATELOR CU
```


apropie foarte mult de caracteristica amplificare relativă/frecvență răsturnată (a se vedea valoarea de extrem).

În cele ce urmează vom cerceta posibilitatea trasării experimentale a caracteristicilor de frecvență pentru un sistem cu un singur mod de vibrație pe baza cercetării evoluției semnalelor de descriere a elongațiilor x_i , x_e ale excitației respective răspunsului obținute cu ajutorul traductoarelor de vibrații T_1 , T_2 , pe un stand experimental echivalent figurii 2.1.

2.2 Prezentarea standului experimental

Ca și în cazul figurii 1.3 s-a optat pentru utilizarea unui sistem elastic

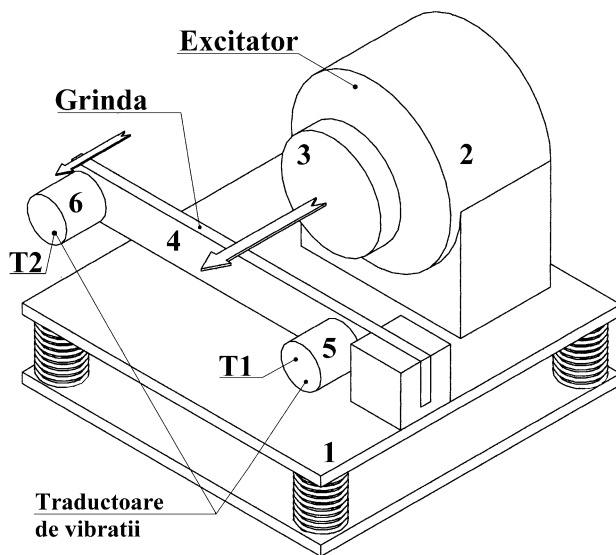


Figura 2.8 O prezentare sumară a standului experimental (numai partea mecanică)

materializat printr-o grindă încastrată din oțel cu profil dreptunghiular (30 x 5 mm). De fapt s-a realizat dezvoltarea experimentului descris în figura 1.3, conform descrierii din figura 2.8.

Pe placa de bază 1 se montează un excitator electrodinamic 2 cu acțiune inerțială. Dacă excitatorul este alimentat cu un semnal armonic,

atunci placa 1 și toate elementele montate pe ea suportă reacțiunea unei forțe cu caracter dinamic (de aceeași frecvență cu a semnalului armonic aplicat), creată de excitator. Excitatorul funcționează pe baza interacțiunii curent-câmp magnetic (principiul de lucru va rezulta imediat din descrierea traductoarelor

T1, T2 de care ne vom ocupa pe larg ulterior), are un element mobil în lungul săgeții, forța acțiune este proporțională cu accelerația și cu masa. Pentru creșterea forței de inerție s-a adăugat pe echipajul mobil o masă suplimentară notată cu 3.

Sistemul elastic este materializat prin grinda 4 fixată în consolă pe placa 1, deformabilă prin încovoiere (vezi direcția săgeții din capătul din stânga). Cu ajutorul traductorului de vibrații T1 -pe figură notat cu 5- se monitorizează excitația (acesta furnizează o tensiune proporțională cu mărimea x_i) de fapt chiar mișcarea plăcii 1. Cu ajutorul traductorului T2 -pe figură notat cu 6- se monitorizează răspunsul sistemului (vibrațiile capătului liber al grinzii), acesta furnizează o tensiune proporțională cu mărimea x_e .

Placa 1 este montată formal pe patru arcuri, în realitate experimentul poate fi realizat cu placa montată pe orice suport care are rigiditate redusă în direcția excitației.

2.2.1 Elemente de proiectare, construcție și testare a traductorilor de vibrații

Alegerea tipului de traductor folosit a depins esențial de trei aspecte avute în vedere aici:

-traductorul folosit aici trebuie să fie de tip inerțial, seismic (fără punct de referință exterior);

-se urmărește excitarea grinzii 4 pentru valori relativ joase ale frecvenței, într-un domeniu care să conțină comportare rezonantă pentru unul dintre modurile de vibrație;

-deoarece se dorește o prezentare cu titlu exemplificator experimental, se urmărește utilizarea unui tip de traductor ce poate fi construit și experimentat cu mijloace de laborator accesibile.

Aparatele de tip seismic cel mai frecvent utilizate în măsurarea (monitorizarea vibrațiilor) sunt de două tipuri:

1. Aparate de tip electrodinamic, bazate pe deplasarea unei bobine în câmp magnetic, la ieșire se furnizează un semnal proporțional cu derivata elongației (viteza) mișcării relative bobină/câmp. Sunt

utilizate pentru vibrații de joasă frecvență. Semnalul de ieșire (în tensiune) poate fi utilizat direct, fără amplificare suplimentară.

2. Accelerometre cu efect piezoelectric direct* [23] bazate pe deformarea unui cristal piezoelectric sub acțiunea forței de inerție a unei mase, datorată accelerației mișcării vibratorii. Aparatul furnizează la ieșire un semnal proporțional cu derivata a doua a elongației mișcării vibratorii. Sunt utilizate pentru vibrații de frecvență relativ înaltă. Necesită amplificator de ieșire.

* Există și un efect piezoelectric invers [23], un cristal piezoelectric supus acțiunii unui câmp electric se deformează (se tensionează mecanic), tensionând structura pe care se află atașat. Efectul este utilizat de exemplu în construcția generatoarelor de semnal acustic.

2.2.1.1 Traductorul electrodinamic generator ca aparat cu punct fix (cvasistatic). Principiul de lucru. Utilizări.

Având în vedere criteriile deja enunțate, opțiunea se va îndrepta către utilizarea unui tip de aparat din prima categorie. Câteva dintre considerentele principale referitoare la acestea sunt expuse în continuare.

Se știe că la deplasarea cu viteza v a unui conductor liniar de lungime l într-un câmp magnetic de intensitate B (vectorii B , v și tangenta punctuală la conductorul l sunt triortogonali), pe capetele acestuia se generează (induce) o tensiune electromotoare E descrisă de expresia $E = B \cdot l \cdot v$. Dacă deplasarea conductorului este pusă în legătură cu mișcarea vibratorie, atunci tensiunea E descrie derivata elongației mișcării, ceea ce constituie principiul de lucru al traductorului electrodinamic de tip generator (TEG).

Pentru realizarea unui TEG cu sensibilitate mare este nevoie deci de:

- a.) Un câmp magnetic cât mai intens. Pentru aceasta se folosesc magneți permanenți și concentratoare de câmp magnetic.
- b.) Un conductor de lungime cât mai mare care să fie plasat în câmpul magnetic.

Figura 2.9 prezintă principial un concentrator de câmp magnetic, alcătuit dintr-un magnet permanent **1** (cilindric, cu magnetizare axială, liniile

de câmp prin interiorul magnetului sunt paralele cu axa cilindrului) plasat prin lipire între două piese feromagnetice **2** respectiv **3**, de revoluție, fabricate din

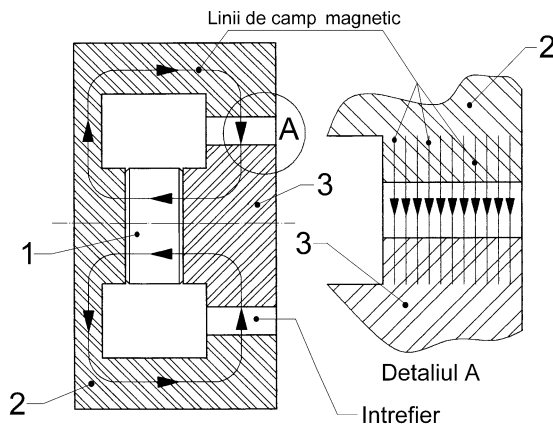


Figura 2.9 Concentratorul de câmp magnetic (principal).

oțel moale, cu puțin carbon, decălit după prelucrare. Forma constructivă a celor două piese asigură un circuit magnetic pentru liniile de câmp pe care le concentrează în interstițiul (întrefierul) dintre acestea, conform detaliului A. Aici liniile de câmp au o dispunere radială (sensul acestora depinde de orientarea magnetului).

Intensitatea câmpului din interstițiu depinde de magnetizarea magnetului permanent, materialul folosit (cele mai performante materiale sunt așa numitele „pământuri rare”, NdFeB), și de reluctanța circuitului magnetic (reluctanța fiind echivalentul rezistenței în circuitele electrice). Reluctanță minimă se obține pentru o lungime minimă a circuitului magnetic, un material al circuitului cu permeabilitate magnetică ridicată (oțel moale), și un întrefier cât mai mic. Altfel există preponderent linii de câmp care nu se închid prin interstițiu, constituind așa numitul flux de scăpări.

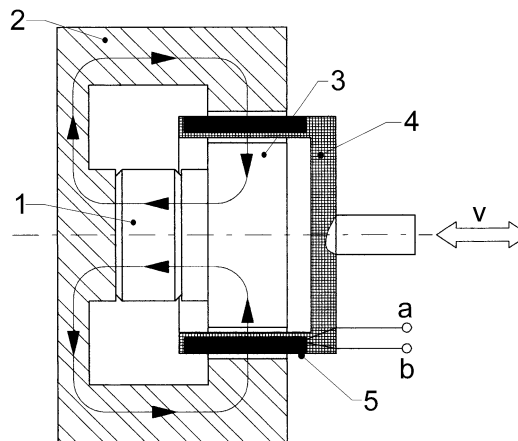


Figura 2.10 Plasarea conductorului (bobinei) în întrefierul concentratorului.

Se pune acum problema plasării unui conductor de lungime cât mai mare în acest întrefier în așa fel încât pe de o parte să fie perpendicular pe liniile de câmp, pe de altă parte să poată fi deplasat pe normala la acestea. Este evidentă opțiunea plasării conductorului sub forma unei bobine cilindrice, conform figurii 2.10. Bobina (notată cu **5** pe figura 2.10) este realizată din conductor din cupru acoperit cu un strat izolator subțire (email) prin dispunere spiră lângă spiră strat peste strat pe un suport **4** (piesă de revoluție) realizat din material izolator (masă plastică). Bobina și suportul ei sunt dispuse concentric/coaxial cu interstițiul concentratorului fără contact fizic cu acesta. Capetele **a**, **b** ale bobinei sunt accesibile la exterior. Deplasarea **x** a bobinei în lungul axei sale conduce la apariția unei tensiuni **u** între capetele a, b descrisă cu:

$$(2.6) \quad u(t) = B \cdot l \cdot \frac{dx}{dt} \text{ [Volt]}$$

unde **B** [Tesla] este valoarea medie a intensității câmpului magnetic, **l** [m] lungimea conductorului plasat în intersticiul concentratorului, **dx/dt** este derivata deplasării, (viteza bobinei [m/s]), cu condiția respectării triortogonalității între direcția lui **B**, direcția vitezei și tangenta la conductorul bobinei.

S-a obținut un traductor de viteză cu descriere în tensiune, a cărei sensibilitate este cu atât mai mare cu cât numărul de spire al bobinei (lungimea a conductorului) este mai ridicat(ă). Spațiul disponibil limitat al interstițiului (în direcție radială) impune maximizarea numărului de spire pe seama reducerii diametrului conductorului folosit. Aceasta este și rațiunea pentru care -uneori- bobina se construiește fără suport în zona interstițiului.

Cursa **x** a bobinei este limitată, ca atare -având în vedere și informația de ieșire proporțională cu viteza- utilitatea cea mai indicată a unui asemenea traductor este legată de cercetarea mișcărilor armonice, a vibrațiilor.

În practică, uneori, intensitatea **B** a câmpului magnetic este dificil de controlat și atunci se procedează la utilizarea unei relații de tipul $u(t) = T \cdot dx/dt$, cu determinare experimentală a constantei **T**. O mișcare armonică $x = a \cdot \sin(\omega \cdot t)$ aplicată bobinei implică apariția unei tensiuni $u(t) = T \cdot dx/dt = -T \cdot \omega \cdot a \cdot \cos(\omega \cdot t)$ la bornele acesteia, deci o descriere a derivatei mărimii de intrare. Din evoluția acestei tensiuni se pot deduce elementele definiției ale mișcării armonice **x**, anume amplitudinea și pulsația. Integrarea semnalului

$u(t)$ furnizează un semnal proporțional cu $x(t)$. Este important de remarcat faptul că în expresia $u(t)$ pulsația ω a semnalului acționează ca factor de amplificare. Evident că maniera de funcționare a TEG rămâne aceeași pentru

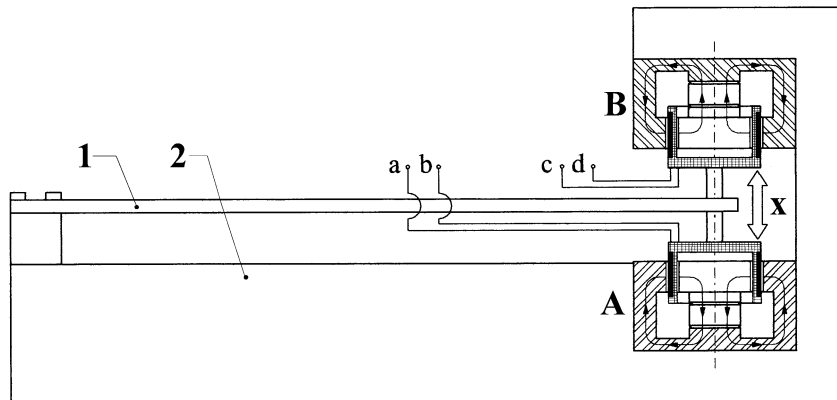
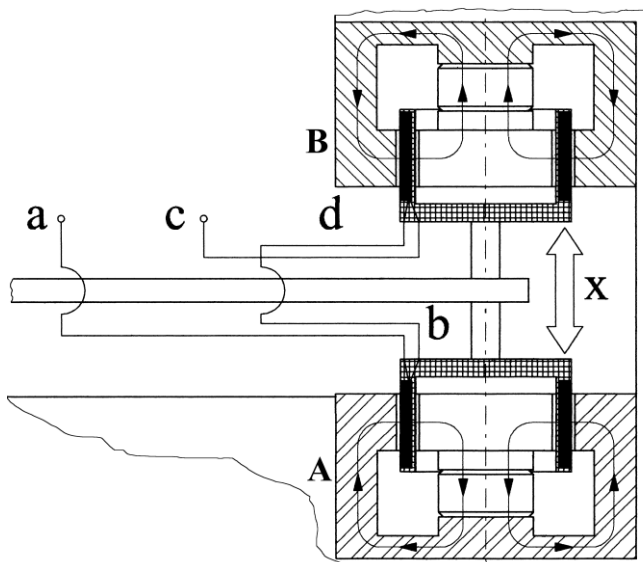


Figura 2.12 Exemplu de sistem elastic cu TEG cu punct fix.

orice alt tip de deplasare nearmonic sau neperiodic.

În figura 2.11 se prezintă conceptual câteva dintre posibilitățile de utilizare ale unui TEG (în accepțiunea din figura 2.10). Aici un sistem elastic



de tip grindă 1 se află fixat prin încastrare pe un suport 2. Pe capătul liber al grinzii se montează coaxial bobinele a două TEG identice notate cu A respectiv B, astfel încât concentratorii de câmp să fie fixați și ei de suportul 2.

Mișcarea x a capătului liber al grinzii (indusă de exemplu prin excitație impuls) se poate considera cu o bună

aproximație (pentru o lungime rezonabil de mare a grinzii) rectilinie, pe direcția axei celor două TEG.

Mișcarea relativă bobină/concentrator în fiecare TEG (aceeași cu mișcarea relativă a capătului de grindă față de suport) generează pe terminalele a-b respectiv c-d tensiuni (formal identice) dar în opoziție de fază care descriu așa cum s-a arătat derivata deplasării (dx/dt). Dacă bobinele celor două TEG au același sens de înfășurare (cu a respectiv c bornele de început) iar magnetii permanenți din concentratori sunt la fel orientați, se poate proceda la înserierea în opoziție prin conectarea terminalelor b cu d conform

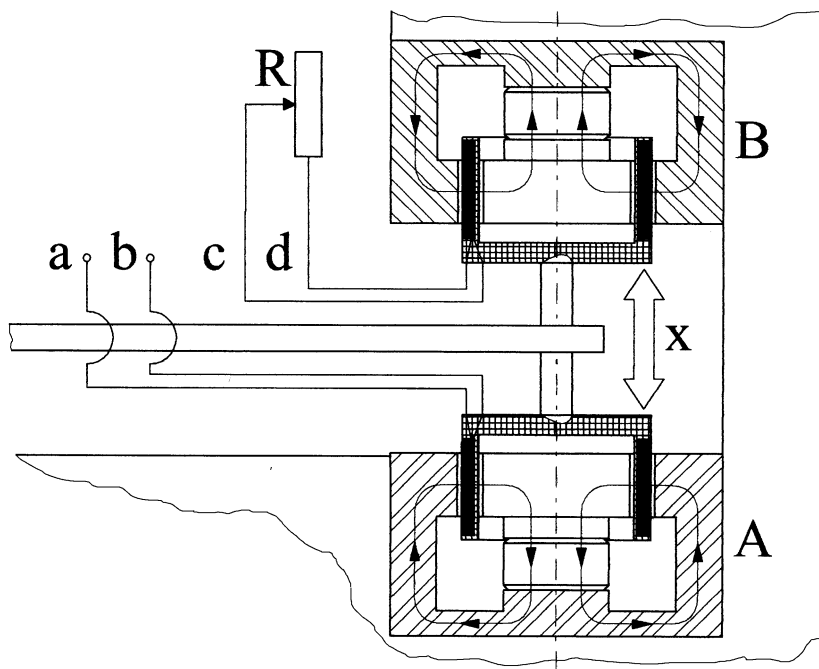


Figura 2.13 *Circumstanță de utilizare a TEG. Obținerea unui amortizor electrodinamic (pasiv) cu factor de amortizare reglabil.*

figurii 2.12 a . Intre terminalele **a** și **c** se obține o tensiune (sensibilitate) dublă față de utilizarea unui singur TEG (adică $u(t) = 2 \cdot T \cdot dx/dt$).

O altă posibilitate de utilizare a TEG este descrisă în figura 2.13. TEG A păstrează funcția de traductor, în timp ce TEG B este utilizat ca amortizor

electrodinamic *pasiv* cu factor de amortizare reglabil. Bobina din TEG B are drept sarcină un potențiomtru R. Dacă capătul grinzii este excitat (de exemplu impuls) atunci, urmare a instalării răspunsului periodic amortizat în bobina TEG B se induce o tensiune care dă naștere unui curent (reglat ca valoare de către potențiomtru). Interacțiunea curent-câmp magnetic dă naștere unei forțe proporționale cu viteza (ca și tensiunea) dar care se opune cauzei, adică mișcării capătului grinzii. În ecuația caracteristică a sistemului elastic termenul corespunzător frecării vâscoase $c \cdot dx/dt$ devine $(c + c_{TEG}^p) \cdot dx/dt$, cu c_{TEG}^p partea variabilă a factorului de amortizare astfel corectat aditiv. Se poate în acest fel interveni asupra valorii amplificării rezonante, cu valoarea minimă asigurată de plasarea în scurt circuit a terminalelor c, d (rezistență nulă pe potențiomtru).

Mai mult, pentru valori extreme ale factorului de amortizare, se poate înlocui în TEG B bobina și suportul ei cu un echivalent de formă (piesă de tip pahar) confecționat din cupru (sau eventual aluminiu) masiv. Se obține în fapt o frână electrodinamică (generalizată de exemplu în construcția contoarelor clasice de energie electrică), bazată pe interacțiunea câmp magnetic-curenți turbionari, forța axială astfel generată crește amortizarea vâscoasă în sistem, reducând drastic durata răspunsului liber și în general asigurând creșterea stabilității sistemului. Evitarea acestei comportări cu amortizare este motivul pentru care suportul 4 din figura 2.10 este realizat din material izolant.

Este interesant de remarcat faptul că un TEG poate fi utilizat în două moduri, ca traductor așa cum deja s-a arătat, dar și ca excitator, aplicarea unei tensiuni armonice pe terminalele sale duce la apariția unei forțe exercitate asupra bobinei și suportului ei din interacțiunea curent-câmp magnetic (se știe că forța elementară ΔF exercitată asupra unui conductor de lungime elementară Δl străbătut de curentul I , plasat în câmp magnetic de intensitate B este dată de: $\Delta F = B \cdot I \cdot \Delta l$). Altfel spus o tensiune armonică $u_{IN}(t) = U_{IN} \cdot \sin(\omega t)$ aplicată de exemplu pe terminalele c, d ale TEG B implică apariția unei mișcări armonice $x(t) = X \cdot \sin(\omega t - \varphi)$ a capătului grinzii.

Curentul absorbit ($I \cdot \sin(\omega t - \alpha)$) de TEG B este proporțional cu forța $f(t) = F_{IN} \sin(\omega t) = C_I \cdot I \cdot \sin(\omega t)$ de excitație aplicată asupra capătului grinzii. Tensiunea rezultată pe terminalele lui TEG A (utilizat ca traductor) este $u_{OUT}(t) = U_{OUT} \cdot \sin(\omega t - \beta)$, care se constituie într-o măsură a derivatei deplasării x a capătului grinzii.

Un astfel de sistem de excitație (numit în literatură și *voice-coil actuator*) a fost utilizat de exemplu în [14].

În figura 2.14 se prezintă cea mai interesantă posibilitate de utilizare a

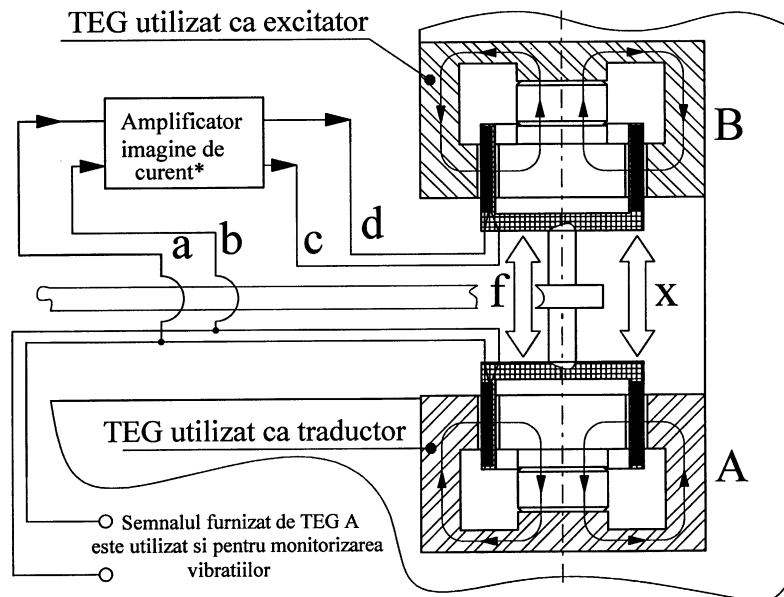


Figura 2.14 Circumstanță de utilizare a TEG. Obținerea unui amortizor electrodinamic *activ* reglabil cu reacție negativă.

TEG, ca amortizor electrodinamic *activ* într-un sistem elastic. Pentru aceasta semnalul furnizat de TEG A (utilizat ca generator, ca traductor de vibrații) este introdus într-un amplificator imagine în curent (la ieșire furnizează un curent proporțional cu tensiunea de intrare). Amplificatorul are factor de amplificare reglabil (controlabil prin reglaj extern). Ieșirile acestuia alimentează terminalele TEG B, utilizat aici ca excitator electrodinamic (actuator).

Dacă sistemul este excitat extern se realizează astfel o reacție locală între derivata dx/dt a deplasării și forța $f(t)$ introdusă în acest mod în sistem (se introduce o forță proporțională cu viteza). Dacă $f(t)$ are același sens cu forțele de frecare vâscoasă care acționează în mod natural asupra sistemului elastic (de exemplu frecările cu aerul) atunci ca și în cazul figurii 2.13 are loc

corectarea aditivă a factorului de amortizare natural c (în sensul creșterii) cu un factor reglabil c^{a}_{TEG} . Marja posibilă de corecție este însă mult mai mare, deoarece se face cu aport de energie externă (prin amplificator cu factor de amplificare reglabil). Se spune că se realizează corecția cu stabilizare (cu **reacție negativă** în buclă închisă între cele două TEG).

Sigur se va pune întrebarea: cum se asigură același sens pentru $f(t)$ din excitația externă și forțele de frecare vâscoasă dezvoltate natural în sistem, și mai ales ce se întâmplă când această condiție nu este asigurată? Dacă această condiție nu este respectată este evident că semnul lui c^{a}_{TEG} va fi minus, „corecția” factorului de amortizare se face în sensul scăderii acestuia (se realizează **reacție pozitivă** dintre cele două TEG-uri), ceea ce înseamnă că rezerva de stabilitate a sistemului se reduce. **Dacă factorul de amortizare total devine zero sau negativ sistemul devine instabil**. Aceasta înseamnă că fie și în lipsa unei excitații externe apare o mișcare vibratorie x a cărei amplitudine crește progresiv în timp până la valori eventual limitate mecanic. Este ușor de remarcat că sensul forței $f(t)$ depinde de exemplu de modul de conectare a terminalelor a, b ale traductorului TEG A. Dacă la o primă închidere a buclei (realizarea montajului din figura 2.14) cu valori rezonabile ale câștigului în amplificator se constată instabilitate atunci pur și simplu se inversează terminalele a, b la intrările amplificatorului, obținându-se sigur reacție negativă, sistemul fiind gata pentru utilizare.

Este foarte important de subliniat colocalizarea celor două TEG, ele acționează practic în același punct. Dacă nu se respectă această condiție, bucla de reacție trebuie să conțină obligatoriu un regulator, sistemul se complică.

Această manieră de control activ al parametrilor unui sistem elastic este cunoscută în literatura de specialitate sub numele de **active damping in close loop collocated system with velocity feedback**, și este pe larg tratată în [24].

2.2.1.2 Traductorul electrodinamic generator ca aparat seismic (TEGAS). Principiul de lucru.

Traductorul prezentat la § 2.2.1.1 utilizează în mod esențial raportarea la un punct fix, de referință (ideal la sol, punct de pe suprafața Pământului). În practică este adesea imposibil acest mod de utilizare, nefiind disponibil sau

accesibil tocmai punctul fix. De exemplu în cazul cercetării vibrațiilor de ansamblu ale unui autovehicul aflat în mișcare, sau al cercetării mișcărilor seismice.

Pentru acest gen de măsurători au fost realizați traductori care își generează intern punctul de referință, numiți după aplicația de bază care i-a impus, *traductori seismici*. Traductorul seismic este alcătuit în esență dintr-un sistem masă-arc-amortizor și un captor de mișcare relativă ce se plasează pe

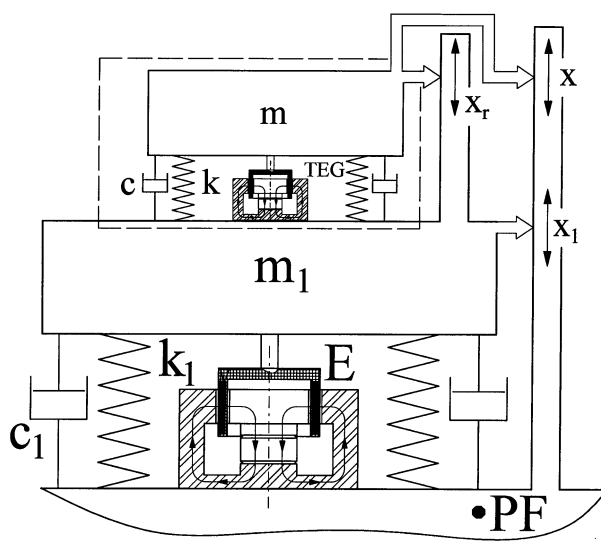


Figura 2.15 Traductorul seismic, definiție conceptuală.

structura ale cărei vibrații trebuie cercetate. Considerăm utilă reluarea din literatura de specialitate a fundamentelor teoretice ale acestui tip de traductor, după cum urmează.

Fie un sistem elastic $m_1-c_1-k_1$ cu mișcare armonică absolută (raportată la un punct fix PF) $x_1=X_1\sin(\omega t)$ produsă cu ajutorul

$$(2.7) \quad x = x_1 + x_r$$

unde $x_r = X_r\sin(\omega t - \varphi)$ este elongația mișcării relative (a masei m față de masa m_1). Sistemul răspunde evident armonic cu aceeași pulsație dar defazat în urma excitației.

Accelerația mișcării masei m este evident dată de: $\ddot{x} = \ddot{x}_l + \ddot{x}_r$,
 asupra acesteia lucrând forța de inerție $m \cdot \ddot{x} = m \cdot (\ddot{x}_l + \ddot{x}_r)$.

Asupra masei m lucrează de asemeni forța elastică $k \cdot x_r$ respectiv forța de frecare vâscoasă $c \cdot \dot{x}_r$. Conform principiului lui d'Alembert (*suma forțelor exterioare ce acționează asupra unui sistem este egală cu suma forțelor interioare*), se poate scrie ecuația echilibrului de forțe conform cu:

$$(2.8) \quad m(\ddot{x}_l + \ddot{x}_r) + c\dot{x}_r + kx_r = 0 \text{ sau } m\ddot{x}_r + c\dot{x}_r + kx_r = -m\ddot{x}_l$$

Ținând seama de expresia elongației $x_l = X_l \sin(\omega t)$, ultima formă din (2.8) devine:

$$(2.9) \quad m \cdot \ddot{x}_r + c \cdot \dot{x}_r + k \cdot x_r = m \cdot \omega^2 \cdot X_l \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

Cu notația $F = m\omega^2 X_l$ se obține:

$$(2.10) \quad m \cdot \ddot{x}_r + c \cdot \dot{x}_r + k \cdot x_r = F \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

ca ecuație diferențială a mișcării unui sistem elastic cu un grad de libertate excitat cu o forță perturbatoare formal armonică (o forță cu pulsația variabilă și **cu amplitudinea proporțională cu pătratul pulsației**).

Ecuația (2.10) este mai cunoscută în practică sub forma:

$$(2.11) \quad \ddot{x}_r + 2 \cdot n \cdot \dot{x}_r + p^2 \cdot x_r = \frac{F}{m} \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

în care $n=c/2m$ este raportul de amortizare iar $p^2=k/m$ este pulsația proprie a sistemului neamortizat.

În [15] se prezintă rezolvarea acestei ecuații, mișcarea sistemului descris cu (2.11) este suma a două componente, una periodic amortizată care se stinge rapid (și nu interesează aici) și una de răspuns forțat, de forma deja prezentată, $x_r = X_r \sin(\omega t - \varphi)$. Din condiția ca aceasta să verifice (2.11) se obține expresia amplitudinii X_r a răspunsului:

$$(2.12) \quad X_r = \frac{F}{m} \cdot \frac{1}{\sqrt{(p^2 - \omega^2)^2 + 4 \cdot n^2 \cdot \omega^2}}$$

Sau, ținând seama de notația $F = m\omega^2 X_I$ utilizată în (2.10):

$$(2.13) \quad X_r = X_I \frac{\omega^2}{\sqrt{(p^2 - \omega^2)^2 + 4 \cdot n^2 \cdot \omega^2}}$$

Relația (2.13) se mai poate pune și sub forma:

$$(2.14) \quad \frac{X_r}{X_I} = \frac{\omega^2}{\sqrt{(p^2 - \omega^2)^2 + 4 \cdot n^2 \cdot \omega^2}}$$

Programul *carcapseisamp* redat mai jos a fost utilizat pentru simularea evoluției raportului X_r/X_I , considerând un sistem elastic cu frecvența proprie de 1,3 Hz ($p=2 \cdot \pi \cdot 1,3$), pentru trei valori ale coeficientului de amortizare n (0,7; 3,7 și 5,7757478). Rezultatul rulării este descris grafic în figura 2.16.

PROGRAM carcapseisamp

```
clear all;close all;pulsprop=2*pi*1.3;amortiz=0.7;j=1;
for pulsatie=0:0.1:80;
    raport(j)=pulsatie^2/(sqrt((pulsprop^2-pulsatie^2)^2+
        4*amortiz^2*pulsatie^2));
    puls(j)=pulsatie;ref(j)=1;j=j+1;
end
plot(puls,raport,'k');hold on;plot(puls,ref,'k');
amortiz=3.7;j=1;
for pulsatie=0:0.1:80;
    raport(j)=pulsatie^2/(sqrt((pulsprop^2-pulsatie^2)^2+
        4*amortiz^2*pulsatie^2));puls(j)=pulsatie;j=j+1;
end
plot(puls,raport,'k');hold on;
amortiz=1/2^0.5*pulsprop;j=1;
for pulsatie=0:0.1:80;
    raport(j)=pulsatie^2/(sqrt((pulsprop^2-pulsatie^2)^2+
        4*amortiz^2*pulsatie^2));puls(j)=pulsatie;j=j+1;
end
plot(puls,raport,'k');axis([0 80 0 2])
Title('EVOLUTIA RAPORTULUI AMPLITUDINILOR CU PULSATIA')
```

```
xlabel('Pulsatia [rad/s]');ylabel('Raportul  
amplitudinilor')
```

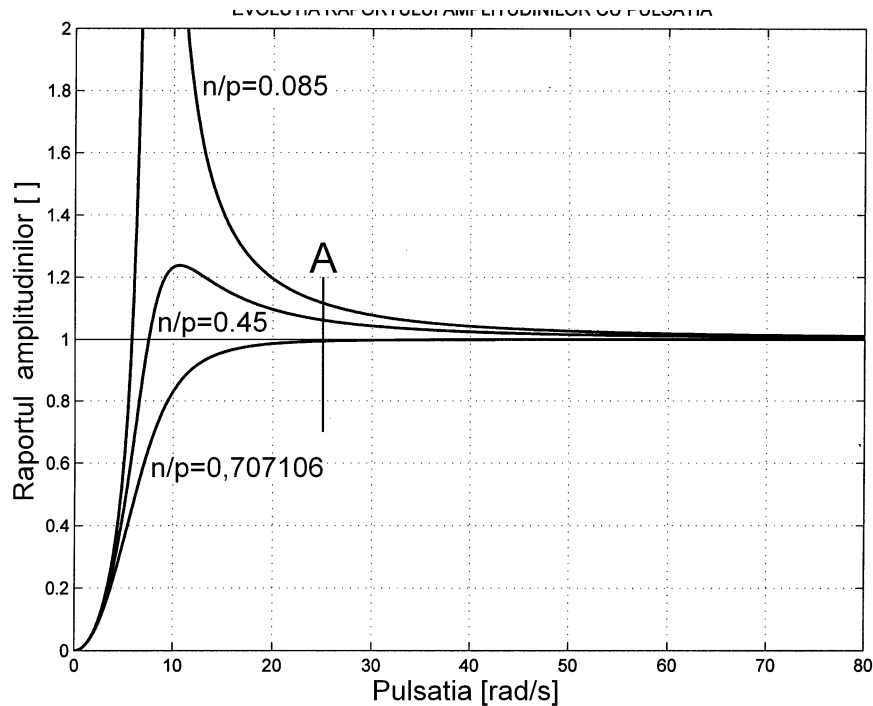


Figura 2.16 Evoluții simulate pe baza relației (2.14).

```
j=1;for i=0.7:0.01:1.2;abscisa(j)=25;ordonata(j)=i;j=j+1;
end
plot(abscisa,ordonata,'k')
gtext('n/p=0.085');gtext('n/p=0.45');
gtext('n/p=0.707106');gtext('A')
```

Simularea din figura 2.16 ilustrează un aspect foarte interesant, anume că:

$$(2.15) \quad \lim_{\omega \rightarrow \infty} \left(\frac{X_r}{X_1} \right) = 1$$

Se observă că toate cele trei curbe tind asimptotic la 1, două dintre ele descriu evident comportare rezonantă, cel mai rapid realizează această apropiere curba pentru care se realizează așa numitul raport de amortizare $\xi = n/p = c/2mp$ critic dat de:

$$(2.16) \quad \xi_{cr} = \frac{\sqrt{2}}{2}$$

pentru care fenomenul de amplificare rezonantă nu mai are loc (pe figură curba este marcată cu $n/p=0,707106$).

Dincolo de limita notată cu A ($\omega > \omega_A = 25$ rad/s) pe figura 2.16, practic $X_I = X_r$ (pentru pulsația marcată cu A se obține $X_r/X_I = 0,99435$) cu alte cuvinte amplitudinea X_r a mișcării relative dintre masa m și m_I este aceeași cu amplitudinea X_I a mișcării masei m_I față de punctul fix PF, în expresiile elongațiilor x_I și x_r .

Sau, mai concis, masa m devine *formal* fixă în spațiu, realizându-se astfel artificial punctul de referință PF necesar măsurărilor. Mișcarea vibratorie a masei m_I (componenta dinamică a mișcării, cu pulsație superioară limitei notată cu A) se poate descrie *cu privire la amplitudine* prin raportare la masa m .

S-a afirmat că dincolo de limita A masa m devine *formal* fixă în spațiu. Dacă ar fi real fixă în spațiu aceasta ar însemna că mișcările x_I și x_r sunt în opoziție de fază, sau în expresia $x_r = X_r \sin(\omega t - \varphi)$ $\varphi = \pi$ dacă $\omega > \omega_A$. Expresia $\varphi(\omega)$ este descrisă de (2.4), conform teoriei vibrațiilor unui sistem elastic cu un singur grad de libertate cu amortizare vâscoasă (referitor la sistemul masei m). Programul *carcapseisfaz* realizează descrierea evoluției $\varphi(\omega)$ pentru aceleași caracteristici de simulare avute în vedere în figura 2.16.

PROGRAMUL carcapseisfaz

```
clear all;close all;pulsprop=2*pi*1.3;
zai=2^0.5/2;amortiz=1/2^0.5*pulsprop;j=1;limpuls=80 ;
for pulsatie=0:0.1:limpuls;pulsrel=pulsatie/pulsprop;
    faza(j)=atan(2*zai*pulsrel/(1-pulsrel^2));
    if faza(j)<0;faza(j)=faza(j)+pi;else;end
    puls(j)=pulsatie;j=j+1;
end
plot(puls,faza,'k');axis([0 limpuls 0 pi]);hold on;
zai=0.7/pulsprop;j=1;
for pulsatie=0:0.1:limpuls;pulsrel=pulsatie/pulsprop;
    faza(j)=atan(2*zai*pulsrel/(1-pulsrel^2));
    if faza(j)<0;faza(j)=faza(j)+pi;else;end
    puls(j)=pulsatie;j=j+1;
end
plot(puls,faza,'k');zai=3.7/pulsprop;j=1;
```

```

for pulsatie=0:0.1:limpuls;pulsrel=pulsatie/pulsprop;
    faza(j)=atan(2*zai*pulsrel/(1-pulsrel^2));
    if faza(j)<0;faza(j)=faza(j)+pi;else;end
    puls(j)=pulsatie;j=j+1;
end
plot(puls,faza,'k');
Title('EVOLUTIA DEFAZAJULUI CU PULSATIA')
xlabel('Pulsatia [rad/s]');ylabel('Faza [rad]')j=1;
for i=2.5:0.01:2.8;abscisa(j)=25;ordonata(j)=i;j=j+1;
end
plot(abscisa,ordonata,'k')
gtext('n/p=0.085');gtext('n/p=0.45');

```

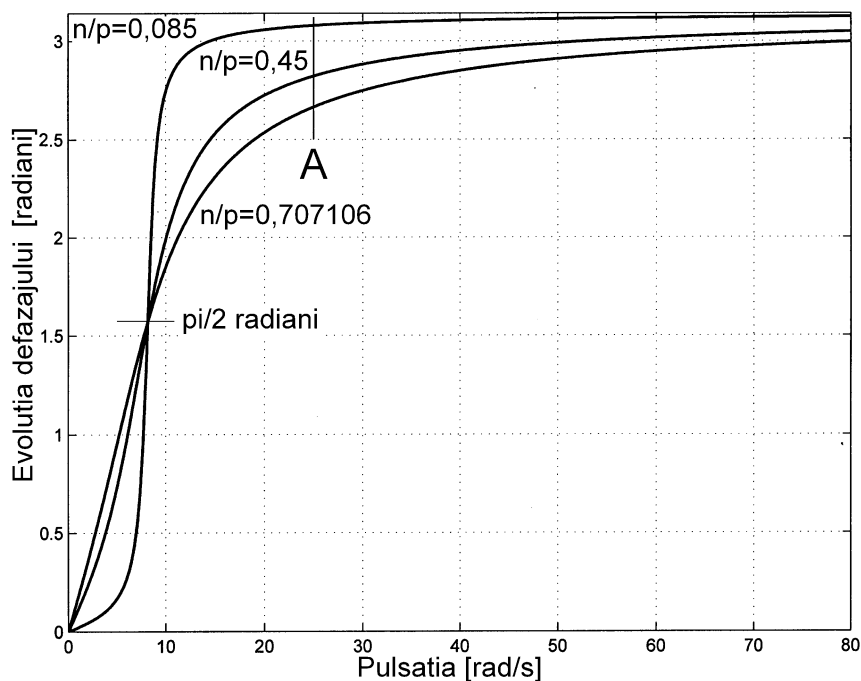


Figura 2.17 Evoluții simulate ale fazei mișcării x_r (pentru condițiile aferente obținerii figurii 2.16, cu marcarea aceleiași limite A).

```

gtext('n/p=0.707106');gtext('A');gtext('pi/2')

```

Rularea programului conduce la rezultatele grafice prezentate în figura 2.17.

După cum se observă, cu cât raportul de amortizare este mai mic cu atât opoziția de fază se realizează la frecvențe mai joase. De departe se vede că

pentru curba amortizării critice, la $\omega = \omega_A$ și încă mult peste această valoare, nu se

înregistrează încă opoziție de fază (la $\omega = \omega_A = 25 \text{ rad/s}$ $\varphi = 2,821 \text{ rad} = 161,63^\circ$), altfel spus masa m nu este încă fixă în spațiu. Cu titlu de exemplu

pentru $\omega =$

1000 rad/s se obține $\varphi = 3,1341921 \text{ rad} = 179,57598^\circ$ și $X_r/X_l = 0,99999999777432$. Acum se poate considera că masa m este fixă în spațiu, raportul X_r/X_l modificându-se cu doar 5,6%. Aici este de fapt argumentul pentru care se poate accepta situația formală ($X_r = X_l$ pentru pulsații cu începere de la $\omega = \omega_A$).

Din acest motiv a și fost plasat pe figura 2.15 un TEG, utilizabil aici pentru obținerea unui semnal proporțional cu $\omega X_r = \omega X_l$. Entitatea marcată cu linie întreruptă în figura 2.15 alcătuiește de fapt Traductorul Electrodynamic Generator ca Aparat Seismic (TEGAS) utilizabil pe domeniul $\omega > \omega_A$. Pentru măsurători foarte precise se va considera evident realizarea egalității $X_r = X_l$ pentru pulsații mult îndepărtate de pulsația de rezonanță (la care de fapt nici valoarea raportului de amortizare din sistem nu mai contează, ceea ce simplifică și suspensia masei m).

Conform figurii 2.16, domeniul de măsură la frecvențe joase este condiționat de o valoare scăzută a frecvenței proprii a sistemului ($p^2 = k/m$) asigurat prin utilizarea unei mase m mari și a unor arcuri de rigiditate k mică

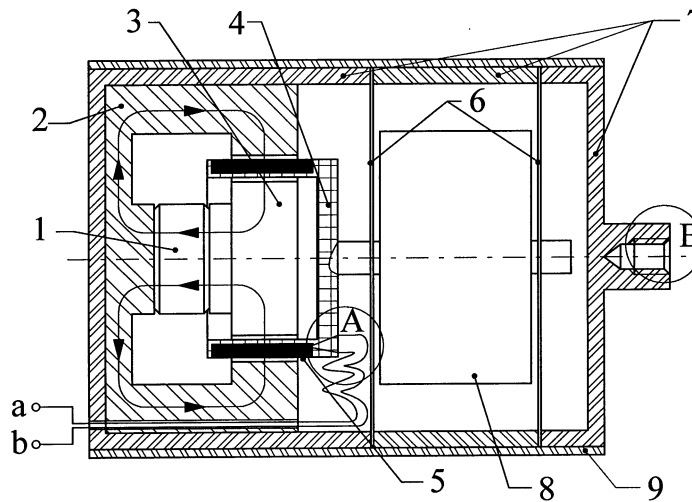


Figura 2.18 O construcție comună de TEGAS (structurată pe componente definite ca piese de revoluție) cu utilizare în poziție exclusiv orizontală.

(se realizează o suspensie moale) respectiv a unui factor de amortizare c adecvat realizării raportului de amortizare critic din (2.16).

2.2.1.3 Elemente de principiu privind construcția TEGAS.

Necesitatea utilizării unei suspensii cu rigiditate foarte mică și o masă ridicată implică o deformare statică foarte mare $x_s = m \cdot g / k$, motiv pentru care s-a adoptat în construcția TEGAS soluția plasării masei pe elemente elastice cu proprietăți speciale. Aceste elemente elastice prezintă rigidități net diferite pe două direcții ortogonale (una de valoare foarte mică, cealaltă foarte mare). Plasarea masei TEGAS se va face astfel încât accelerația gravitațională să lucreze pe direcția rigidității maxime, pe cealaltă direcție (a rigidității minime) definindu-se sistemul elastic al TEGAS. Evident este aici că această soluție permite utilizarea restrictivă a traductorului numai pentru vibrații în plan orizontal (vezi figura 2.8).

În figura 2.18 se prezintă principial o construcție comună de TEGAS dezvoltată pe baza TEG prezentat în figura 2.10 (preluare cu păstrarea notațiilor și a semnificațiilor). Bobina 5 și suportul acesteia 4 s-au plasat pe două elemente elastice 6 care realizează coaxialitatea bobină-concentrator de câmp magnetic. Între elementele elastice 6 (cu rolul arcurilor de rezemare a masei m din figura 2.15) s-a plasat o piesă cilindrică 8, solidară cu suportul 4, cu masă mare (cu rolul masei m din figura 2.15). Elementele menționate sunt montate împreună cu ajutorul pieselor 7 și al carcasei 9.

Elementele elastice 6 trebuie să asigure o rigiditate foarte mică pe direcția axei TEGAS (orizontală, pe care lucrează acesta) și una foarte

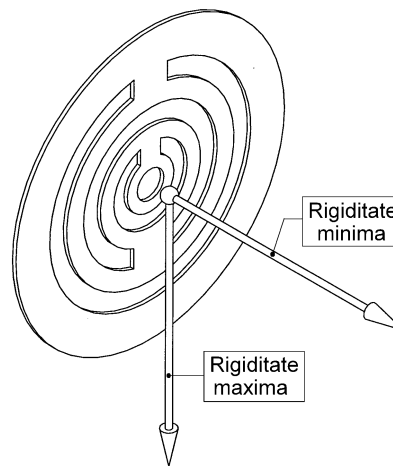


Figura 2.19 Exemplu de element elastic cu rigiditate diferențiată.

mare pe direcția vectorului accelerație gravitațională (verticală). Un exemplu de astfel de element elastic este descris în figura 2.19.

Acesta este de fapt o membrană circulară confecționată din material neferomagnetic având și proprietăți elastice. În practică se utilizează pentru confecționare table subțiri (grosime de cca. 0,1 mm) din aliaje cupru-fosfor (bronz fosforos) sau cel mai adesea cupru-beriliu (bronz cu beriliu). Cel mai indicat procedeu de fabricație în acest caz este prin atac chimic diferențiat cu acid azotic sau clorură ferică (*etching*), asemănător procedurii de realizare a cablajelor imprimate, sau prelucrare Laser.

Pe figura 2.19 rigiditatea minimă se realizează pe direcție axială (vezi săgeata orizontală) cea maximă pe direcție radială (vezi săgeata verticală).

Pentru realizarea factorului de amortizare c adecvat raportului de amortizare critic, bobina 5 are de fapt două secțiuni (jumătăți). Una este utilizată pentru a furniza informație de ieșire din TEGAS pe bornele a, b (din cauza mișcării relative bobină/concentrator de câmp firele de conexiune către exterior trebuie să realizeze bucle de derigidizare conform zonei A din figura 2.18) cealaltă este pusă în scurt circuit electric pentru realizarea amortizării pe principiul frânei dinamice deja expus.

Cu ajutorul găurii filetate din zona B (figura 2.18) TEGAS se atașează pe structura ale cărei vibrații trebuie puse în evidență (vezi tractoarele T1, T2 din figura 2.8). La fel de bine TEGAS poate fi utilizat în stare volantă, în zona B se montează o tijă cu vârf de palpăre. Pentru structurile masive, cu masă mare traductorul se plasează exploratoriu, în diverse puncte, manual, prin contact tijă-structură. Aici, conform celor deja prezentate, masa 8 și bobina 5 (respectiv suportul ei 4) sunt formal fixe iar piesele 7, 9 și concentratorul de câmp magnetic se mișcă odată cu structura care vibrează.

Este important de remarcat că:

- masa TEGAS trebuie să fie suficient de mică în raport cu cea a structurii pe care se atașează pentru a nu-i modifica semnificativ pulsația proprie;

- forța de frecare vâscoasă din sistemul elastic al TEGAS se adaugă forței de frecare vâscoasă ce acționează natural asupra sistemului pe care acesta se atașează (un al doilea motiv pentru miniaturizare);

- dacă pe terminalele a, b se introduce o tensiune electrică alternativă, atunci TEGAS-ul atașat structurii se transformă în excitator inerțial (*shaker*),

ca generator de forță armonică (cerința ca pulsația tensiunii alternative să îndeplinească condiția $\omega > \omega_A$ nu este de această dată critică).

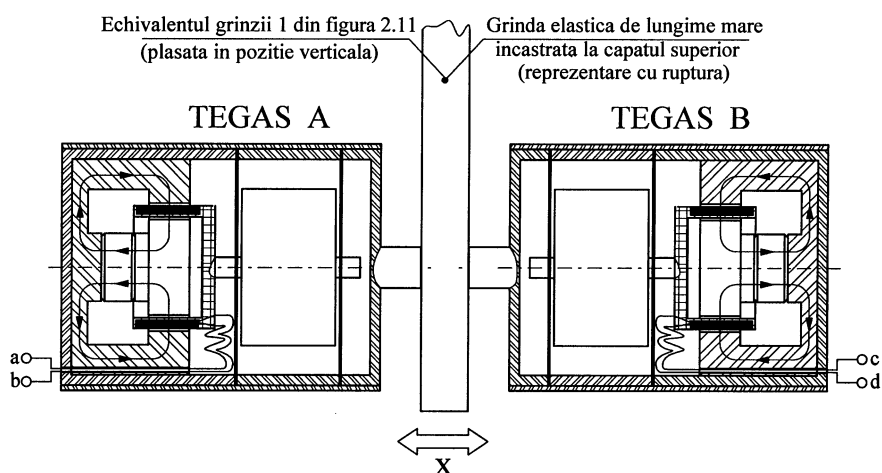


Figura 2.20 Echivalentul figurii 2.11 cu utilizarea TEGAS.

Să notăm că toate utilizările care au fost prezentate pentru TEG în configurația din figura 2.11 (vezi figurile 2.12, 2.13 și 2.14) se pot extinde și pentru TEGAS pornind de la configurația prezentată în figura 2.20.

Aici este utilizat ca element elastic un echivalent al grinzii 1 din figura 2.11 dar în poziție verticală.

Chiar excitatorul 2 din figura 2.8 are un principiu de lucru asemănător (masa 3 a fost adăugată pentru a crește forța obținută pentru frecvențe joase).

2.2.1.4 Elemente de detaliu privind construcția TEGAS.

Varianta principală de TEGAS prezentată anterior prezintă o serie de dezavantaje, (deși este perfect funcțională) dintre care cele mai importante sunt:

- traductorul are o masă totală ridicată, existând resurse legate de diminuarea ei;
- firele de conexiune către bobină sunt solicitate la oboseală de forfecare;

-elementul elastic (prezentat în figura 6) nu are rigiditate radială invariantă (la deplasare axială) față de sensul accelerației gravitaționale.

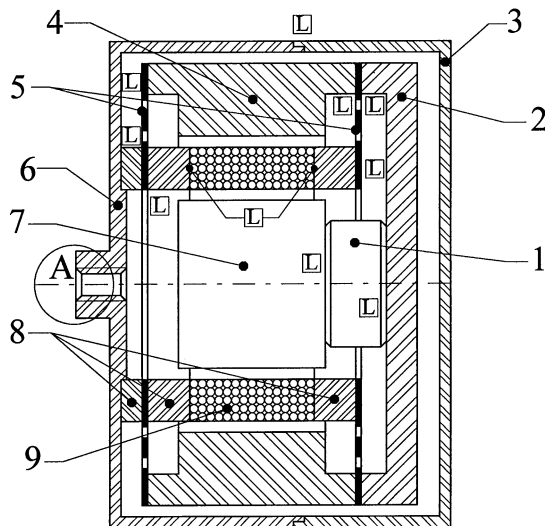


Figura 2.21 O nouă variantă de TEGAS, utilizat ca excitator (conceptual).

dimensiuni, ulterior i s-a demonstrat utilitatea și ca traductor de tip seismic, utilizat ca atare aici. Conceptual se face descrierea structurală în figura 2.21.

Concentratorul de câmp magnetic este alcătuit din magnetul permanent 1 și piesele feromagnetice din oțel moale, decălit, notate cu 2, 4 respectiv 7 (pe considerente deja expuse anterior). Bobina 9 fără suport (pentru a valorifica la extrem spațiul disponibil) se plasează în întrefierul concentratorului. Ea are la ambele capete fixate prin lipire câte un inel de cupru 8. Acestea se află parțial în câmp magnetic, comportându-se ca elemente de amortizare prin curenți turbionari. Prin intermediul celor două inele de capăt 8, bobina se fixează prin lipire (toate asamblările aici au fost realizate prin lipire, a se vedea și marcajul cu L în casetă rectangulară) de elementele elastice 5 de tip membrană, iar prin intermediul unui inel suplimentar 8 se fixează de semicarcasa 6. Cu ajutorul semicarcasei 3 se realizează o încăntă închisă. Prin intermediul găurii filetate din zona A carcasa și odată cu ea bobina 9 se fixează pe structura de excitat (dispare necesitatea elasticizării firelor de conexiune la bobină, vezi zona A din figura 2.18). Concentratorul de câmp

O serie de cercetări realizate la Universitățile Libere de Bruxelles, Active Structure Laboratory, în colaborare cu firma spin-off Micromega-Dynamics (și la care autorul a avut privilegiul să participe) au condus la realizarea unei noi variante de TEGAS care va fi prezentată în continuare.

Conceput în fapt ca excitator electrodinamic de tip inerțial de mici

plasat și el prin lipire pe membranele 5 joacă acum și rolul masei m a captorului seismic (vezi modelul din figura 2.15). Prin aceasta dispare masa

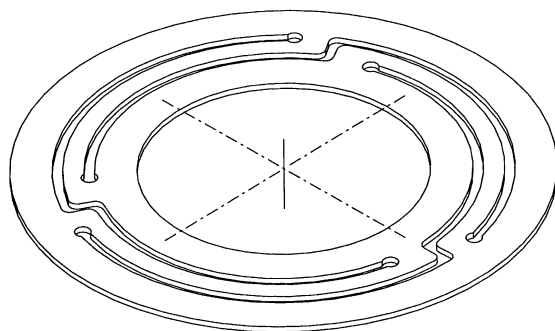


Figura 2.22 Vedere izometrică asupra unui element elastic 5.

adițională 8 (din figura 2.18) cu consecință directă în reducerea masei TEGAS (din aceleași considerente semicarcasale 6 și 3 sunt realizate din aliaj AlMgSi1 cu densitate masică mică, $2,9 \text{ g/cm}^3$). Traductorul se fixează prin asamblare filetată (vezi gaura filetată din zona A) pe

structura ale cărei vibrații trebuie monitorizate.

S-a optat pentru asamblarea prin lipire (cu utilizarea adezivului epoxidic UHU 300) ca alternativă de cost execuție și montaj, aceasta făcând evident

imposibilă orice intervenție ulterioară asupra construcției (singura posibilitate de defectare o reprezintă șocurile puternice în plan vertical, cu afectarea iremediabilă a membranelor 5). Același adeziv a fost utilizat în obținerea bobinei fără suport 9

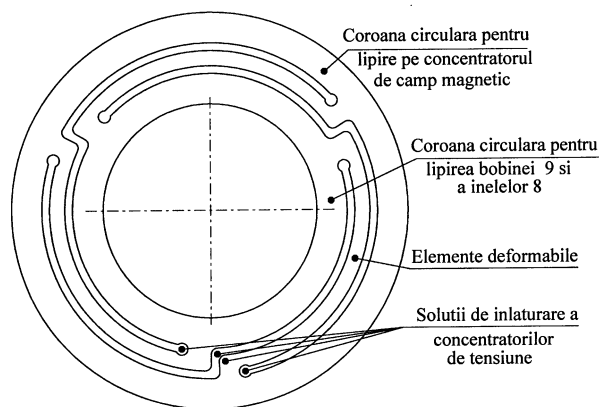


Figura 2.23 Vedere de sus asupra membranei.

(120 spire cupru emailat cu diametrul de 0,2 mm, ca entitate cilindrică spirală lângă spirală strat peste strat, intermediată cu adeziv).

În figura 2.22 se prezintă conceptual o vedere asupra unui element elastic 5. Elementul elastic (membrana) 5 are rigiditate minimă pe direcție axială, și

rigiditate ridicată pe direcție radială, în plus (comparativ cu figura 2.19) prezintă simetrie rotațională. Figura 2.23 prezintă o vedere plană asupra membranei 5.

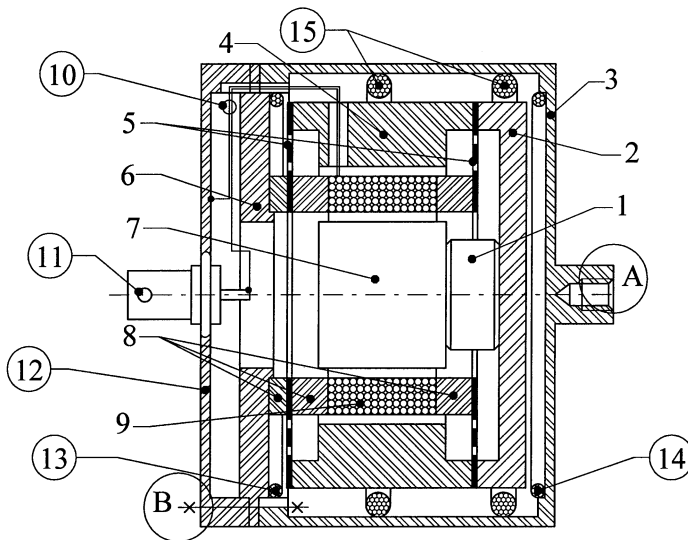


Figura 2.24 Descrierea conceptuală a TEGAS utilizat în standul experimental (trductoarele T1, T2 din figura 2.8).

Forma acesteia a rezultat din studii de optimizare legate de rigiditatea axială, liniaritate pe cursa axială, creșterea frecvenței modurilor de vibrație radială a TEGAS, integrare funcțională în ansamblul

construcției.

Realizarea ei (la firma specializată ADENCO) s-a făcut prin procedeu fotochimic, care presupune realizarea unei măști de protecție (pe ambele fețe ale unei coli de tablă din bronz cu beriliu cu grosimea de 0,1 mm) având forma membranei, urmată de atac chimic selectiv (*etching*), cu îndepărtarea materialului neprotejat.

Pentru utilizarea ca traductor propriu zis în contextul standului experimental descris în figura 2.8, structura din figura 2.21 s-a supus unor modificări conform figurii 2.24.

S-au păstrat notațiile componentelor din figura 2.21, pentru cele suplimentare s-a folosit marcarea numerică cu încercuire. Semicarcasa 6 s-a modificat astfel încât să asigure centrarea și asamblarea semicarcasei 3 (modificată pentru a asigura prinderea pe structură vezi gaura filetată din zona A) cu semicarcasa 12 (nou introdusă) prin intermediul unei asamblări filetate

(vezi zona detaliului B). Două inele din cauciuc (13 și 14) asigură limitarea cursei concentratorului de câmp magnetic în direcție axială. Două inele din cauciuc (15, lipite pe interiorul semicarcasei 3) asigură protecția la șocuri în direcție radială (la manipularea TEGAS). Pe semicarcasa 12 s-a montat o

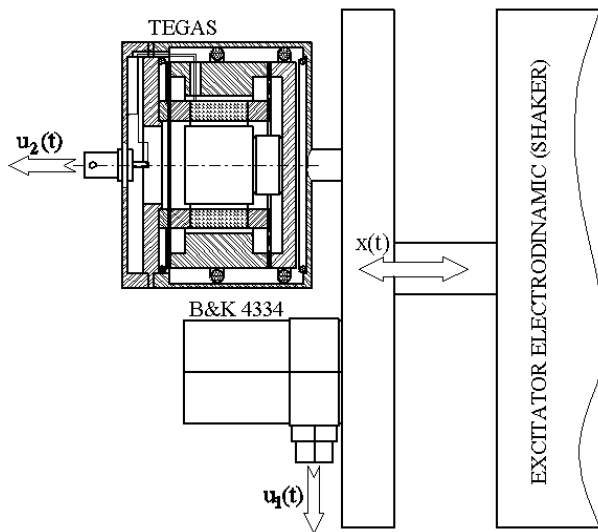


Figura 2.25 Descrierea experimentului pentru determinarea sensibilității în tensiune.

mufă BNC (identică cu cele folosite la intrările de semnal în osciloscop) notată cu 11, utilizată drept conector la terminalele 10 ale bobinei (vezi canalele din piesele 4, 13, 6 și 12 utilizate pentru trecerea acestora). Unul dintre terminalele bobinei este conectat la semicarcasa 12, realizându-se astfel conectarea la masă a

traductorului.

Descrierea din figura 2.24 este conceptuală, foarte apropiată de cea reală, pentru claritatea reprezentării s-a renunțat la o serie de detalii. Recomandăm cititorului interesat un exercițiu de imaginație asupra tehnologiei de execuție și mai ales de montaj a componentelor, aspecte pe care le considerăm foarte interesante.

Pentru necesitățile experimentului descris în figura 2.8 s-au construit două astfel de traductoare.

2.2.1.5 Determinarea sensibilității în tensiune a TEGAS.

Pentru a putea fi utilizat, TEGAS trebuie mai întâi experimentat în vederea determinării sensibilității în tensiune (dependența între viteza mișcării

vibratorii a structurii pe care acesta este plasat și tensiunea generată de traductor) și mai ales a dependenței acestei sensibilități de frecvența mișcării vibratorii. Pentru aceasta s-a realizat un experiment descris sumar în figura 2.25. TEGAS și accelerometrul B&K 4334 sunt plasați pe un platou în mișcare vibratorie controlată în ceea ce privește frecvența, acționat cu ajutorul unui excitator electrodinamic (*shaker*). Informația în tensiune $u_1(t)$ furnizată de accelerometru servește la determinarea amplitudinii accelerației mișcării respectiv a vitezei $dx/dt(t)$ (prin împărțire la pulsație). Tensiunea $u_2(t)$

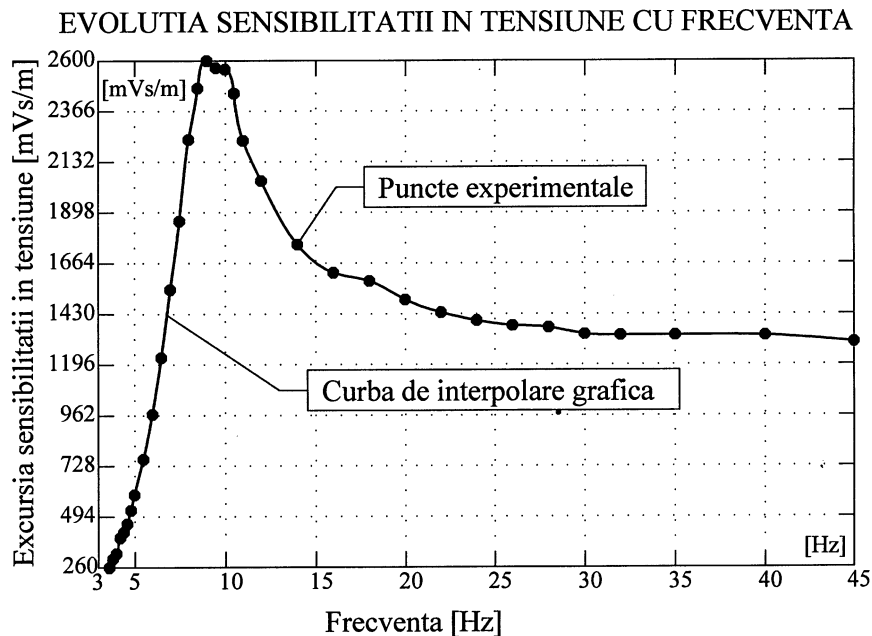


Figura 2.26 Descrierea prin puncte experimentale a evoluției sensibilității în tensiune cu frecvența.

furnizată de TEGAS raportată la viteză descrie sensibilitatea în tensiune ST exprimată în $mV \cdot s/m$. În practică (cercetările s-au efectuat la Active Structure Laboratory, Université Libre de Bruxelles) s-a lucrat cu rapoartele amplitudinilor celor două mărimi.

Figura 2.26 descrie evoluția cu frecvența a acestei sensibilități pe o zonă limitată, unde este de așteptat să apară fenomene rezonante în sistemul elastic al TEGAS.

Primul aspect interesant aici este alura evoluției, foarte apropiată de cea dedusă din teoria captorilor seismici, conform și figurii 2.16, pentru descrierea acesteia se poate folosi relația (2.14) restructurată conform cu:

$$(2.17) \quad ST = \frac{C \cdot \omega^2}{\sqrt{(p^2 - \omega^2)^2 + 4 \cdot n^2 \cdot \omega^2}}$$

ca fiind de fapt produsul dintre caracteristica amplificare relativă/pulsație (adimensională) și o constantă C (care are în mod necesar aceeași unitate de măsură ca și sensibilitatea în tensiune ST).

Figura 2.26 confirmă teoria captorilor seismici, mai mult, interpolarea analitică a datelor experimentale permite identificarea parametrilor din (2.17) care caracterizează captorul din punct de vedere al sistemului elastic și al conversiei viteză-tensiune. Pentru interpolarea punctelor experimentale (conținute în fișierul *punctexp.txt*) s-a folosit programul *interpolare*, cu listing-ul prezentat mai jos:

```

PROGRAM interpolare
close all;clear all;load punctexp.txt;
abscisa=punctexp(:,1);dim=size(abscisa);
ordonata=punctexp(:,2);
for i=1:dim;p=1;for r=0.01:0.01:0.4;p=1;
    for unghi=0:0.01:6.284;
        x(p)=abscisa(i)+r*cos(unghi);
        y(p)=ordonata(i)+70*r*sin(unghi);p=p+1;
    end;plot(x,y,'k');hold on;
%aici s-a desenat cate o "bulina" pentru fiecare punct
experimental
end;end;discret=30;
pmin=52;pmax=58;stepp=(pmax-pmin)/discret;
cmin=1200;cmax=1300;stepc=(cmax-cmin)/discret;
nmin=12;nmax=15;stepn=(nmax-nmin)/discret;min=1000000;
for p=pmin:stepp:pmax;for c=cmin:stepc:cmax;
    for n=nmin:stepn:nmax;eroare=0;for i=1:dim;
        term1=(p^2-(2*pi*abscisa(i))^2)^2;
        term2=(2*n*2*pi*abscisa(i))^2;
        term3=abs(term1+term2);
        orditer(i)=c*(2*pi*abscisa(i))^2/(term3)^0.5;
        eroare=eroare+abs(orditer(i)-ordonata(i));
    end
    if eroare<min;a(1)=c;a(2)=p;a(3)=n;min=eroare;else;end;
end;end;end;c=a(1);p=a(2);n=a(3);

```

```

for i=1:dim;
    term1=(p^2-(2*pi*abscisa(i))^2)^2;
    term2=(2*n*2*pi*abscisa(i))^2;
    term3=abs(term1+term2);
    ordinterp(i)=c*(2*pi*abscisa(i))^2/(term3)^0.5;
end
plot(abscisa,ordinterp,'k');axis([3 46 250 2650])
title('CARACTERISTICA SENSIBILITATE IN TENSIUNE-
FRECVENTA');xlabel('Excursia frecventei [Hz]')
ylabel('Excursia sensibilitatii in tensiune [mVs/m]')
gtext(' [Hz] ');gtext(' [mVs/m] ');
gtext('Punct experimental')
gtext('Curba de interpolare analitica');c,p,n

```

Cititorul va regăsi aici principiile folosite în programele *ident1* și *iterație*, utilizate la interpolare în capitolul I, aplicate însă pentru un șir de date care în prealabil au fost introduse într-un fișier ASCII (*punctexp.txt*, în care pe prima

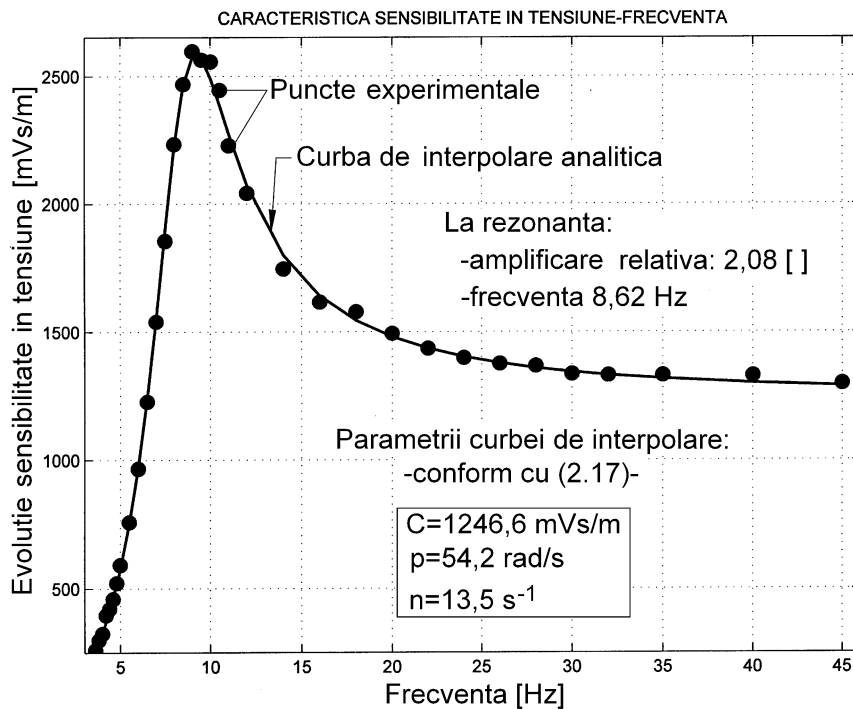


Figura 2.27 Rezultatul grafic ale interpolării analitice a punctelor experimentale din descrierea evoluției ST.

coloană s-au introdus valorile frecvențelor, pe a doua valorile ST, cu pauză de două caractere între coloane, vezi indicațiile de descărcare din prefață). Limitele de căutare ale parametrilor C , p , n au fost stabilite prin rulări repetate (cu valori reduse pentru variabila *discret*). Ca exercițiu de imaginație se poate reține această manieră de interpolare pentru orice set de date experimentale structurat pe o evoluție descriabilă analitic.

Rezultatul grafic al interpolării este descris în figura 2.27:

Rezultatul analitic al interpolării este descris cu:

$$(2.18) \quad ST(\omega) = \frac{1246,6 \cdot \omega^2}{\sqrt{(54,2^2 - \omega^2)^2 + 4 \cdot 13,5^2 \cdot \omega^2}} \frac{mVs}{m}$$

și reprezintă o caracteristică metrologică esențială a TEGAS.

Sigur că prin prisma celor deja prezentate la § 2.2.1.2, prin caracteristica sa, aparent TEGAS este departe de performanțele unui captor seismic ideal, deoarece nu realizează amortizare critică (prezintă încă rezonanță mecanică în

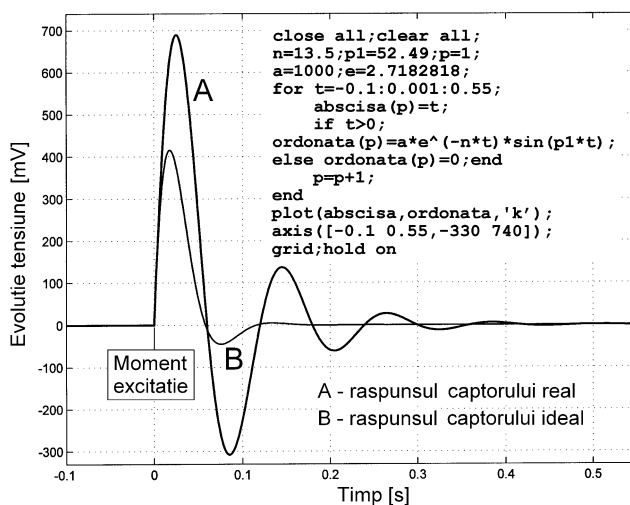


Figura 2.28 Simularea răspunsului liber la impuls.
Grafică și listing de program.

sistemul elastic).

Totuși amortizarea realizată aici este rezonabil de mare, (dealtfel nici nu s-a urmărit realizarea amortizării critice tocmai pentru a se reliefa posibilitățile de cercetare chiar și în aceste condiții). O imagine asupra

mărimii amortizării este dată de simularea răspunsului în tensiune (la ieșirea TEGAS) la impuls mecanic asupra sistemului elastic pe baza caracteristicilor

deduse din (2.18), (cu pulsația p_1 a sistemului amortizat $p_1 = (p^2 - n^2)^{1/2}$ egală cu 52,49 rad/s), conform cu:

$$(2.19) \quad u(t) = 1000 \cdot e^{-13,5 \cdot t} \cdot \sin(52,49 \cdot t)$$

considerând un echivalent de 1000 mV al amplitudinii excitației și fază zero la originea timpului. Evoluția analitică din (2.19) este descrisă grafic în figura 2.28.

În spațiul figurii este prezentat și listingul de program care a fost utilizat pentru obținerea reprezentării.

După cum se observă, aici s-a procedat invers față de capitolul I. Din caracteristica amplificare relativă-frecvență (aici echivalentul ei conform figurii 2.27) s-a dedus răspunsul la impuls (conform figurii 2.28). Procedura prezentată la capitolul I (foarte simplă de altfel) nu se poate aplica aici deoarece TEGAS funcționează numai plasat pe suport, și acesta ar trebui să aibă un mod propriu de vibrație puternic amortizat, de frecvență foarte joasă.

Se impun aici unele precizări legate de utilizarea TEGAS. Alura caracteristicii din figura 2.27 și descrierea ei analitică din (2.18) indică utilizarea în următoarele circumstanțe:

A. Utilizarea TEGAS pentru monitorizarea mișcărilor vibratorii cu frecvențe (pulsații) mult mai mari decât cea de rezonanță (aici $54,2/2\pi = 8,62$ Hz) pentru care $ST(\omega)$ este practic constantă, conform cu (2.17) $ST = C$, aici – vezi datele din (2.18) – $ST = 1246$ mVs/m. În această situație comportarea rezonantă a sistemului elastic al TEGAS nu influențează rezultatul măsurătorii.

B. Pentru experimente de ridicare a caracteristicilor de frecvență (amplificare relativă-frecvență -ARF- și fază-frecvență -FF-), vezi contextul general al figurii 2.1 și cel particular al figurii 2.8, utilizarea a două traductoare TEGAS T1, T2 identice constructiv (și cu aceeași caracteristică $ST(\omega)$) permite ignorarea efectelor rezonanței traductoarelor, deoarece semnalele de tensiune ale celor două traductoare sunt identic afectate de rezonanță iar în caracteristica ARF se lucrează cu rapoartele amplitudinilor mișcării sau direct cu rapoartele amplitudinilor tensiunilor furnizate de T1 și T2. Acesta este contextul în care se va realiza și demersul nostru în continuare.

C. Utilizarea unui singur TEGAS pentru monitorizarea vibrațiilor în zona de rezonanță a caracteristicii sale se poate face dacă se poate realiza conversia evoluției temporale $u(t)$ a tensiunii furnizate de acesta în evoluție $u(\omega)$. Această evoluție se supune corecției având în vedere caracteristica $ST(\omega)$ din (2.18), cu rezultatul $u_c(\omega)$ dat de:

$$(2.20) \quad u_c(\omega) = u(\omega) \cdot \frac{\sqrt{(54,2^2 - \omega^2)^2 + 4 \cdot 13,5^2 \cdot \omega^2}}{\omega^2} \text{ mV}$$

influența rezonanță introdusă intern de traductor este înlăturată extern prin calcul conform cu (2.20).

Evoluția $u_c(\omega)$ este considerată în continuare ca furnizată de un traductor ideal, cu sensibilitate în tensiune constantă, $ST = C$ (aici $ST = 1246 \text{ mVs/m}$).

Pe considerente asemănătoare cu cele care au dus la (1.19), $u_c(\omega)$

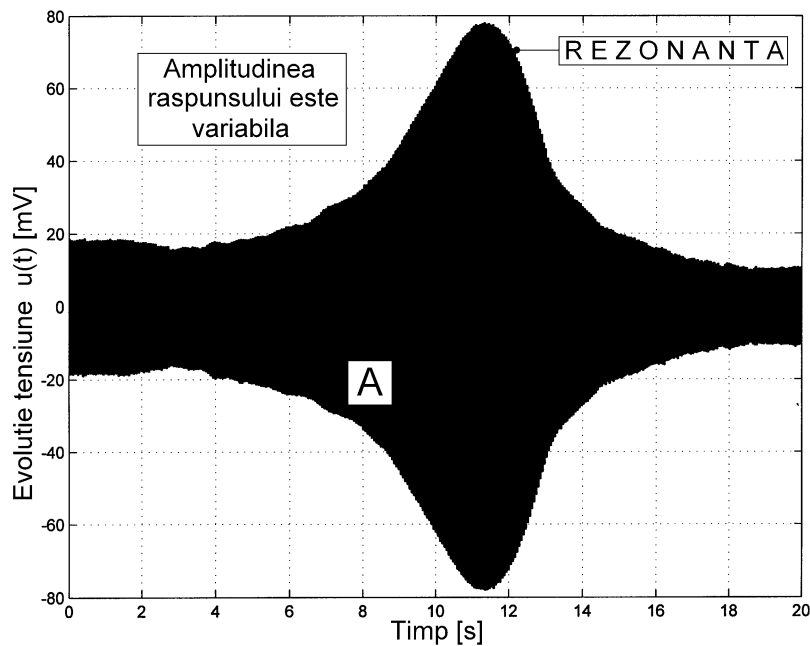


Figura 2.29 Exemplu de evoluție experimentală $u(t)$ la descrierea mișcării vibratorii (a unui sistem elastic excitat cu pulsație variabilă) cu TEGAS (122071 puncte experimentale pentru o secvență de 20 s).

determină descrierea evoluției mișcării vibratorii $x(\omega)$, conform cu:

$$(2.21) \quad x(\omega) = \frac{u_c(\omega)}{ST \cdot \omega} [m]$$

Relația se poate aplica evident și relativ la amplitudinile elongației mișcării X respectiv ale tensiunii U_c (aspect valabil și în (2.20)):

$$(2.22) \quad X(\omega) = \frac{U_c(\omega)}{ST \cdot \omega} [m]$$

Aici apare evidentă necesitatea utilizării unui suport experimental asistat

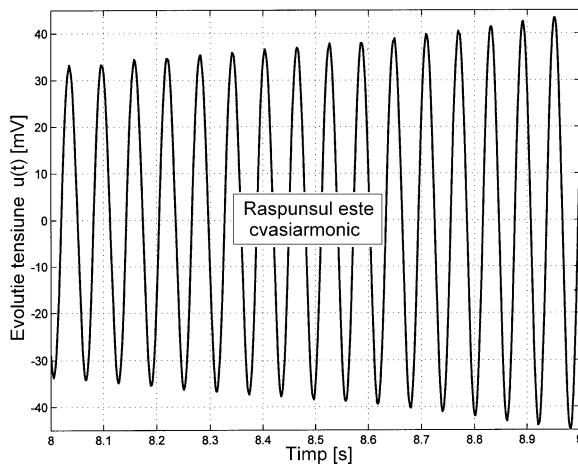


Figura 2.30 Detaliu cu durata de o secundă la figura 2.29 (zona A).

de calculator. Practic se poate afirma că se realizează liniarizarea caracteristicii sensibilității în tensiune.

Legat de acest ultim aspect al utilizării TEGAS se prezintă în continuare un exemplu experimental. Figura 2.29 descrie evoluția elongației vibrațiilor capătului grinzii 4

din figura 2.8, cu ajutorul traductorului 6 (T2, TEGAS avut în vedere anterior, cu semnal $u(t)$) atunci când aceasta este excitată cu amplitudine constantă și frecvență variabilă de către shakerul 2. Anticipând demersul ulterior, pe figură de fapt s-a dorit evidențierea fenomenului de rezonanță.

Datele experimentale (122.071 puncte experimentale) sunt conținute în fișierul *gol.txt* (vezi indicațiile de descărcare din prefață), din care sunt extrase și prelucrate cu ajutorul programului *fig229* redat mai jos.

PROGRAM fig229

```
close all;clear all;load gol.txt;l=size(gol);dim=l(1)/2;
timp=gol(:,1);elongatie=gol(:,2);timp1=timp(1:dim)/10^6;
elongatie1=elongatie(1:dim)/10^3;p=1;
```

```

for i=1:10:dim;
    timp2(p)=timp1(i);elongatie2(p)=elongatie1(i);p=p+1;
end
plot(timp2,elongatie2,'k');xlabel('Timp [s]')
ylabel('Excursie tensiune u(t) [mV]');
gtext('[s]');gtext('[mV]')

```

Caracteristicile semnalului (evoluția sa cvasiarmonică) rezultă mai evident de pe figura 2.30 (*zoom* temporal la figura 2.29, obținut prin rularea programului *fig229* în care se adaugă ca ultimă instrucțiune:

`axis([8,9,-45, 45])`). Evoluția din figura 2.29 se realizează pentru o variație a frecvenței de excitație între 14 și 20 Hz, relativ apropiată de rezonanță pe caracteristica din figura 2.27, ca atare se impune corecția semnalului TEGAS.

Pentru realizarea corecției tensiunii furnizate de TEGAS trebuie mai întâi realizată conversia $u(t) \rightarrow u(\omega)$ pentru a se aplica (2.20). Aici este foarte facilă determinarea valorii maxime a tensiunii (amplitudinea) U_t pe semiperioada curentă a semnalului (din figura 2.29), din care rezultă valoarea amplitudinii corectate U_c conform cu (2.20) adaptată mai jos:

$$(2.23) \quad U_c(\omega) = U_t(\omega) \cdot \frac{\sqrt{(54,2^2 - \omega^2)^2 + 4 \cdot 13,5^2 \cdot \omega^2}}{\omega^2} \quad mV$$

Valoarea pulsației curente din 2.23 rezultă din prelucrarea duratei semiperioadei curente a semnalului $u(t)$ din figura 2.29. Pentru determinarea evoluției cu pulsația a amplitudinii elongației mișcării se aplică (2.22).

Rularea programului *preliminar*, cu listingul prezentat mai jos, asigură o serie de date pregătitoare.

PROGRAM preliminar

```

close all;clear all;load gol.txt;l=size(gol);dim=l(1)/2;
timp=gol(:,1);rez=20/dim;el=gol(:,2);
timp1=timp(1:dim)/10^6;el1=el(1:dim)/10^3;p=1;
for i=2:dim;
    if el1(i)*el1(i-1)<0;if el1(i-1)<el1(i);
        marker(p)=i-1;a=timp1(i-1);timpzeroaprox(p)=a;
        timpzeroexact(p)=a+rez*abs(el1(i-1))/(abs(el1(i))+
            abs(el1(i-1)));p=p+1;
    if p>3;if(marker(p-1)-marker(p-2))<250;p=p-1;
    else;end;else;end;
        else;end;else;end;

```



```
end;lim=p-1;p=1;
```

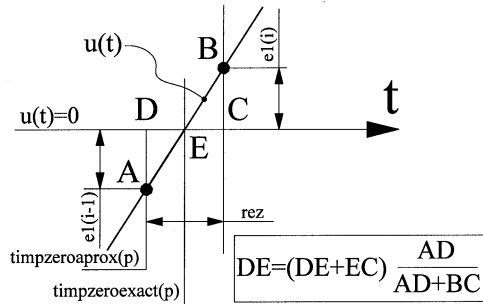


Figura 2.31 Considerente ale determinării prin calcul a momentelor de timp al intersecției cu abscisa.

```
for i=1:lim-1;max=0;
for
j=marker(i):marker(i+1);
if
e11(j)>max;amplit(p)=e11(j);max=e11(j);else;end;
end
```

```
timpzeroaprox1(p)=timpzeroaprox(i);
```

```
frecventa(p)=1/(timpzeroexact(i+1)-timpzeroexact(i));
p=p+1;
```

```
end
amplit(351)=10.476;amplit(353)=10.769;
frecventa(351)=20.941;
frecventa(352)=20.9411;frecventa(353)=20.81;
save('timpzeroaprox1');save('frecventa');save('amplit')
```

Se testează trecerile prin zero (dinspre valori negative către valori pozitive) ale tensiunii $u(t)$, matricea **marker** reține numărul punctului experimental imediat prealabil îndeplinirii condiției. Numărul final de elemente ale matricii (aici 358) descrie numărul de perioade ale

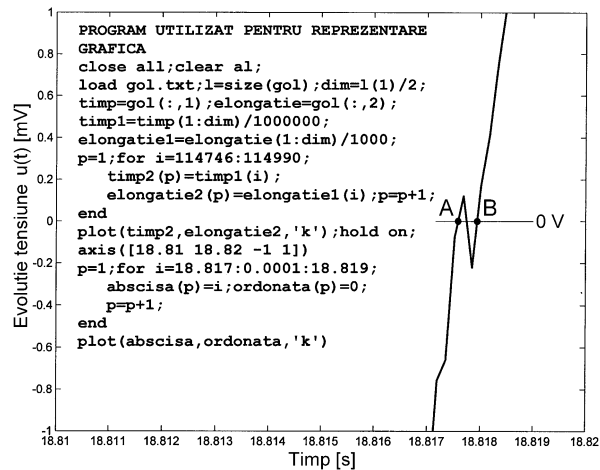


Figura 2.32 Exemplu de trecere falsă prin zero.

semnalului din figura 2.29. Dacă matricea **marker** conține numere de ordine, matricea **timpzeroaprox** conține echivalentul temporal al acestora (descrierea

aproximativă a momentelor intersecției cu abscisa pentru evoluția din figura 2.29). Matricea *timpzeroexact* descrie valorile exacte ale momentelor de timp ale acelorași intersecții, pe baza considerentelor din figura 2.31. Dacă, A, B sunt punctele experimentale implicate în definirea intersecției cu axa, abscisa punctului E este momentul exact al intersecției, calculat pe considerentele

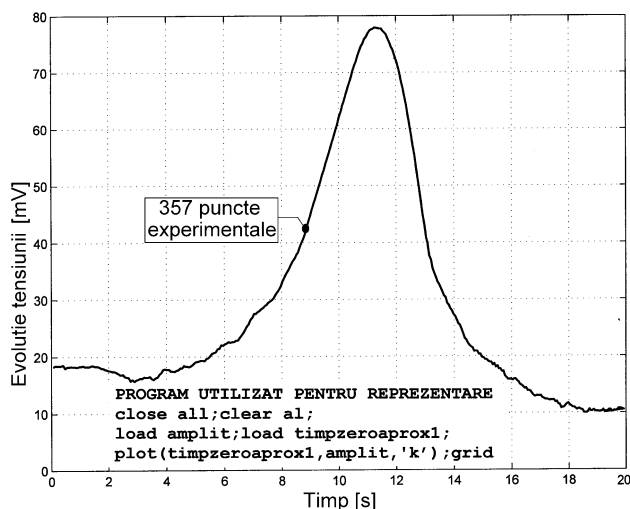


Figura 2.33 Evoluția tensiunii $U_t(t)$.

geometrice din figura 2.31 în linia 7 din programul *preliminar*. În matricea *amplit* se depun valorile curențe ale amplitudinilor U_t pe perioada curență a semnalului $u(t)$, în matricea *frecventa* se depun valorile curențe ale frecvenței calculate pe aceeași perioadă, ambele matrici se raportează temporal la matricea *timpzeroaprox1* (identică cu *timpzeroaprox*, dar cu un element mai puțin, anume ultimul). Aceste ultime trei matrici se salvează și pot fi utilizate ulterior.

Să remarcăm faptul că programul *preliminar* trebuie să realizeze evitarea semnalizărilor false ale trecerilor prin zero, datorate componentei de zgomot suprapusă peste semnal, un exemplu asupra efectului nesistematic al acestei componente de zgomot este prezentat în figura 2.32. Programul detectează ambele treceri (A,B) prin zero (dinspre valori negative spre valori pozitive), cea de a doua este evident falsă și trebuie ignorată.

Cu instrucțiunea:

```
if p>3; if (marker(p-1)-marker(p-2))<250;p=p-1;
```

din programul *preliminar* se evită parțial detecția acestor treceri false. Rămân totuși nedetectate câteva treceri, motiv pentru care s-a făcut corecția cu:

```
amplit(351)=10.476;amplit(353)=10.769;
```

frecventa (351)=20.941;

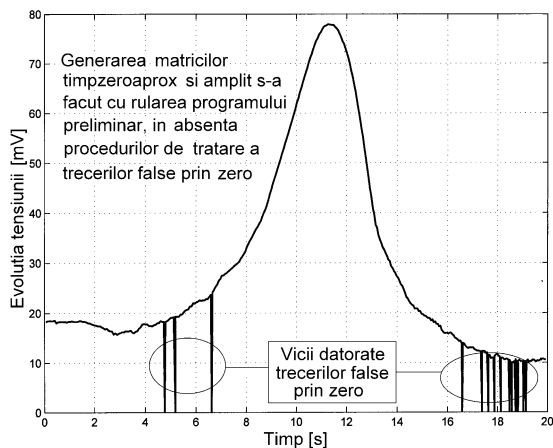


Figura 2.34 Evoluție $U_i(t)$ viciată datorită netratării trecerilor false prin zero.

frecventa (352)=20.9411; frecventa (353)=20.81;

pentru valorile din *amplit* și *frecventa* calculate eronat din a această cauză (corecția s-a făcut înscriind valoarea imediat anterioară).

Componenta de zgomot se datorează ecranajului imperfect între traductor și osciloscop. O cale simplă de înlăturare a zgomotului este filtrarea

numerică, aspect tratat ulterior (§ 2.3, fig. 2.42, programul *filtruzgomot*).

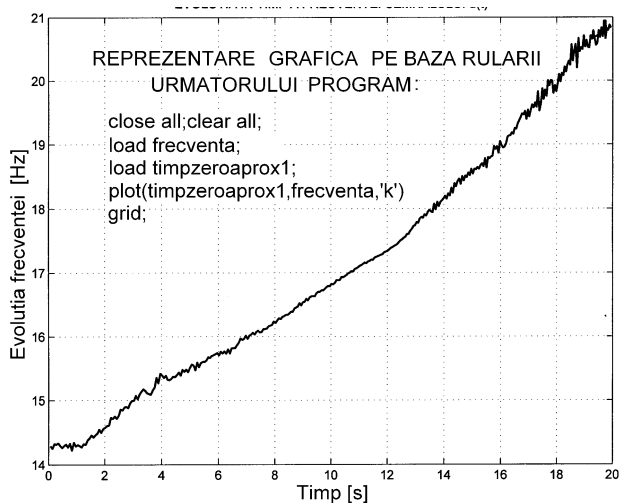


Figura 2.35 Evoluția temporală a frecvenței v a semnalului $u(t)$ din figura 2.29.

Un rezultat imediat al rulării programului *preliminar* ar fi trasarea evoluției amplitudinilor $U_i(t)$ determinate pe fiecare semiperioadă pozitivă a semnalului $u(t)$, conform figurii 2.33 (vezi și alura reprezentării din figura 2.29). În absența procedurilor de înlăturare a efectelor zgomotului (prezentate mai sus), evoluția din

figura 2.33 ar fi afectată conform reprezentării din figura 2.34.

Pe baza matricilor *frecventa* și *timzeroaprox1* se poate obține reprezentarea evoluției în timp a frecvenței semnalului $u(t)$, conform figurii 2.35.

Să facem precizarea că variația lentă a frecvenței semnalului $u(t)$ furnizat de TEGAS se datorează variației frecvenței de excitație, obținută aici prin manevrarea manuală a potențiometrului de reglaj al frecvenței generatorului de semnal folosit în acționarea excitatorului. S-a intenționat realizarea unei evoluții liniare a frecvenței în raport cu timpul (deziderat atins aproximativ). Variațiile rapide ale frecvenței se datorează generatorului (relativ performant).

De pe figurile 2.34 și 2.35 se poate face o estimare aproximativă a valorii frecvenței la care se realizează rezonanța sistemului elastic, cca. 17 Hz.

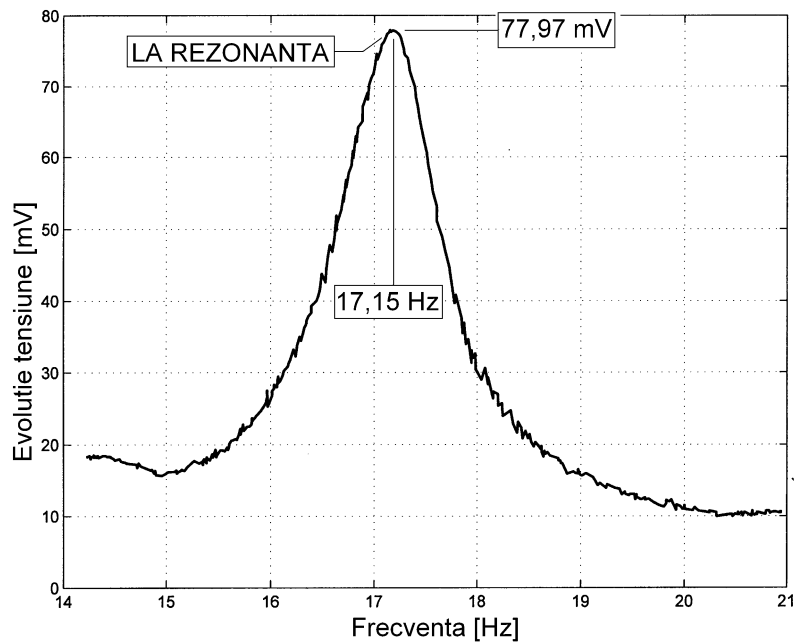


Figura 2.36 Evoluția $U_i(\nu)$ a amplitudinilor U_i din semnalul $u(t)$.

Cea mai interesantă reprezentare grafică aici ar fi evident evoluția amplitudinii U_i cu frecvența ν a semnalului $u(t)$, obținută la rularea programului *fig236* cu listing-ul prezentat mai jos:

PROGRAM fig236

```
close all;clear al;load frecventa;load amplit;
dim=size(frecventa);min=10000;p=1;
```

```

for j=1:dim(2);
for i=1:dim(2);
    if frecventa(i)<min;
        frecventaord(p)=frecventa(i);
        amplitord(p)=amplit(i);u=i;min=frecventa(i);
    else;end;
end
frecventa(u)=10000;p=p+1;min=10000;
end
plot(frecventaord,amplitord,'k');max=0;
for i=1:dim(2);
    if amplitord(i)>max;
        max=amplitord(i);frecrez=frecventaord(i);
    else;end
end
save('frecventaord');save('amplitord');
max,frecrez
Title('EVOLUTIA AMPLITUDINILOR SEMNALULUI u(t) CU
FRECVENTA')
xlabel('Frecventa [Hz]')ylabel('Excursia tensiunii [mV]')
gtext('[Hz]');gtext('[mV]')

```

Se utilizează matricile *frecventa* și *amplit*. În matricea *frecventaord* se regăsesc elementele ordonate în sens crescător ale matricii *frecventa*.

Dacă la poziția curentă *k* a matricii *frecventaord* se copie elementul *i* al matricii *frecventa*, atunci în poziția *k* a matricii *amplitord* se copie elementul *i* al matricii *amplit*.

Cu ajutorul matricilor *frecventaord* și *amplitord* se realizează reprezentarea grafică a evoluției amplitudinii U_t cu frecvența ν a semnalului $u(t)$, conform figurii 2.36. Reprezentarea grafică implică cerința ca abscisa punctului curent (din matricea *frecventaord*) să evolueze monoton crescător, de aici necesitatea ordonării valorilor de frecvență. Ordonarea valorilor din *frecventa* și *amplitud* după valorile crescătoare ale frecvenței, asigură un avantaj important, pentru experimentul care a dus la generarea evoluției din figura 2.29 se poate face variația prin reglaj manual a frecvenței excitației.

Programul *fig236* permite de asemeni determinarea valorii amplitudinii la rezonanță (vezi variabila *max*), aici 77,973 mV, precum și a frecvenței la care are loc fenomenul de rezonanță (vezi variabila *frecrez*), aici 17,15 Hz.

Se poate acum proceda la corecția amplitudinilor de tensiune, conform cu relația (2.23) rescrisă aici pentru frecvență:

$$(2.24) U_c(\nu) = U_t(\nu) \cdot \frac{\sqrt{(54,2^2 - [(2\pi\nu)^2]^2 + 4 \cdot 13,5^2 (2\pi\nu)^2)}}{(2 \cdot \pi \cdot \nu)^2}$$

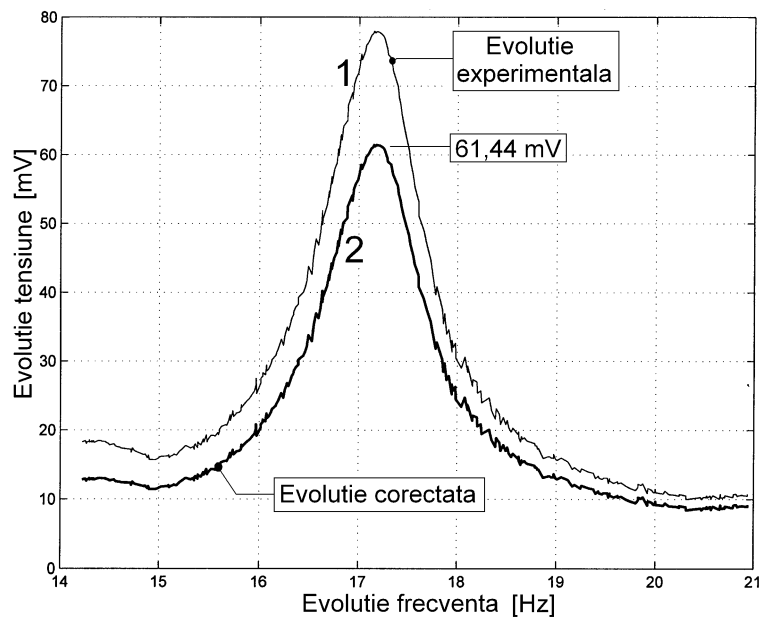


Figura 2.37 Evoluția amplitudinilor $U_t(\nu)$, curba 1 (fără corecție), și $U_c(\nu)$, curba 2 (cu corecție).

cu valorile frecvenței ν depuse în matricea *frecventaord* și cele ale tensiunii $U_t(\nu)$ depuse în matricea *amplitord*, cu utilizarea programului *fig237*:

PROGRAM fig237

```
close all;clear all;load frecventaord;load amplitord;
dim=size(frecventaord);p=54.2;n=13.5;
for i=1:dim(2);
    puls=2*pi*frecventaord(i);pp=puls^2;
    amplitord1(i)=amplitord(i)*(((p^2-pp)^2+4*n*pp)^0.5/
    pp);
end; save('amplitord1');
plot(frecventaord,amplitord1,'k');hold on
plot(frecventaord,amplitord,'k')
Title('EVOLUTIA AMPLITUDINILOR (CU SI FARA CORECTIE)')
xlabel('Excursia frecventei [Hz]')
```

```
ylabel('Excursia tensiunii [mV]')
gtext(' [Hz] ');gtext(' [mV]')
```

și reprezentare grafică conform figurii 2.37.

Dacă valoarea frecvenței de rezonanță se păstrează, valoarea amplitudinii la rezonanță evident scade. În programul *fig237* valorile $U_c(v)$ se depun în matricea *amplitord1*.

Cu rescrierea relației (2.22) în termeni de frecvență:

$$(2.25) \quad X(v) = \frac{U_c(v)}{ST \cdot 2 \cdot \pi \cdot v} [m]$$

se poate determina evoluția cu frecvența a amplitudinii mișcării vibratorii (așa cum deja s-a văzut, cu $ST=1246$ mVs/m, sensibilitatea în tensiune a TEGAS, care pe baza demersurilor de până acum se poate considera ca având caracteristica o paralelă la abscisă), dacă se utilizează programul *fig238*:

PROGRAM fig238

```
close all;clear all;load frecventaord;load amplitord1;
dim=size(frecventaord);for i=1:dim(2);
amplitv(i)=amplitord(i)*1000/(1246*2*pi*frecventaord(i));
```

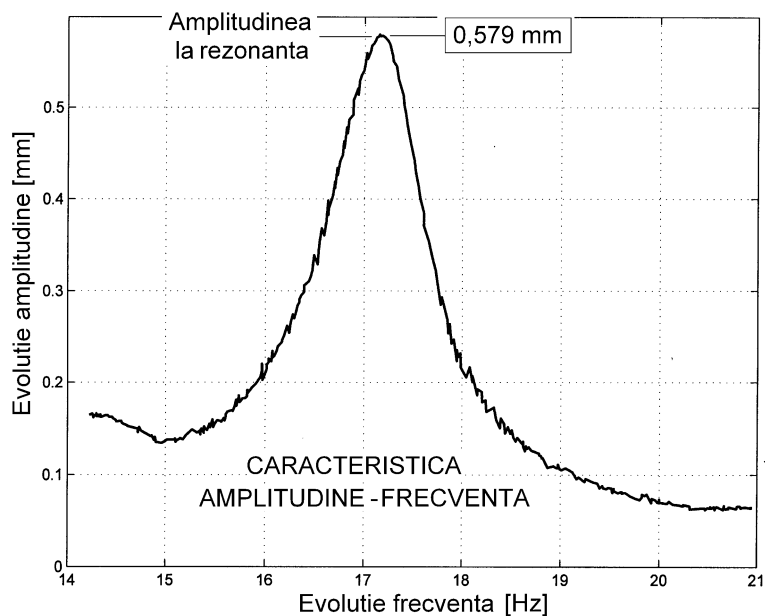


Figura 2.38 Evoluția cu frecvența a amplitudinii mișcării vibratorii descrise cu ajutorul TEGAS în figura 2.29.

```

end
plot(frecventaord,amplitv,'k');grid,axis([14 21 0 0.6])
Title('EVOLUTIA CU FRECVENTA A AMPLITUDINII MISCARII
      VIBRATORII')
xlabel('Excursia frecventei [Hz]')
ylabel('Excursia amplitudinii [mm]')
gtext('[Hz]');gtext('[mm]')

```

La rularea programului în matricea *amplitv* se depun valorile amplitudinii vibrațiilor în milimetri. Se obține reprezentarea grafică din figura 2.38. Dacă am presupune acum că experimentul de pe standul prezentat în figura 2.8 care a condus la obținerea reprezentării din figura 2.38 este efectuat de așa manieră încât excitația descrisă cu traductorul T1 să fie constantă (pentru orice frecvență din domeniul figurii 2.38) și cu amplitudinea de 1 mm, atunci figura 2.38 (în care se face abstracție de unitățile de măsură de pe ordonată) ar descrie exact caracteristica amplificare relativă-frecvență pentru sistemul elastic al grinzii.

2.2.1.6 Concluzii

Traductoarele TEGAS sunt utilizate pentru monitorizarea vibrațiilor la frecvențe joase la care accelerometrele piezoelectrice nu sunt suficient de sensibile. Așa cum s-a văzut, construcția lor este relativ simplă, iar posibilitățile de utilizare a calculatorului numeric permit folosirea acestora chiar și în zona de amplificare rezonantă a caracteristicii sensibilității în tensiune, făcând necesare eforturile de realizare a amortizării critice.

2.3 Trasarea experimentală a caracteristicilor de frecvență

Standul experimental din figura 2.8 este utilizat mai departe integrat în sistemul din descrierea generică din figura 2.1. Sistemul elastic al grinzii 4 din figura 2.8 este echivalentul sistemului masă (*m*) – arc (*k*) – amortizor (*c*) din figura 2.1. Traductoarele T1 și T2 (TEGAS) au aceleași semnificații pe cele două figuri. Semnalul furnizat de cele două traductoare poate fi aplicat direct osciloscopului (se poate renunța deci la cele două amplificatoare).

Din lipsa accesului la resurse hardware corespunzătoare nu se poate realiza comanda excitatorului prin intermediul calculatorului. După cum s-a văzut anterior la §2.2.1.5, experimentul se poate realiza și fără această comandă, se poate utiliza un generator de semnal cu frecvență reglabilă manual. Vom privi aici lipsa resurselor materiale ca un stimul de imaginație. Experimentul efectuat pentru ridicarea experimentală a evoluției din figura

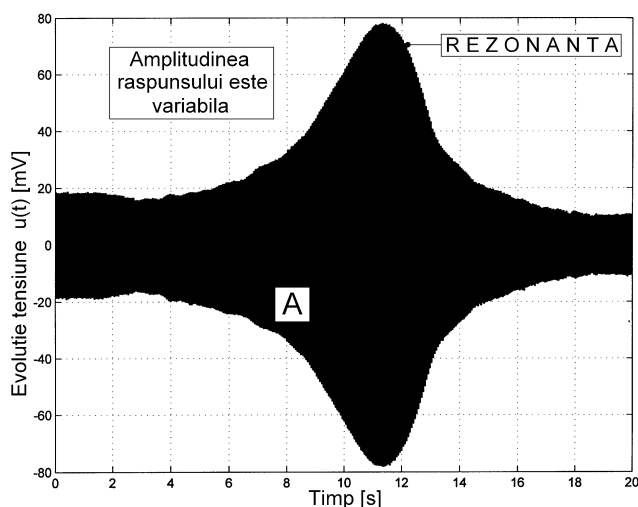


Figura 2.39 Evoluția semnalului generat de traductorul T2 (reluare a figurii 2.29).

2.29 (semnal generat de T2) a fost completat prin ridicarea experimentală și a semnalului generat de traductorul T1 în aceleași condiții.

Prezentăm aici evoluția celor două semnale, conform figurilor 2.39 și 2.40. Evoluția din figura 2.40 a fost extrasă din același fișier *gol.txt* (achiziția de date s-a

făcut simultan pe cele două canale ale osciloscopului, la salvarea datelor în mod **.txt* în fișier se structurează două coloane, pe prima jumătate a primei coloane se depune evoluția timpului în μs , pe prima jumătate a celei de a doua se depune evoluția tensiunii generate de T2 în μV , asemănător pe celelalte două jumătăți se depun datele de descriere (timp și tensiune) a semnalului dat de T1. S-a utilizat programul *fig240*, prezentat mai jos:

PROGRAM fig240

```
close all;clear all;load gol.txt;l=size(gol);stop=l(1);
start=stop/2+1;timp=gol(:,1);elongatie=gol(:,2);
timp1=timp(start:stop)/10^6;
elongatie1=elongatie(start:stop)/10^3;p=1;
for i=1:10:start;
    timp2(p)=timp1(i);elongatie2(p)=elongatie1(i);p=p+1;
end
```

```

plot(timp1,elongatie1,'k');grid;%axis([0,20,-80,80])
Title('EVOLUTIA SEMNALULUI GENERAT DE TRADUCTORUL T2')
xlabel('Timp [s]')

```

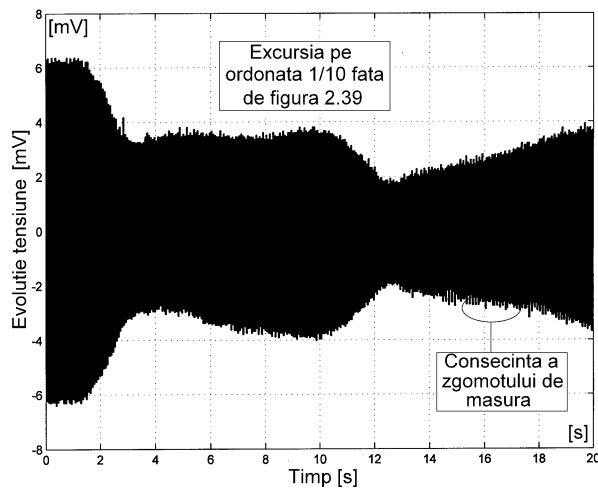


Figura 2.40 Evoluția semnalului generat de traductorul T1 (înregistrare simultană cu cea redată în figura 2.39).

grafică (excursia maxim reprezentabilă pe ordonată) este aici de zece ori mai mică decât în figura 2.39 (ambele reprezentări s-au făcut prin autoscalare).

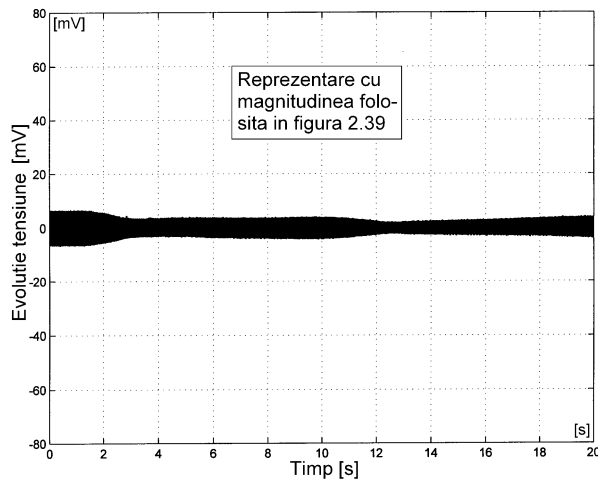


Figura 2.41 Evoluția semnalului generat de traductorul T1 (la aceeași magnitudine cu figura 2.39).

naturală a sistemului elastic al grinzii 4- excitația nu se realizează direct

```

ylabel('Excursie tensiune [mV]')
gtext(' [s] ');
gtext(' [mV] ')

```

Rularea programului a condus la obținerea reprezentării grafice din figura 2.40. Prima observație importantă care se impune este că magnitudinea

Se impune apoi observația că deși amplitudinea semnalului aplicat excitatorului este constantă, amplitudinea semnalului prelevat de traductorul T1 este variabilă. Explicația constă în faptul că - respectând maniera de comportare

asupra suportului de încastrare a grinzii, ci prin efect inerțial asupra mesei 1 (figura 2.8). După cum se vede în figura 2.40, sistemul elastic al mesei 1 face ca excitația suportului grinzii să nu fie constantă (transmisibilitatea dintre excitator și suport nu este unitară).

Aceasta este de fapt rațiunea utilizării a două traductoare și a raportului dintre semnalele acestora pentru caracterizarea sistemului elastic al grinzii 4, și generalizând, pentru considerațiile aferente figurii 2.1.

Dacă se rulează programul *fig240* cu înlăturarea prealabilă a semnelui % din cea de a opta instrucțiune se obține reprezentarea evoluției semnalului generat de T1 la magnitudinea din figura 2.39, conform figurii 2.41, comparația dintre evoluțiile descrise de cele două traductoare fiind acum mai facilă.

În expresia (2.3) a amplificării relative să notăm cu $X_e(\omega)=X_2(\omega)$ elongația mișcării descrise cu T2, respectiv cu $X_i(\omega)=X_1(\omega)$ elongația mișcării descrise cu T1 (așa cum s-a văzut și aceasta depinde de pulsația excitației). Cu aceasta se poate scrie:

$$(2.26) \quad A(\omega) = \frac{X_2(\omega)}{X_1(\omega)} = A(\nu)$$

Pe baza relației (2.25) particularizată pentru fiecare dintre cele două semnale, relația (2.26) se poate rescrie:

$$(2.27) \quad A(\nu) = \frac{U_{c2}(\nu)}{ST \cdot 2 \cdot \pi \cdot \nu} \cdot \frac{ST \cdot 2 \cdot \pi \cdot \nu}{U_{c1}(\nu)} = \frac{U_{c2}(\nu)}{U_{c1}(\nu)}$$

dacă se ține seama de faptul că cele două traductoare au aceleași sensibilități în tensiune (ST), ele fiind formal identice.

Mai mult, ținând seama de (2.24), factorul de corecție al celor două tensiuni este același, ca atare se poate scrie:

$$(2.28) \quad A(\nu) = \frac{U_{t2}(\nu)}{U_{t1}(\nu)}$$

Ca atare, dacă se determină evoluțiile cu frecvența pentru amplitudinile celor două semnale (furnizate de T2 și de T1) se poate determina evoluția amplificării relative $A(\nu)$.

Evoluția $U_{i2}(t)$ este redată de fapt în figura 2.36. Dacă se repetă aceleași

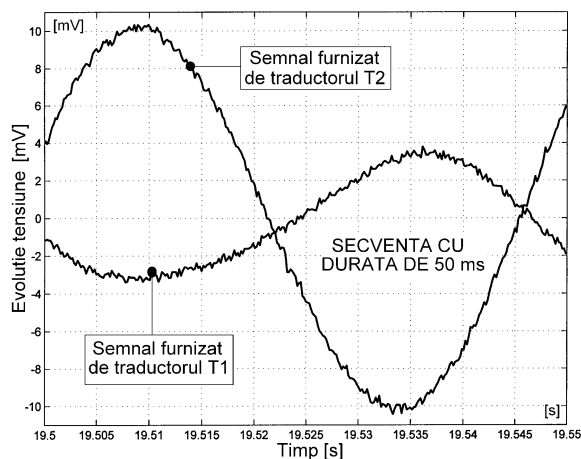


Figura 2.42 Ilustrativă privind existența zgomotului suprapus peste semnalele utile.

proceduri și pentru obținerea semnalului $U_{i2}(t)$, (plecând de la evoluția din figura 2.40) se poate trasa foarte ușor caracteristica $A(v)$.

Vom parcurge aici însă o cale ușor diferită, pentru a ilustra noi valențe ale cercetării experimentale.

În figura 2.42 se prezintă simultan semnalele celor două

traductoare, pe o zonă temporală redusă.

Dincolo de relația de fază (asupra căreia vom reveni) să observăm prezența zgomotului suprapus peste componenta utilă. Efectele acestuia (conform figurii 2.32) se traduc în detecția cu erori a momentelor trecerilor prin zero (implicate în definirea frecvenței și mai ales a defazajului dintre cele două semnale).

Pentru înlăturarea zgomotului propunem tratarea acestora cu un filtru numeric taie sus. Cu utilizarea aceluiași filtru pentru ambele semnale, componentele de joasă frecvență (implicate în descrierea vibrațiilor) sunt identic atenuate, ca atare raportul din (2.28) rămâne neschimbat, dar dispare zgomotul.

Programul *filtruzgomot* definește un filtru numeric:

```

PROGRAM filtruzgomot
close all;clear all;load gol.txt;l=size(gol);
stop=l(1);start=stop/2+1;timp=gol(:,1);
elongatie=gol(:,2);timp1=timp(start:stop)/10^6;
elongatie2=elongatie(start:stop)/10^3;
elongatie1=elongatie(1:start-1)/10^3;
p=30;k=1;
for i=1+p:start;

```

```

med=0;for j=1:p;med=med+elongatie1(i-j);end
elong1filtr(k)=med/p;
med=0;for j=1:p;med=med+elongatie2(i-j);end
elong2filtr(k)=med/p;
med=0;for j=1:p;med=med+timp1(i-j);end
timp1filtr(k)=med/p;
k=k+1;
end
save('timp1filtr');save('elong1filtr');
save('elong2filtr');plot(timp1filtr,elong2filtr,'k');
hold on;plot(timp1filtr,elong1filtr,'k');
axis([19.5,19.55,-11,11])
Title('EVOLUTIA SEMNALULUI GENERAT DE CELE DOUA
TRADUCTOARE, CU FILTRARE')
xlabel('Timp [s]');ylabel('Excursie tensiune [mV]')
gtext('[s]');gtext('[mV]');
gtext('Semnalul furnizat de T2');gtext('(filtrat)')
gtext('Semnalul furnizat de T1');gtext('(filtrat)')

```

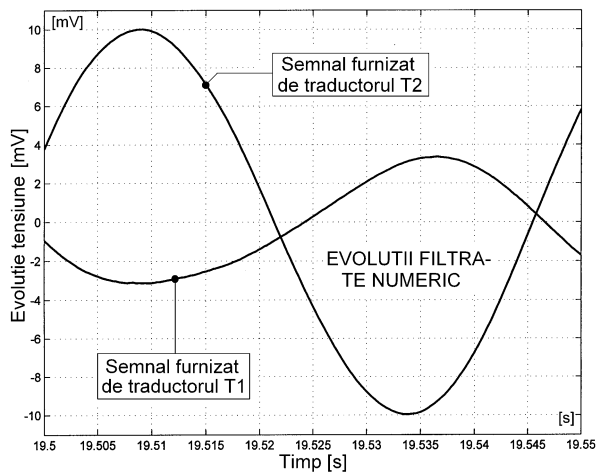


Figura 2.43 Evoluția semnalelor din figura 2.42 filtrate numeric (parametrul filtrului $p=30$).

ordonatele semnalelor filtrate și timpul în abscisă, salvate ca atare) să posede aceleași dimensiuni.

Figura 2.43 reia reprezentarea din figura 2.42, dar cu evoluții filtrate ale celor două semnale (vezi partea finală a programului *filtruzgomot*).

Programul *prelimcaract*, cu listingul prezentat în continuare, continuă prelucrarea datelor reieșite din programul *filtruzgomot*.

Filtrarea se realizează cu o medie alunecătoare de p puncte, cu p (aici 30) parametrul filtrului, se realizează filtrarea celor două semnale dar și a evoluției timpului, pentru ca matricile ce conțin datele finale utilizate ulterior (*elong1filtr*, *elong-2filtr*, *timp1filtr*, adică

```

                                PROGRAM prelimcaract
close all;clear all;load elong1filtr;l=elong2filtr;
load timp1filtr;el1f=elong1filtr;
el2f=elong2filtr;dim=size(el1f);
p=1;r=1;rez=timp1filtr(dim)/dim;
for i=2:dim(2);
    if el1f(i)==0;el1f(i)=0.000001;else;end;
    if el1f(i-1)==0;el1f(i-1)=0.000001;else;end;
    if el2f(i)==0;el2f(i)=0.000001;else;end;
    if el2f(i-1)==0;el2f(i-1)=0.000001;else;end;
    if el1f(i)*el1f(i-1)<0;
        if el1f(i-1)<el1f(i);
            marker1(p)=i-1;a=timp1filtr(i-1);
            timpzeroaprox1(p)=a;
            timpzeroexact1(p)=a+rez*abs(el1f(i-1))/
                (abs(el1f(i))+abs(el1f(i-1)));
            p=p+1;if p>3;if(marker1(p-1)-marker1(p-
                2))<250;p=p-1;else;end;else;end;
        else;end;else;end;
    if el2f(i)*el2f(i-1)<0;
        if el2f(i-1)<el2f(i);
            marker2(r)=i-1;a=timp1filtr(i-1);
            timpzeroaprox2(r)=a;
            timpzeroexact2(r)=a+rez*abs(el2f(i-1))/
                (abs(el2f(i))+abs(el2f(i-1)));
            r=r+1;if r>3;if(marker2(r-1)-marker2(r-
                2))<250;r=r-1;else;end;else;end;
        else;end;else;end;
end;
lim1=p-1;lim2=r-1;if lim1<lim2;lim=lim1;else;lim=lim2;end
p=1;
for i=1:lim-1;max=0;
    for j=marker1(i):marker1(i+1);
        if el1f(j)>max;amplit1(p)=el1f(j);
        max=el1f(j);else;end;
    end
    timpzeroaprox11(p)=timpzeroaprox2(i);
    frecvental(p)=1/(timpzeroexact1(i+1)-
    timpzeroexact1(i));
    p=p+1;
end
r=1;
for i=1:lim-1;max=0;
    for j=marker2(i):marker2(i+1);
        if el2f(j)>max;amplit2(r)=el2f(j);
        max=el2f(j);else;end;
    end
end

```

```

timpzeroaprox21(r)=timpzeroaprox2(i);
frecventa2(r)=1/(timpzeroexact2(i+1)-
timpzeroexact2(i));
def(r)=(timpzeroexact1(r)-timpzeroexact2(r))*2*
pi*frecventa1(r);
r=r+1;
end
save('frecventa1');save('frecventa2');save('amplit1');
save('amplit2')save('def');save('timpzeroexact1')

```

Programul utilizează ca date de intrare matricile în care se află valorile filtrate ale tensiunilor celor două traductoare (*elong1filtr* pentru T2 și

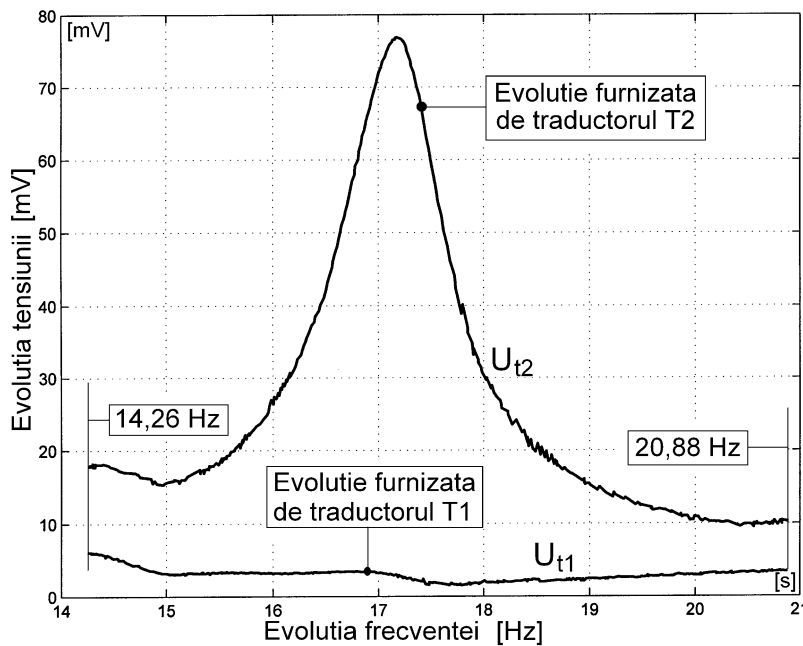


Figura 2.44 Evoluțiile amplitudinilor $U_{t2}(v)$ și $U_{t1}(v)$ furnizate de traductoarele T2 respectiv T1.

elong2filtr pentru T1) și valorile filtrate ale evoluției timpului (*timp1filtr*).

Calculează valorile timpilor aproximativi și exacti pentru trecerile în sens pozitiv pentru fiecare tensiune (în matricile *timpzeroaprox1* și *timpzeroexact1* pentru T2 respectiv *timpzeroaprox2* și *timpzeroexact2* pentru T1).

Calculează valorile amplitudinii [mV] și frecvenței [Hz] pe fiecare dintre perioadele celor două semnale (stocate în matricile *amplit1* și *amplit2* respectiv *frecventa1* și *frecventa2*), pentru amplitudini utilizându-se numai semialternanța pozitivă.

Cu ajutorul datelor din matricile *timpzeroexact1* și *timpzeroexact2* se determină defazajul dintre cele două tensiuni cu instrucțiunea:

```
def(r)=(timpzeroexact1(r)-timpzeroexact2(r))*2*
pi*frecventa1(r);
```

din ultimul ciclu for-end al programului. Defazajul curent se calculează prin tranzitivitate (regula de trei simplă). Dacă un defazaj de 2π se realizează pentru o perioadă T, atunci unui decalaj temporal Δt îi corespunde un defazaj $\varphi=2\pi \Delta t/T$. Mai sus s-a substituit perioada T prin inversul frecvenței.

Se salvează matricile *frecventa1*, *frecventa2*, *amplit1*, *amplit2* și *def* pentru prelucrări ulterioare. Opțional se pot salva și matricile *timpzeroexact1* respectiv *timpzeroexact2* (de exemplu pentru reprezentarea evoluției temporale a amplitudinilor celor două semnale).

Suntem acum în posesia datelor necesare pentru definirea sintetică a evoluției amplificării relative $A(\nu)$ din (2.28), adică a evoluției amplitudinii tensiunii furnizate de T2 ($U_{i2}(\nu)$, cu matricea *frecventa1* pentru abscisă și matricea *amplit1* pentru ordonată) și de T1 ($U_{i1}(\nu)$, cu matricea *frecventa2* pentru abscisă și matricea *amplit2* pentru ordonată).

Ca și în orizontul figurii 2.36 trebuie realizată mai întâi ordonarea valorilor din *frecventa1* și *amplit1* (respectiv din *frecventa2* și *amplit2*) după valorile crescătoare ale frecvenței, cu utilizarea acelorași proceduri deja prezentate în programul *fig236*, dezvoltat aici ca program *ordonare*, cu adaptarea noilor denumiri ale matricilor. Anticipând reprezentarea caracteristicii fază-frecvență, același program face și ordonarea după valori crescătoare ale frecvenței din *frecventa1* în matricea *def*.

PROGRAM ordonare

```
close all;clear all;load frecventa1;
frecventa1a=frecventa1;
load amplit1;load frecventa2;frecventa2a=frecventa2;
load amplit2;load def;dim=size(frecventa1);min=10000;p=1;
for j=1:dim(2);
    for i=1:dim(2);
        if frecventa1a(i)<min;frecventaord1(p)=frecventa1a(i);
```



```

        amplitord1(p)=amplit1(i);deford(p)=def(i);
        u=i;min=frecventala(i);
    else;end;
end
frecventala(u)=10000;p=p+1;min=10000;
end
min=10000;p=1;
for j=1:dim(2);
    for i=1:dim(2);
        if frecventa2a(i)<min;frecventaord2(p)=frecventa2a(i);
            amplitord2(p)=amplit2(i);u=i;min=frecventa2a(i);
        else;end;
    end
frecventa2a(u)=10000;p=p+1;min=10000;
end
save('frecventaord1');save('amplitord1');
save('frecventaord2');save('amplitord2');save('deford')

```

Ordonarea după valorile crescătoare ale frecvenței se realizează cu iterația completă, repetată, a valorilor din *frecvental* respectiv *frecventa2*. După

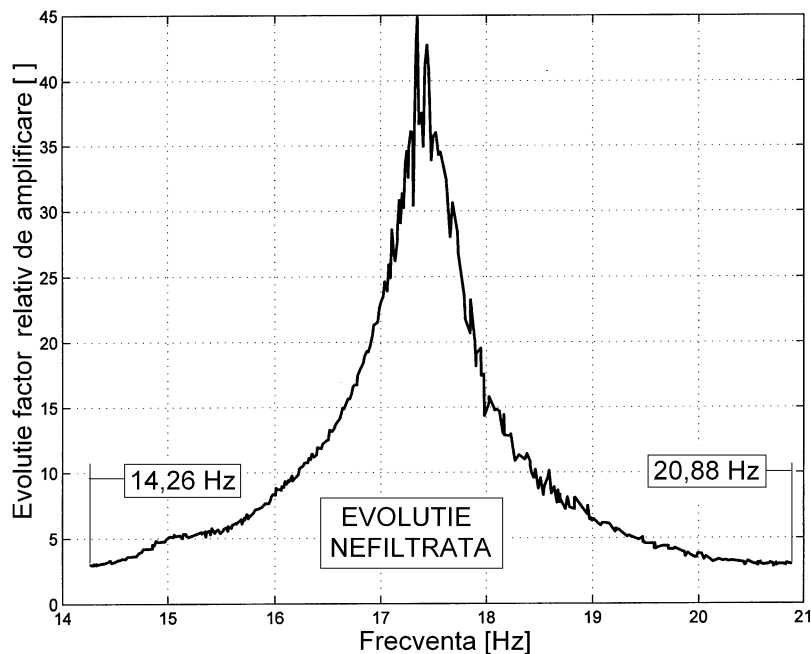


Figura 2.45 *Evoluția factorului relativ de amplificare cu frecvența.*

fiecare iterație completă se reține valoarea minimă și locația acesteia.

Valoarea minimă este copiată ca valoare curentă în matricile valorilor ordonate *frecventaord1* respectiv *frecventaord2*. Locația valorii minime servește și pentru ordonarea valorilor din *amplit1* și *def* respectiv *amplit2*, în matricile *amplitord1* și *deford* respective *amplitord2*. În final aceste matrici se salvează.

Se poate acum proceda la reprezentarea grafică simultană a evoluțiilor $U_{i2}(v)$ respectiv $U_{i1}(v)$ cu utilizarea matricilor *frecventaord1* și *amplitord1* respectiv *frecventaord2* și *amplitord2*. Pentru reprezentare se utilizează programul *fig244*:

PROGRAM fig244

```
close all;clear all;load frecventaord1;load frecventaord2;
load amplitord1;load amplitord2;
plot(frecventaord1,amplitord1,'k');hold on
plot(frecventaord2,amplitord2,'k');
Title('EVOLUTIA AMPLITUDINILOR TENSIUNILOR FURNIZATE T1
RESPECTIV T2')
xlabel('Frecventa [Hz]')
ylabel('Excursia tensiunii [mV]')
gtext('Furnizata de T2');gtext('Furnizata de T1')
```

Cu rezultatul rulării regăsit în reprezentarea grafică din figura 2.44.

Evoluția semnalului $U_{i2}(v)$ este evident identică cu cea deja prezentată în figura 2.36.

Evoluția raportului ordonatelor celor două curbe din figura 2.44 definește sintetic conform cu (2.28) evoluția factorului relativ de amplificare $A(v)$. Programul *fig245* permite trasarea acestei evoluții.

PROGRAM fig245

```
close all;clear all;
load frecventaord1;load frecventaord2;
load amplitord1;load amplitord2;dim=size(frecventaord1);
for i=1:dim(2);
    amplifrel(i)=amplitord1(i)/amplitord2(i);
end
plot(frecventaord1,amplifrel,'k');grid
Title('EVOLUTIA FACTORULUI RELATIV DE AMPLIFICARE')
xlabel('Frecventa [Hz] (intre 14,26 Hz si 20,88 Hz)')
ylabel('Excursia factorului relativ de amplificare')
gtext(' [Hz] ');save('amplifrel')
```

Cu rezultatul grafic prezentat în figura 2.45.

Evoluția grevată de fluctuații importante (cu zgomot) se datorează fluctuațiilor importante de amplitudine ale semnalului dat de traductorul T1 (numitorul din (2.28), cu valoare redusă în zona rezonanței). Cititorul se poate convinge ușor de aceasta rulând programul *fig246*:

PROGRAM fig246

```
close all;clear all;
load frecventaord1;load frecventaord2;
load amplitord2;
plot(frecventaord2,amplitord2,'k');grid
title('EVOLUTIA AMPLITUDINII SEMNALULUI FURNIZAT DE T1')
xlabel('Frecventa [Hz]')
ylabel('Excursia tensiunii [mV]')
gtext('[Hz]')
gtext('[mV]')
```

Cu rezultatul descris în figura 2.46.

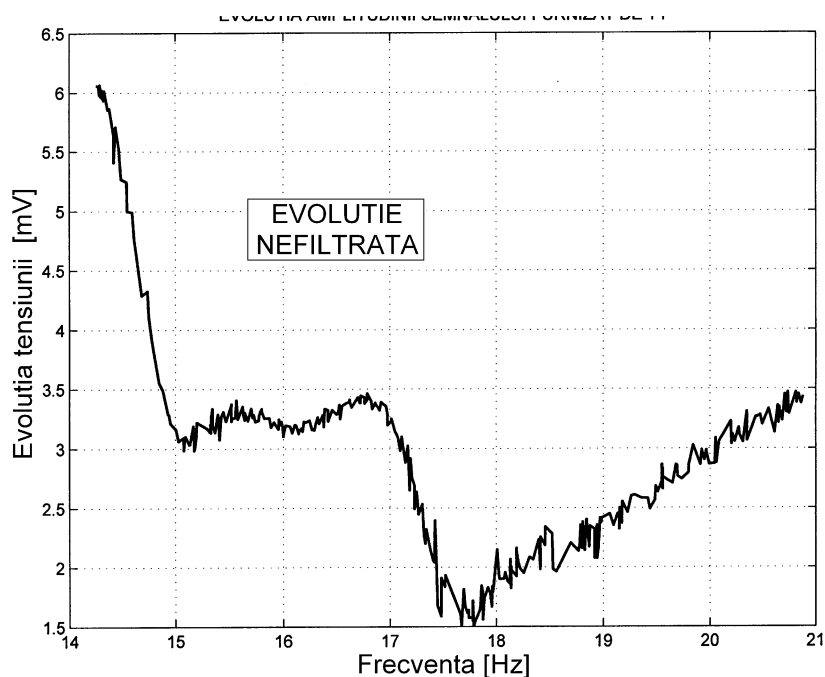


Figura 2.46 Evoluția $U_{11}(v)$. Redare cu autoscalare.

De asemeni trebuie luat în considerare și efectul ordonării valorilor implicate în descrierea evoluțiilor $U_{12}(v)$, respectiv $U_{11}(v)$, ca și fluctuațiile

rapide ale frecvenței datorate generatorului (vezi considerațiile de la figura 2.35)

Evident că evoluția din figura 2.45 se poate filtra numeric, cu aplicarea procedurilor deja definite în programul *filtruzgomot* în programl **fig247**:

PROGRAM fig247

```
close all;clear all;load frecventaord1;load amplifrel;
p=10;k=1;dim=size(frecventaord1);
for i=1+p:dim(2);
    med=0;for j=1:p;med=med+frecventaord1(i-j);end
    frecordfill(k)=med/p;
    med=0;for j=1:p;med=med+amplifrel(i-j);end
    amplirelfil(k)=med/p;k=k+1;
end;save('amplirelfil');save('frecordfill');
plot(frecordfil,amplirelfil,'k');
Title('EVOLUTIA FILTRATA* A FACTORULUI RELATIV DE
AMORTIZARE')
```

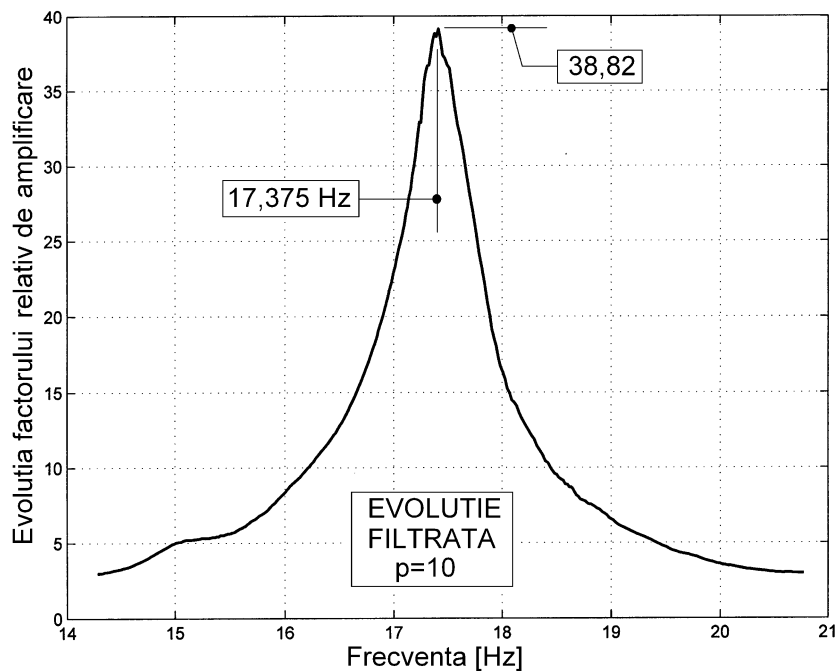


Figura 2.47 Evoluția filtrată numeric a factorului relativ de amplificare.

```
xlabel('Frecventa [Hz] (intre 14,26 Hz si 20,88 Hz)')
ylabel('Excursia factorului relativ de amortizare')
```

Cu rezultatul grafic descris în figura 2.47. Valoarea factorului de amplificare la rezonanță se găsește în locația *amplirelfil(186)* și, corespunzător, a frecvenței în locația *frecordfill(186)*.

La frecvența de rezonanță (17,375 Hz) elongația mișcării suportului grinzii 4 din figura 2.8 (în punctul de plasare a traductorului T1) este amplificată în punctul de plasare a traductorului T2) de 38,82 ori, ceea ce e evident că este spectaculos sub aspect științific.

Se poate acum evident deduce expresia analitică a curbei din figura 2.47 prin interpolare, cu proceduri asemănătoare celor utilizate pentru obținerea figurii 2.27 (programul *interpolare*), dar referitor la descrierea analitică generică din (1.9), rescrisă în termeni de frecvență, cu utilizarea programului *fig248*.

```

                                PROGRAM fig248
close all;clear all;load frecordfill;load amplirelfil;
abscisa=frecordfill;dim=size(abscisa);
ordonata=amplirelfil;
discret=60;
pmin=107;pmax=112;stepp=(pmax-pmin)/discret;
nmin=1;nmax=2;stepn=(nmax-nmin)/discret;min=1000000;
for p=pmin:stepp:pmax;
    for n=nmin:stepn:nmax;eroare=0;
        for i=1:dim(2);
            term1=(1-(2*pi*abscisa(i)/p)^2)^2;
            term2=(2*n*2*pi*abscisa(i)/(p^2))^2;
            term4=sqrt(1+term2);
            term3=abs(term1+term2);
            orditer(i)=term4/((term3)^0.5);
            eroare=eroare+abs(orditer(i)-ordonata(i));
        end
        if eroare<min;a(2)=p;a(3)=n;min=eroare;
        else
end;end;end;;p=a(2);n=a(3);
for i=1:dim(2);
    term1=(1-(2*pi*abscisa(i)/p)^2)^2;
    term2=(2*n*2*pi*abscisa(i)/(p^2))^2;
    term3=abs(term1+term2);
    ordinterp(i)=1/((term3)^0.5);
end
plot(abscisa,ordonata,'k');hold on
plot(abscisa,ordinterp,'k');%axis([3 46 250 2650])
Title('EVOLUTIA FACTORULUI RELATIV DE AMPLIFICARE
(sintetic si analitic)')
```

```
xlabel('Excursia frecventei [Hz]')
ylabel('Excursia factorului relativ de amplificare')
```

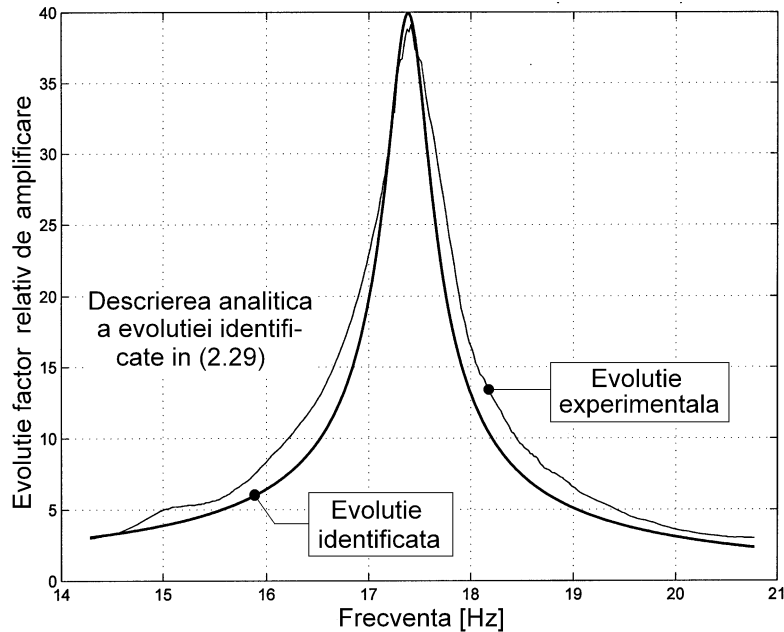


Figura 2.48 Evoluția descrierilor sintetică (experimentală) și analitică (identificată) pentru factorul relativ de amplificare.

```
gtext(' [Hz]')
```

Căutarea se face după doi parametri, pentru determinarea descrierii amortizării și a pulsației proprii (limitele reduse de variație ale acestora se datorează căutării preliminare). Rezultatele sunt prezentate în figura 2.48.

Se observă că nu s-a realizat suprapunerea perfectă (deși acceptabilă) a descrierilor sintetică (experimentală) și analitică (din interpolare).

Motivația rezidă probabil din aproximarea sistemului elastic al grinzii 4 din figura 2.8 ca având un singur grad de libertate (mod de vibrație).

Descrierea analitică a factorului relativ de amplificare:

$$(2.29) \quad A(\nu) = \frac{\sqrt{1 + \left(2 \cdot \frac{1,366 \cdot 2\pi\nu}{109,25}\right)^2}}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{2\pi\nu}{109,25}\right)^2\right)^2 + \left(2 \cdot \frac{1,366 \cdot 2\pi\nu}{109,25}\right)^2}}$$

permite realizarea descrierii răspunsului la impuls, recomandat cititorului ca

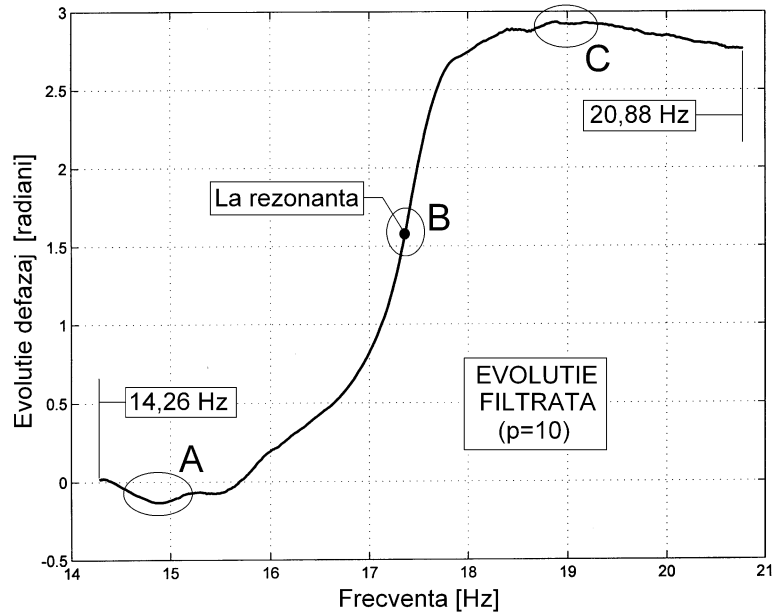


Figura 2.49 Evoluția caracteristicii fază-frecvență $\varphi(\nu)$, filtrată numeric.

exercițiu.

Să cercetăm acum posibilitatea trasării caracteristicii fază-frecvență, cu utilizarea datelor din matricile *frecventaord1* și *deford*. Pe baza considerațiilor de la figura 247 propunem mai întâi filtrarea numerică a datelor și apoi reprezentarea propriu zisă, cu utilizarea programului *fig249*:

PROGRAM fig249

```
close all;clear all;
load frecventaord1;load deford;p=10;k=1;
for i=1+p:dim(2);
    med=0;for j=1:p;med=med+frecventaord1(i-j);end
    freclordfil(k)=med/p;
    med=0;for j=1:p;med=med+deford(i-j);end
    defordfil(k)=med/p;
    k=k+1;
end;save('defordfil');
plot(freclordfil,defordfil,'k');hold on;grid
Title('EVOLUTIA FILTRATA* A CARACTERISTICII FAZA-
FRECVENTA')
```

```

xlabel('Frecventa [Hz] (intre 14,26 Hz si 20,88 Hz)')
ylabel('Excursia defazajului [radani]')
gtext(' [Hz] ');gtext('*cu p=10')

```

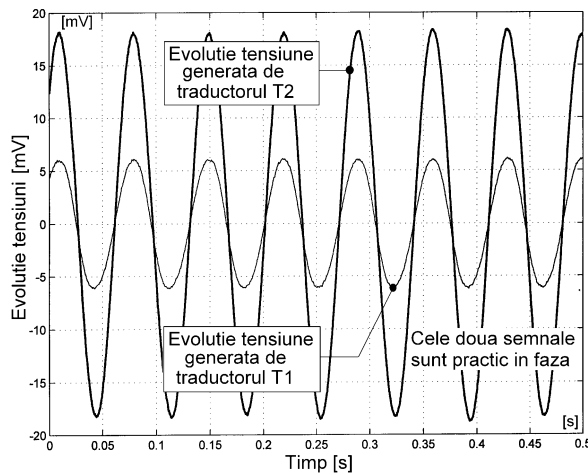


Figura 2.50 Evoluția semnalelor generate de T1 și T2 la frecvență de excitație subrezonantă.

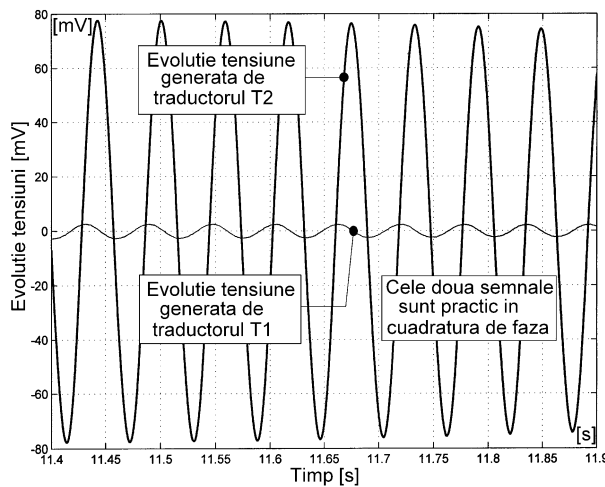


Figura 2.51 Evoluția semnalelor generate de T1 și T2 la frecvență de excitație rezonantă.

defazajul tinde la π radiani. Acest aspect este bine reliefat pe figura 2.49 (cu o aproximație tolerabilă). De altfel o incursiune cu zoom temporal în evoluțiile $u_1(t)$ și $u_2(t)$ în zona A a frecvențelor joase (la începutul înregistrării) conform

Cu redarea caracteristicii în figura 2.49.

Dacă se tastează în fereastra de comandă Matlab

```
defordfil(186) -
```

având în vedere precizările de la figura 2.47- se obține valoarea defazajului la rezonanță 1,6218 radiani ($92,92^\circ$), foarte apropiată de $\pi/2=1,57$. Se confirmă

astfel experimental faptul că la rezonanță (zona B pe fig. 2.49) excitația și răspunsul sunt defazate cu 90° ($\pi/2$ radiani).

Mai mult, se știe că la frecvențe de excitație inferioare rezonanței (zona A pe fig. 2.49) defazajul tinde la zero iar la frecvențe superioare (zona C)

figurii 2.50, arată clar evoluția în fază (cu defazaj aproape nul) a celor două semnale. Pentru reprezentare s-a utilizat programul *filtruzgomot* în care s-a realizat substituția instrucțiunii `axis([19.5,19.55,-11,11])` cu

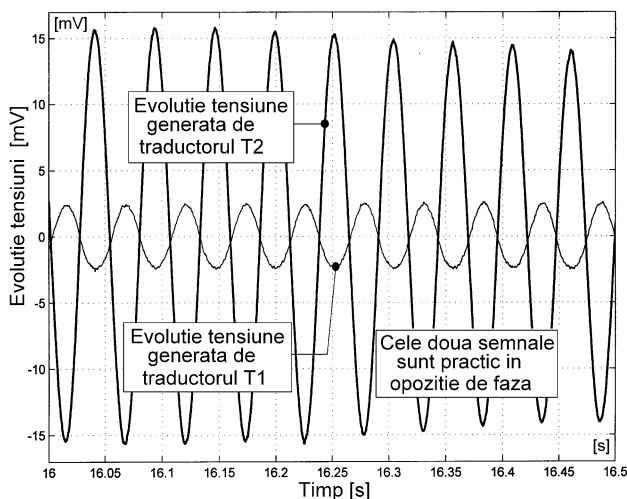


Figura 2.52 Evoluția semnalelor generate de T1 și T2 la frecvență de excitație suprarezonantă.

comportarea rezonantă. Pentru reprezentare s-a rulat același program *filtruzgomot* în care s-a înlocuit instrucțiunea `axis([19.5,19.55,-11,11])` cu instrucțiunea `axis([11.4,11.9,-80,80])`. Zona temporală a înregistrării s-a delimitat ținând seama de valoarea frecvenței de rezonanță și evoluția temporală a frecvenței din figura 2.35.

În sfârșit, o incursiune în zona C, a frecvențelor suprarezonante (cca. 19 Hz) conform figurii 2.52, arată din nou cu claritate faptul că cele două semnale sunt practic în opoziție de fază (în limitele de apreciere ale figurii). S-a realizat rularea programului *filtruzgomot* cu substituirea prealabilă a instrucțiunii `axis([19.5,19.55,-11,11])` cu instrucțiunea `axis([16,16.5,-17,17])`.

În reprezentarea evoluției factorului relativ de amplificare și a caracteristicii fază-frecvență s-a utilizat în abscisă evoluția frecvenței plecând de la frecvența semnalului generat de T1, considerându-se formal că evoluția temporală a frecvenței ambelor semnale este aceeași.

instrucțiunea
`axis([0,0.5,-20,20])`.

O incursiune în zona B a frecvenței de rezonanță conform figurii 2.51, arată clar evoluția celor două semnale cu defazaj de 90° (semnalul generat de T2 este întârziat cu $1/(2v)$). Se observă și diferența pronunțată a amplitudinilor, în concordanță cu

În realitate această afirmație este parțial adevărată. Cu ajutorul programului *fig253* se obține evoluția temporală a diferenței frecvențelor ordonate (T2 versus T1).

PROGRAM fig253

```
close all;clear all;load frecventaord1;load
frecventaord2;
diffrec=frecventaord2-frecventaord1;diffrec(341)=0;
load timpzeroexact1;diffrec=smooth(diffrec,5);
plot(timpzeroexact1,diffrec,'k');grid
Title('EVOLUTIA TEMPORALA A DIFERENTEI FRECVENTELOR
ORDONATE')
xlabel('Timp [s]')ylabel('Excursia diferentiei [Hz]')
gtext('[s]');gtext('[Hz]')
axis([0 20 -0.17 0.25])
```

Cu descriere conform figurii 2.53. Față de situația ideală (reprezentarea diferențelor sistematic nule printr-o dreaptă ce coincide cu axa absciselor) aici

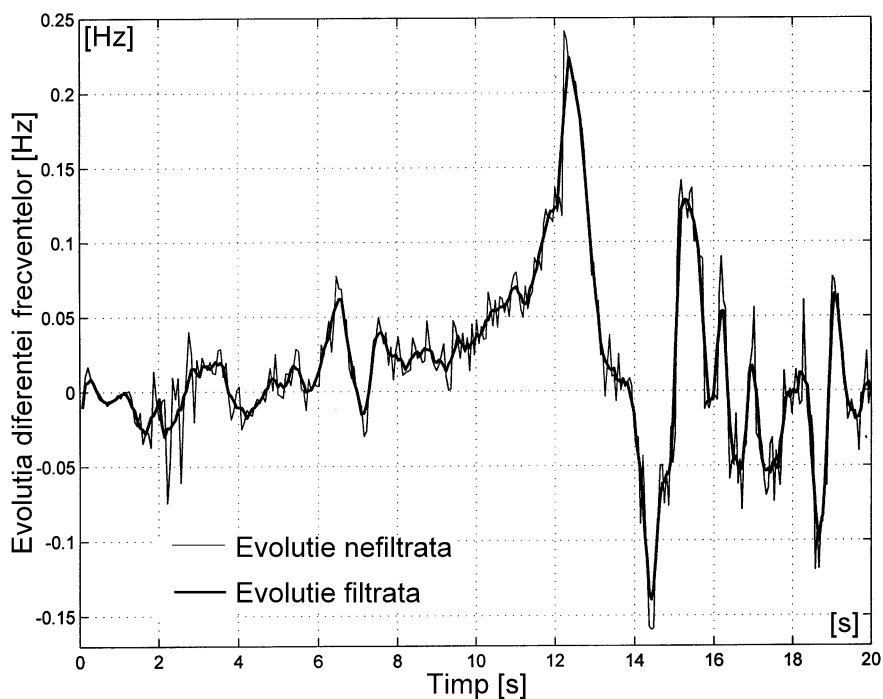


Figura 2.53 *Evoluția temporală a diferențelor frecvențelor ordonate ale semnalelor generate de cele două traductoare.*

există diferențe care pot ajunge până la 0,24 Hz.

O primă explicație pentru această variație ar fi legată de faptul că forța generată de către excitator nu este riguros armonică. Apoi este posibil ca semnalul furnizat de cele două traductoare să aibă alură neriguros armonică și variabilă cu frecvența.

În sfârșit, propunem cititorului aici o temă de meditație interesantă. Cum poate să rămână frecvența semnalului $u_2(t)$ global neschimbată în raport cu a semnalului $u_1(t)$ și în același timp defazajul dintre acestea să se modifice permanent (vezi figura 2.49)? A se urmări și concluziile la figura 2.64.

Evoluția din figura 2.53 este una dintre justificările utilizării evoluțiilor filtrate din figurile 2.47 și 2.49.

2.3.1 Trasarea locului de transfer

Având la dispoziție caracteristicile de frecvență din figurile 2.47 și 2.49, se poate acum proceda pe baza considerațiilor din § 2.1 la trasarea locului de transfer (vezi și figura 2.4), cu punctul curent având coordonatele date în relațiile (2.5) reluate aici și scrise relativ la frecvență:

$$(2.30) \quad x(\nu) = A(\nu) \cdot \cos[\varphi(\nu)] \quad \text{și} \quad y(\nu) = -A(\nu) \cdot \sin[\varphi(\nu)]$$

cu utilizarea programului *fig254*:

```

                                PROGRAM fig254
close all;clear all;load defordfil;load amplirelfil;
load frecordfil1;dim=size(defordfil);k=1;
for i=1:dim(2);x(k)=amplirelfil(i)*cos(defordfil(i));
y(k)=-amplirelfil(i)*sin(defordfil(i));k=k+1;end
plot(x,y,'k');axis equal;hold on;k=1;axis([-25 16 -41 1])
Title('LOCUL DE TRANSFER PENTRU SISTEMUL ELASTIC AL
GRINZII 4')
xlabel('Abscisa (x(k)=amplirelfil(i)*cos(defordfil(i))')
ylabel('Ordonata (y(k)=-amplirelfil(i)*sin(defordfil(i))')
for r=10:10:40;stepi=10/(r);stepj=5/(r);
for i=0:stepi:180;k=1;for j=0:stepj;
    alfa=(i+j)*pi/180;absc(k)=r*cos(alfa);
    ordon(k)=-r*sin(alfa);k=k+1;end

```

```
plot(absc,ordon,'k');hold on;end;end
```

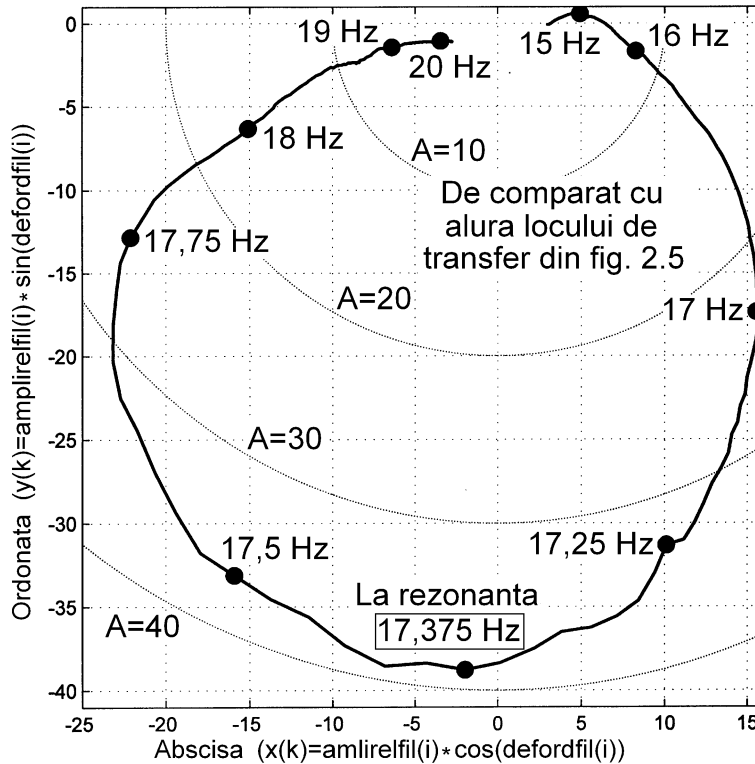


Figura 2.54 Locul de transfer al răspunsului sistemului elastic din figura 2.8 în zona primului mod de vibrație.

```
mpldt(1)=39;mpldt(2)=102;mpldt(3)=162;mpldt(4)=213;
mpldt(5)=258;mpldt(6)=296;mpldt(7)=178;mpldt(8)=186;
mpldt(9)=192;mpldt(10)=202;
for i=1:10;p=1;for r=0.1:0.01:0.5;p=1;
for unghi=0:0.01:6.284;
absc1(p)=x(mpldt(i))+r*cos(unghi);
ord1(p)=y(mpldt(i))+r*sin(unghi);p=p+1;
end;plot(absc1,ord1,'k');hold on;end;end
gtext('15Hz');gtext('16Hz');gtext('17Hz');
gtext('17,25Hz');gtext('17,375Hz');gtext('17,5Hz');
gtext('17,75Hz');gtext('18Hz');gtext('19Hz');
gtext('20Hz');gtext('La rezonanta')
gtext('A=10');gtext('A=20');gtext('A=30');gtext('A=40')
```

Evoluția factorului relativ de amortizare este „încărcată” din matricea *amplirefil*, evoluția defazajului este „încărcată” din matricea *defordfil*. Rularea programului conduce la rezultatele din figura 2.54.

Pe figură sunt marcate semicercuri de amplitudine constantă, precum și local, pe locul de transfer, punctele curente corespunzătoare diferitelor valori ale frecvenței. Viteza de parcurgere a curbei (raportată la frecvență) este neuniformă (a se vedea lungimile de arc de curbă dintre 16 și 17 respectiv 17 și 18 Hz).

2.4 Cercetări experimentale asupra instalării fenomenului de rezonanță mecanică.

O întrebare firească care urmează reliefării experimentale a rezonanței

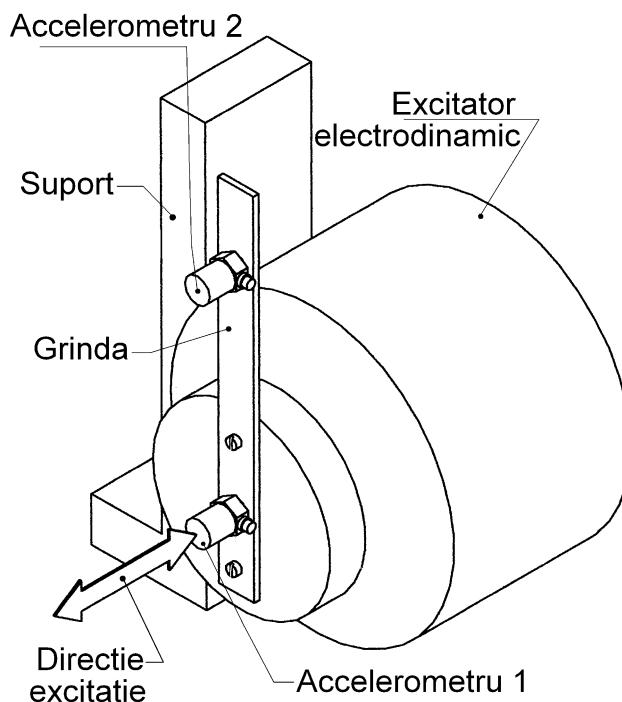


Figura 2.55 Descrierea experimentului pentru cercetarea instalării rezonanței mecanice.

mecanice este legată de termenii de timp de instalare a acesteia. Altfel spus, intuind că rezonanța nu are efect instantaneu, este interesant de răspuns la întrebarea: în cât timp de la începutul excitației pe frecvența de rezonanță amplitudinea

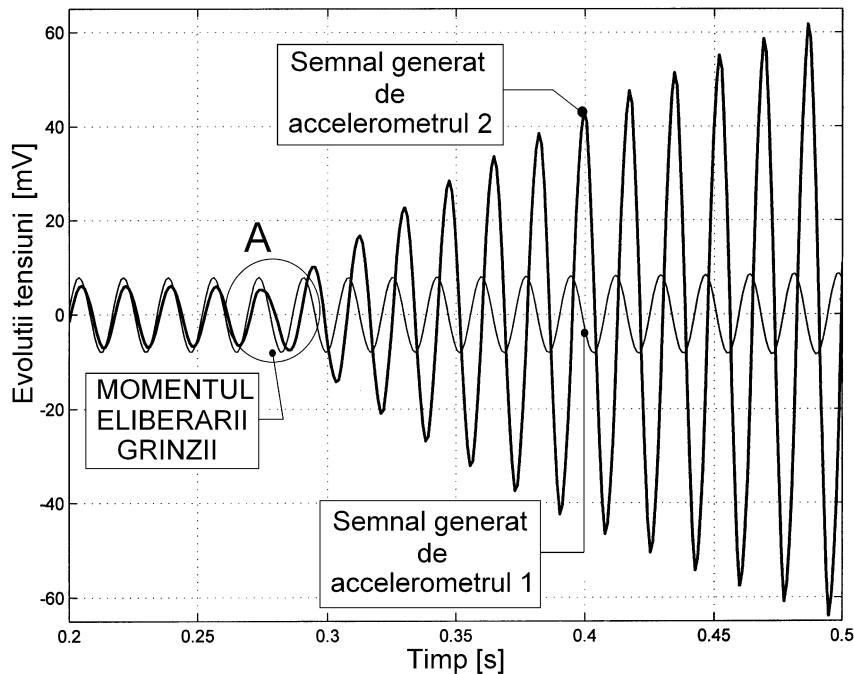


Figura 2.56 Descrierea instalării rezonanței mecanice prin intermediul semnalelor furnizate de cele două accelerometre (din fig.2.55).

răspunsului ajunge la valoarea maximă?

Pentru cercetarea acestui aspect s-a realizat un experiment foarte simplu, pe structura descrisă în figura 2.55. Astfel pe elementul deplasabil al unui excitator electrodinamic s-a montat o grindă cu profil transversal rectangular. S-au utilizat două accelerometre B&K identice pentru monitorizarea excitației (accelerometrul 1) respectiv al răspunsului capătului liber al grinzii (accelerometrul 2).

Prin intermediul excitatorului s-a adus sistemul elastic al grinzii aproape de rezonanță (pe cca. 57 Hz, primul mod de vibrație). S-a blocat capătul liber al grinzii cu mâna. S-a lansat o secvență de achiziție cu durata de 1 s pentru semnalele ambelor accelerometre. În timpul acesteia s-a eliberat capătul liber al grinzii. Datele de descriere a evoluțiilor se regăsesc în fișierul *instrez.txt* cu timpul (în microsecunde) pe prima coloană, tensiunile generate de fiecare dintre cele două traductoare (în microvolți) pe a doua coloană.

Se realizează filtrarea celor două semnale (programul *filtruzgomot*, vezi prefața) și pe baza matricilor salvate *timp1filtr*, *elong1filtr*, *elong2filtr*, se poate realiza descrierea grafică a acestora, conform figurii 2.56.

Figura 2.56 realizează o descriere parțială, pentru claritatea reprezentării.

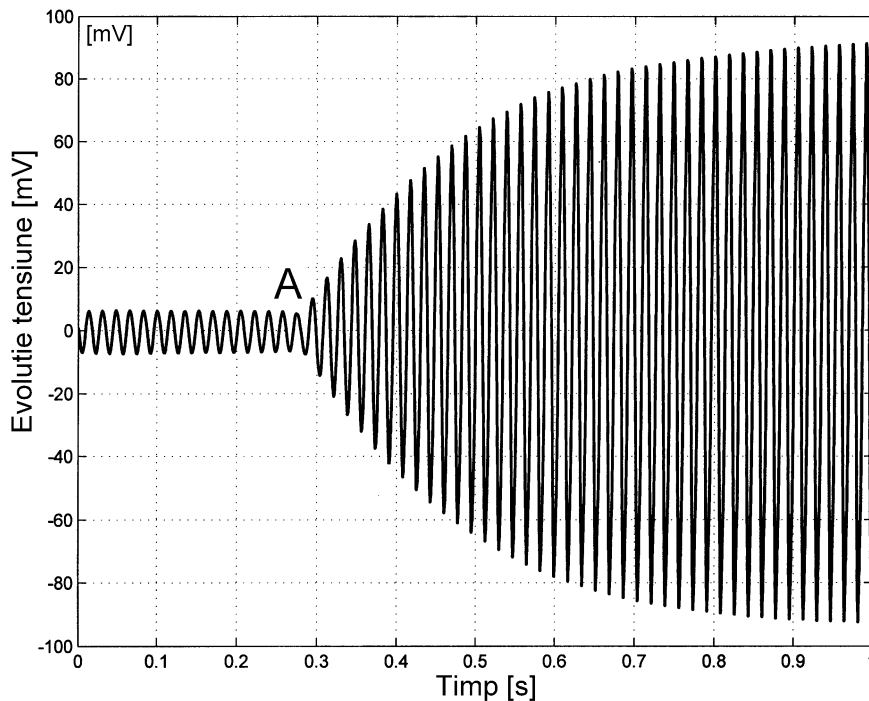


Figura 2.57 Evoluția semnalului generat de accelerometrul 2.

Se observă clar momentul A al eliberării capătului grinzii. Dacă anterior semnalele celor două accelerometre evoluau aproximativ la aceeași amplitudine și aproape în fază (cu un ușor *off-set*), ulterior semnalul generat de accelerometrul 2 își crește progresiv amplitudinea schimbându-și și relația de fază în raport cu semnalul generat de accelerometrul 1 (a cărui amplitudine rămâne relativ constantă). Este clar că amplitudinea maximă a semnalului de ieșire (deci a mișcării vibratorii a capătului grinzii) nu se instalează instantaneu. Și mai clar rezultă acest aspect din redarea evoluției complete a semnalului de ieșire al accelerometrului 2 conform figurii 2.57.

Se observă că amplitudinea maximă se instalează după mai bine de 0,6 s.

Sistemul elastic al grinzii absoarbe progresiv energie de la excitator până când ajunge să evolueze la amplitudinea maximă. Aici se regăsește justificarea afirmației că sistemele fizice reale slab amortizate pot evolua un timp scurt la frecvența de rezonanță, fără ca efectele să fie periculoase. Este cazul sistemelor elastice cu frecvențe proprii joase, care conțin volanți dezechilibrați dinamic ce funcționează la turații ridicate (suprarezonante). La pornire/oprire se admite pentru foarte scurt timp trecerea prin zona de rezonanță.

Aspectul se poate constata în cazul autoturismelor. Se deschide capota motorului și se realizează pornirea/oprirea acestuia. Este evidentă trecerea prin zona de rezonanță descrisă prin mișcările de mare amplitudine ale

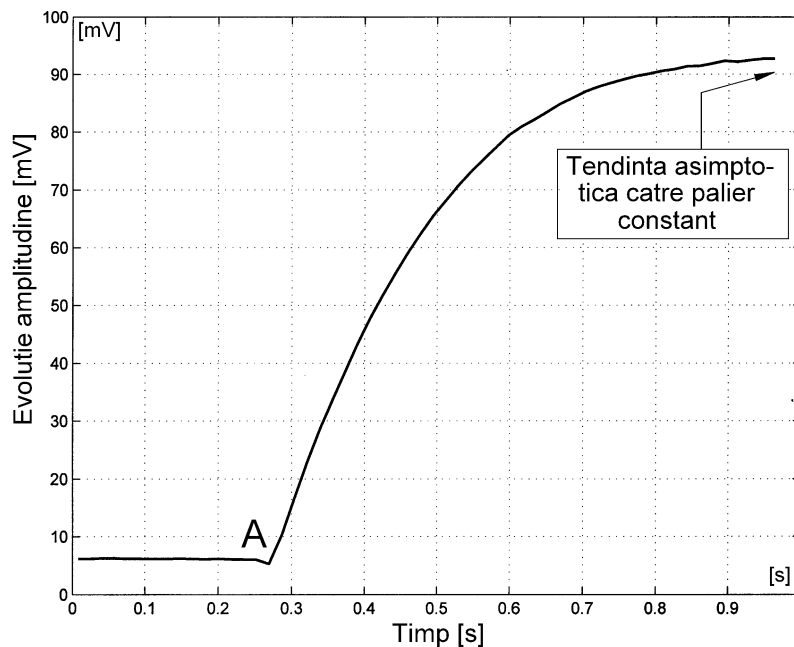


Figura 2.58 Evoluția amplitudinii semnalului generat de accelerometrul 2.

motorului fixat pe o suspensie moale, (numai la pornire).

În maniera deja arătată anterior se poate continua prelucrarea celor două semnale. Rezultatele aplicării programului *filtruzgomot* pot fi preluate de programul *prelimcaract* (vezi prefața), cu rularea acestuia se constituie matricile *frecventa1*, *frecventa2*, *amplit1*, *amplit2*, *def*, *timpzzeroexact1*.

Utilizarea programului *fig258* permite trasarea evoluției temporale a

amplitudinii semnalului generat de accelerometrul 2 (pe semialternanțele pozitive), conform figurii 2.58.

```

PROGRAM fig258
close all;clear all;load timpzeroexact1; load amplit2;
l=size(timpzeroexact1);m=size(amplit2);
if l(2)<m(2);dim=l(2); else dim=m(2);end;p=1;
for i=1:dim;
    t(p)=timpzeroexact1(i);a2(p)=amplit2(i);p=p+1;
end
plot(t,a2,'k');grid
gtext('A');gtext('[s]');gtext('[mV]')
Title('EVOLUTIA AMPLITUDINII SEMNALULUI GENERAT DE
    ACCELEROMETRUL 2')
xlabel('Excursia timpului [s]')
ylabel('Excursia tensiunii [mV]')

```

Se poate acum realiza cercetarea alurii evoluției începând din punctual A de unde sistemul începe să evolueze liber, presupunând o evoluție exponențială în raport cu timpul, descrisă analitic de:

$$(2.31) \quad A(t) = C_1 - C_2 \cdot e^{[C_3 \cdot (C_4 - t)]}$$

Cu determinarea constantelor din (2.31) prin interpolarea punctelor experimentale, pe baza utilizării programului *fig259* (foarte asemănător structural cu programul *fig248*).

```

PROGRAM fig259
close all;clear all;load timpzeroexact1;load amplit2;
l=size(timpzeroexact1);m=size(amplit2);
if l(2)<m(2);dim=l(2);else;dim=m(2);end;p=1;
for i=16:dim;
    t(p)=timpzeroexact1(i)-0.269066;a2(p)=amplit2(i);
    p=p+1;
end
abscisa=t;dim=size(abscisa);ordonata=a2;discret=20;
pa0min=80;pa0max=100;steppa0=(pa0max-pa0min)/discret;
palmin=2;palmax=5;steppa1=(palmax-palmin)/discret;
pa2min=3;pa2max=6;steppa2=(pa2max-pa2min)/discret;
pa3min=0.5;pa3max=0.9;steppa3=(pa3max-pa3min)/discret;
min=1000000;eroare=0;

```

```

for pa0=pa0min:steppa0:pa0max;
  for pa1=pa1min:steppa1:pa1max;
    for pa2=pa2min:steppa2:pa2max;
      for pa3=pa3min:steppa3:pa3max;
        for i=1:dim(2);
          orditer(i)=pa0-pa1*2.7182818^(pa2*(pa3-
            abscisa(i)));
          eroare=eroare+abs((orditer(i))-
            (ordonata(i)));
        end
        if eroare<min;a(1)=pa0;a(2)=pa1;a(3)=pa2;
          a(4)=pa3;min=eroare;
        else;end;
      eroare=0;end;end;end;end;end;pa01=a(1);pa11=a(2);
      pa21=a(3);pa31=a(4);
      for i=1:dim(2);
        ordinterp(i)=pa01-pa11*2.7182818^(pa21*(pa31-
          abscisa(i)));
      end
      plot(abscisa,ordonata,'b');
      hold on
      plot(abscisa,ordinterp,'k');
      pa01,pa11,pa21,pa31
      Title('EVOLUTIA EXPERIMENTALA SI IDENTIFICATA A
        AMPLITUDINII')
      xlabel('Excursia timpului [s]')
      ylabel('Excursia amplitudinii [mV]');
      grid
      gtext('[s]');
      gtext('[mV]')

```

Rularea programului permite determinarea constantelor C_i din (2.31), (vezi variabilele $pa01, pa11, pa21, pa31$) care se poate rescrie :

$$(2.32) \quad A(t) = 97 - 3,65 \cdot e^{[4,95 \cdot (0,66 - t)]}$$

Se realizează de asemenea reprezentarea grafică a evoluției experimentale și identificate, conform figurii 2.59.

Așa cum se observă, s-a reușit găsirea unei bune relații de descriere analitică și o identificare a parametrilor acesteia legat de evoluția

amplitudinii.

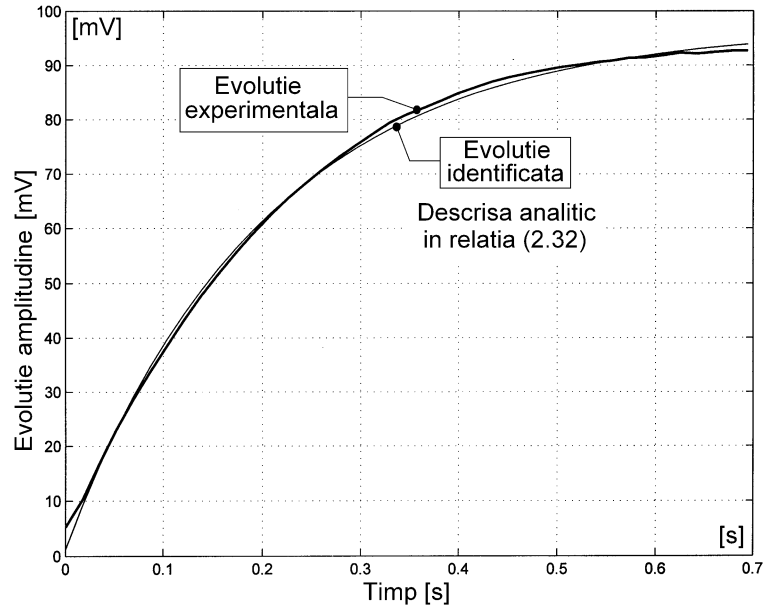


Figura 2.59 Evoluția experimentală și identificată a amplitudinii din figura 2.58 (ulterioară punctului A).

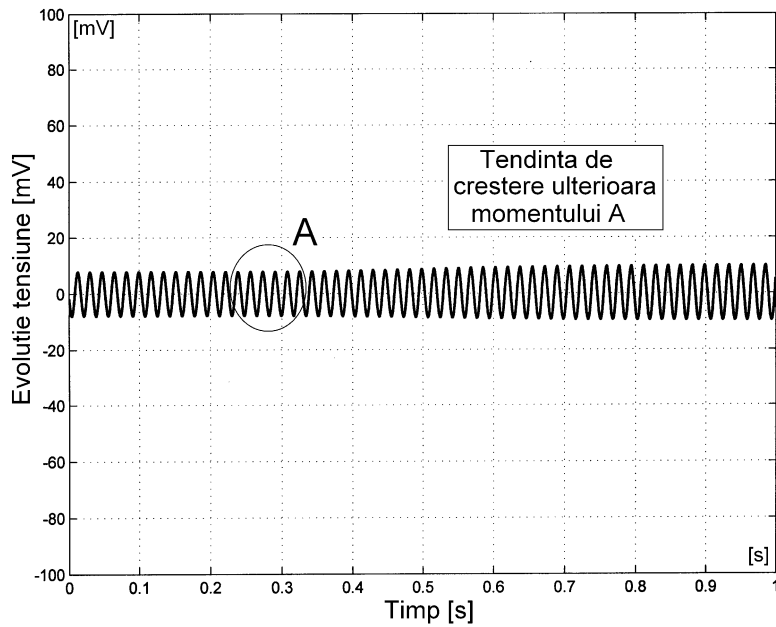


Figura 2.60 Evoluția semnalului generat de accelerometrul 1.

Se poate rescrie relația (2.32) ca amplitudine raportată A^R la valoarea anterioară momentului A din figura 2.58 (adică 6,1575 mV).

$$(2.33) \quad A^R(t) = \frac{97 - 3,65 \cdot e^{[4,95 \cdot (0,66 - t)]}}{6,1575}$$

Utilitatea acestui demers este mai evidentă dacă în (2.33) se explicitează timpul, conform cu (2.34) :

$$(2.34) \quad t = 0,66 - \frac{\ln\left(\frac{97 - 6,1575 \cdot A^R}{3,65}\right)}{4,95}$$

Expresia 2.34 permite determinarea duratei de timp după care amplitudinea semnalului devine de A^R ori mai mare urmare a instalării

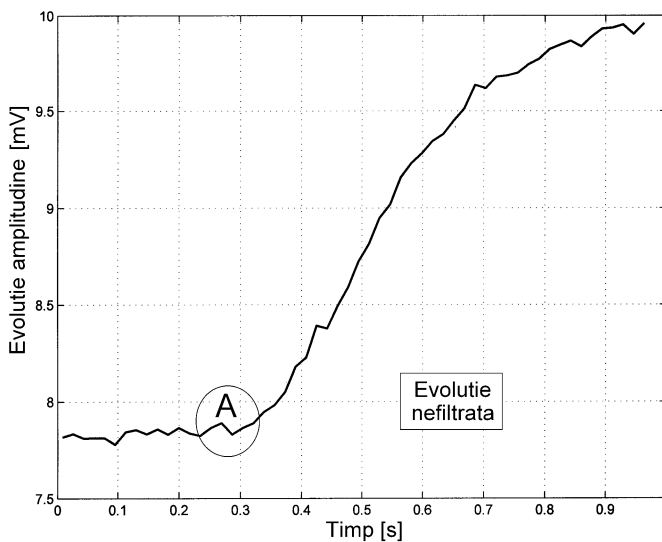


Figura 2.61 Evoluția temporală a amplitudinii semnalului generat de accelerometrul 1.

frecvenței de excitație la rezonanță. De exemplu aici după 0,2008s amplitudinea semnalului devine de 10 ori mai mare.

Cunoscând valoarea maxim admisibilă a amplitudinii mișcării vibratorii din sistemul elastic se poate calcula

intervalul maxim de timp în care sistemul poate evolua pe frecvența de

rezonanță (de exemplu eventual la pornire-oprire dacă excitația provine de la un motor). Se desprinde aici o concluzie interesantă: cercetarea caracteristicii factorului de amplificare relativă trebuie făcută cu variația extrem de lentă a frecvenței în zona de rezonanță (cu atât mai lentă cu cât frecvența de rezonanță este mai joasă).

Este interesant de cercetat acum evoluția semnalului accelerometrului 1, descrisă integral în figura 2.60 (la magnitudinea din figura 2.57). Se observă că -în mod paradoxal- și amplitudinea acestuia crește progresiv în timp, deși mult mai puțin pronunțat. Mai evident rezultă aceasta din redarea evoluției amplitudinii conform figurii 2.61 (cu utilizarea unui program identic cu *fig258* în care se încarcă de această dată matricea *amplit1*). Prin comparația cu figura 2.58 se observă simultaneitatea fenomenului de creștere a amplitudinii.

Logic ar fi ca amplitudinea semnalului accelerometrului 1 (SA1) să scadă cu creșterea amplitudinii semnalului accelerometrului 2 (SA2), presupunând că aceasta implică creșterea sarcinii dinamice a excitatorului. Dimpotrivă, creșterea SA1 arată că fenomenul de rezonanță duce la scăderea sarcinii dinamice, sau altfel spus la creșterea eficienței energetice. Se obțin deci la rezonanță efecte dinamice mai mari cu consum energetic mai mic. Aspectul poate fi confirmat și de înregistrarea curentului absorbit de excitator în aceleași condiții experimentale.

Se poate face în continuare un studiu asupra evoluției defazajului dintre semnalele SA2 și SA1, cu utilizarea programului *fig262*.

PROGRAM fig262

```
close all;clear all;load timpzeroexact1;load def;
l=size(timpzeroexact1);m=size(def);
if l(2)<m(2);dim=l(2); else dim=m(2);end;p=1;
for i=1:dim;
    t(p)=timpzeroexact1(i);d(p)=-def(i);p=p+1;
end;plot(t,d,'k');grid
Title('EVOLUTIA DEFAZAJULUI SA2 FATA DE SA1')
xlabel('Excursia timpului [s]')
ylabel('Excursia defazajului [rad]')
gtext('[s]');gtext('[rad]');gtext('A');gtext('[]')
gtext('11.459°');gtext('22.91°');gtext('33.38°')
gtext('45.83°');gtext('57.29°');gtext('68.75°');
gtext('80.21°'); gtext('91.67°');
gtext('103.132°');gtext('114.59°');gtext('126.05°')
```

Cu redare grafică în figura 2.62. Comparativ cu figura 2.58 se observă că defazajul variază mult mai rapid decât amplitudinea SA2, mai mult modificarea defazajului începe mai devreme. Pe figura 2.58 se observă că imediat anterior începerii fenomenului de creștere a amplitudinii aceasta scade ușor, aspect tipic comportării sistemelor cu fază neminimă [1].

Se poate acum proceda la identificarea evoluției defazajului $\varphi(t)$, pe considerente asemănătoare celor avute în vedere în cazul amplitudinii SAR2, ținând seama de structura descrierii analitice (2.31), rescrisă conform cu:

$$(2.35) \quad \varphi(t) = C_5 - C_6 \cdot e^{[C_7 \cdot (C_8 - t)]} [\text{rad}]$$

cu utilizarea unui program structural identic cu *fig259*. Rularea acestuia identifică parametrii din 2.35 conform cu:

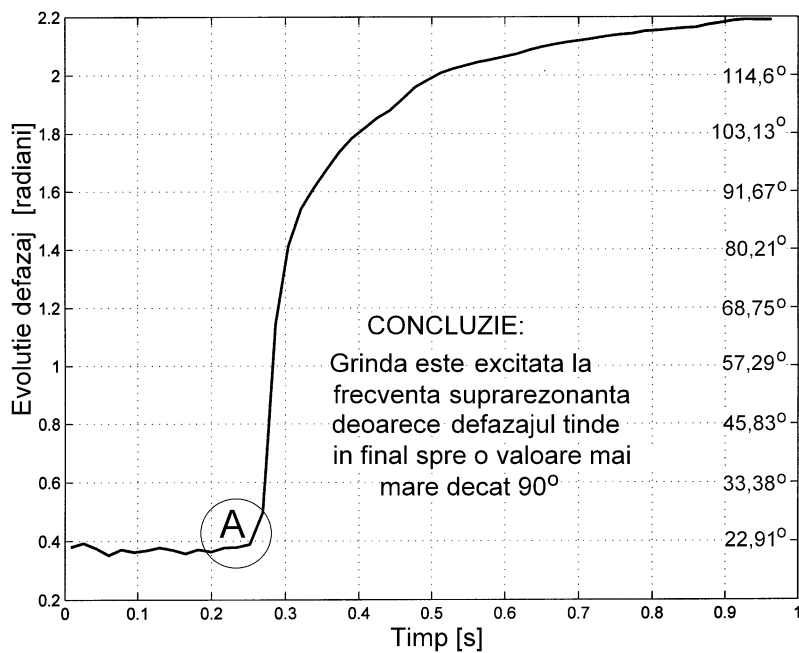


Figura 2.62 Evoluția defazajului $\varphi(t)$ dintre SA2 și SA1.

$$(2.36) \quad \varphi(t) = 2,125 - 1,4 \cdot e^{(-12,7 \cdot t)} [\text{rad}]$$

(cu $C_8 = 0$) și descrierea evoluției experimentale și identificate conform figurii 2.63.

Dacă se cercetează acum evoluția temporală a frecvenței SA1 și SA2, (cu utilizarea programului *fig264*), se obține reprezentarea din figura 2.64.

PROGRAM fig264

```
close all;clear all;
load timpzeroexact1; load frecventa2;load frecventa1;
l=size(timpzeroexact1);m=size(frecventa2);
if l(2)<m(2);dim=l(2); else dim=m(2);end;p=1;
for i=1:dim;
    t(p)=timpzeroexact1(i);f2(p)=frecventa2(i);
    f1(p)=frecventa1(i);p=p+1;
end
plot(t,f2,'k');plot(t,f1,'k');hold on
```

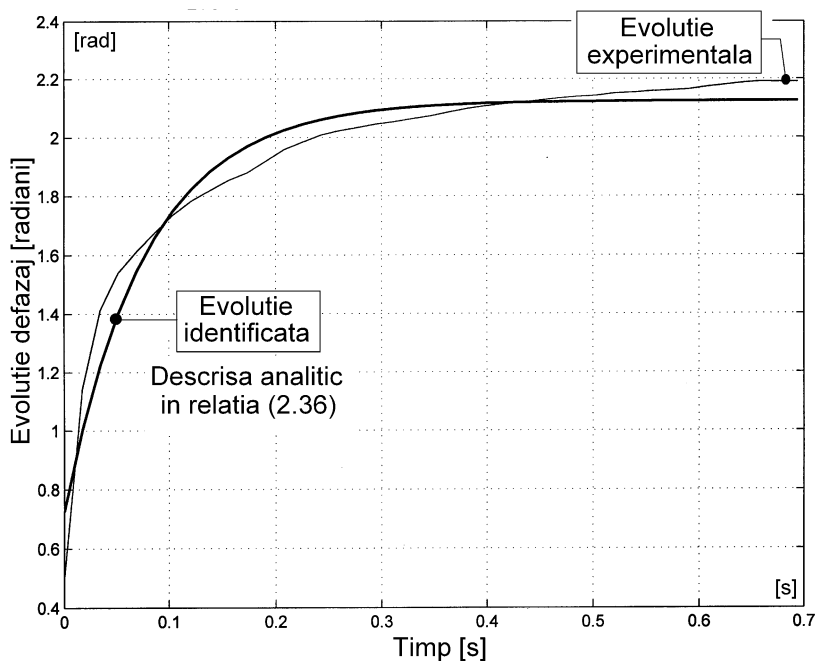


Figura 2.63 *Evoluția experimentală și identificată a defazajului.*

```
Title('EVOLUTIA FRECVENTEI SA1,SA2')
xlabel('Excursia timpului [s]');gtext('[s]');
ylabel('Excursia frecvenței [Hz]');gtext('[Hz]');
gtext('A');gtext('52,27 Hz');gtext('Tendinta ascendenta')
```

```
gtext('SA1');gtext('SA2')
ylabel('Excursia frecvenței [Hz]')
```

Cu un aspect foarte interesant. Deși frecvența semnalului de excitație

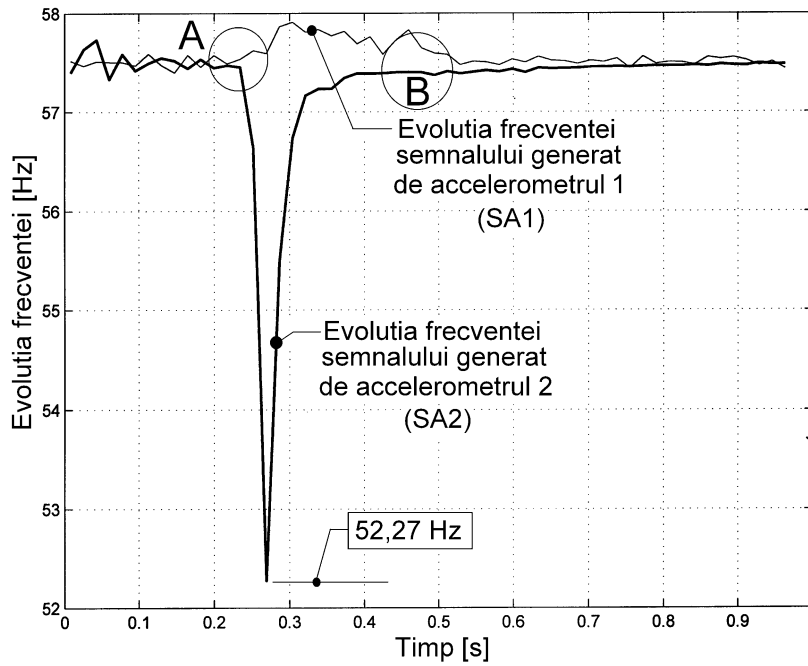


Figura 2.64 Evoluția frecvenței semnalelor SA1, SA2.

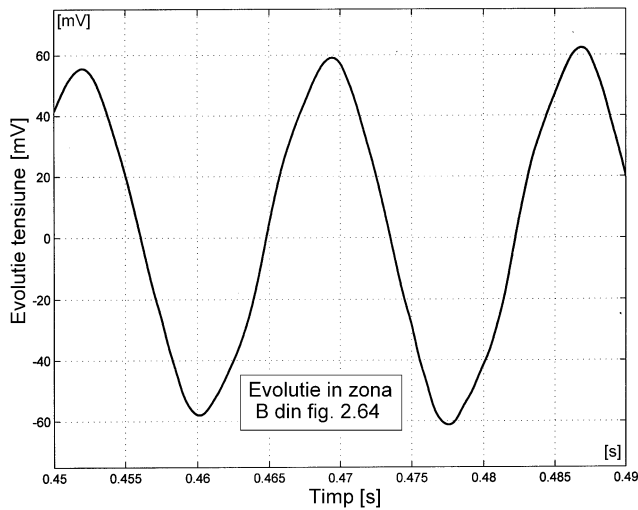


Figura 2.65 Evoluție în regim deformant a SA2.

(de alimentare a excitatorului) este practic constantă pe parcursul experimentului, la eliberarea grinzii și începutul creșterii amplitudinii SA2 frecvența SA2 are aspect clar descendent (cu evoluție impuls până la 52,27 Hz,

excursie negativă de cca. 5,2 Hz) urmată de revenire la valoarea anterioară. Aceasta se explică evident prin variația defazajului dintre cele două semnale. Creșterea defazajului nu se poate face decât prin „dilatarea” locală a semnalului SA2 (ceea ce explică scăderea severă a frecvenței SA2) urmată de revenire la valoarea inițială dar cu păstrarea valorii defazajului. S-a găsit aici un argument foarte bun pentru un fenomen asemănător [20] din acționarea electrică de curent alternativ pentru motoare asincrone în rețele trifazate. Variația defazajului curent/tensiune (produsă odată cu variația sarcinii mecanice la rotorul motorului) este obligatoriu însoțită de variația frecvenței curentului. Se mai observă ulterior revenirii tendința ușor ascendentă a evoluției frecvenței SA2. Aceasta se explică prin evoluția cert nearmonică, în regim deformant a semnalului, redată în figura 2.65 (detaliu la figura 2.57, corespunzător zonei marcate cu B pe figura 2.64), un alt aspect interesant demn de remarcat care întregește tabloul de manifestări deja reliefat.

Un aspect care trebuie subliniat pe figura 2.65 se referă la creșterea ușoară a frecvenței SA1 imediat ulterior momentului A, cu relație de cauzalitate certă legată de evoluția SA2.

2.4.1 Perspectivă energetică asupra rezonanței mecanice

Elementele experimentale prezentate anterior constată și descriu calitativ și cantitativ fenomenul de rezonanță fără a explica apariția acestuia. Este evident că amplificarea rezonanță este însoțită de creșterea cantității de energie disponibilă în sistem, energie pe care sistemul elastic al grinzii pe care s-a efectuat experimentul fără îndoială că nu o poate crea ci o primește de la sursa de energie, în cazul de față excitatorul. Sistemul elastic este dispus să primească o cantitate maximă de energie pe frecvența de excitație pe care se realizează rezonanța.

2.4.1.1 Puterea electrică activă absorbită de un circuit serie RLC excitat în zona frecvenței de rezonanță

Fenomenul de rezonanță mecanică poate fi instrumentat și înțeles din punct de vedere energetic mai întâi pe o abordare echivalentă: rezonanța

electrică. Este cunoscut faptul că circuitele electrice pasive de curent alternativ de tip Rezistor-Bobină-Condensator (RLC) realizează rezonanță (și deci disipă energie maximă pe rezistor sub formă de căldură) pe frecvența de rezonanță, pe care impedanța electrică este minimă. Un experiment organizat pe un stand experimental descris formal în figura 2.66 poate confirma această constatare.

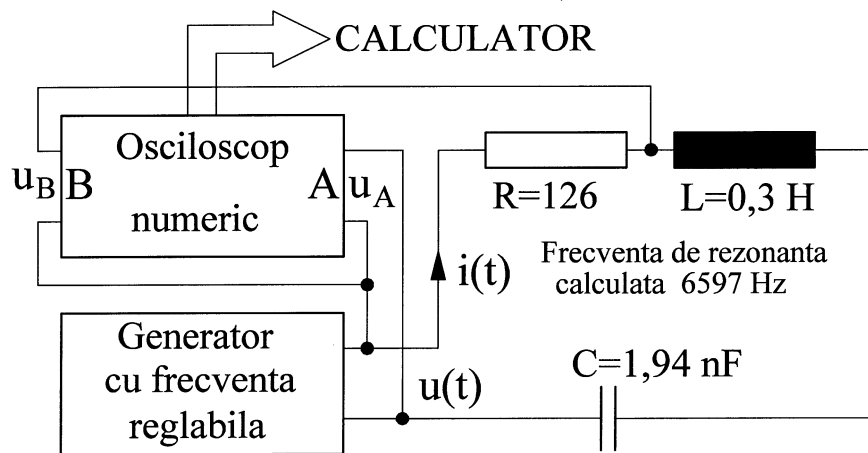


Figura 2.66 Descriere formală a standului experimental pentru cercetarea rezonanței electrice pe circuitul serie RLC.

Un generator de semnal armonic cu frecvență reglabilă alimentează un circuit serie alcătuit dintr-un rezistor cu rezistența $R = 126 \Omega$, o bobină cu inductanța $L = 0,3 H$ și un condensator cu capacitatea $C = 1,94 nF$. Rezonanța acestui circuit se realizează la pulsația $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ (aici f este frecvența) pentru care modulul impedanței electrice Z este minim:

$$(2.37) \quad Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{R^2 + \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C}\right)^2}$$

În această situație modulele reactanțelor inductivă X_L și capacitivă X_C sunt egale. Condiția aceasta se realizează pentru pulsația de excitație $\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$

respectiv frecvența: $f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}}$. Pentru datele experimentului descris

în figura 2.64 rezultă $f = 6597 Hz$.

Se poate în continuare cerceta evoluția puterii active absorbite de acest circuit pentru diferite valori ale frecvenței de excitație (la rezonanță și în proximitatea acesteia).

Puterea electrică activă absorbită de circuitul RLC de la generatorul de semnal poate fi descrisă cu relația:

$$(2.38) \quad P = \frac{1}{T} \cdot \int_{t=0}^T u(t) \cdot i(t) \cdot dt$$

Puterea electrică activă apare ca valoare medie a puterii instantanee $p(t) = u(t) \cdot i(t)$ (produsul tensiune instantanee-curent instantaneu) calculată prin integrare pe o perioadă $T=1/f$ a tensiunii instantanee $u(t)$ de excitație. Tensiunea instantanee și curentul instantaneu pot fi descrise ca mărimi armonice cu relațiile:

$$(2.39) \quad u(t) = U\sqrt{2} \sin(\omega t) \quad \text{și} \quad i(t) = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi)$$

Aici U respectiv I se numesc valori eficace ale tensiunii respectiv curentului (uneori numite și valori *rms*, abreviere de la *root mean square*, rădăcină medie pătratică), produsele $U\sqrt{2}$ și $I\sqrt{2}$ sunt amplitudinile evoluțiilor armonice, φ este defazajul dintre curent și tensiune care poate fi pozitiv sau negativ, în funcție de caracterul reactanței, inductiv ($X_L > X_C$) sau capacitiv ($X_C > X_L$).

Cu relațiile (2.39) evoluția puterii active din (2.38) se poate scrie:

$$(2.40) \quad P = \frac{2}{T} \cdot \int_{t=0}^T U \sin(\omega t) \cdot I \sin(\omega t - \varphi) \cdot dt \quad \text{respectiv}$$

$$P = \frac{2 \cdot U \cdot I}{T} \cdot \int_{t=0}^T \sin(\omega t) \cdot [\sin(\omega t) \cdot \cos(\varphi) - \cos(\omega t) \cdot \sin(\varphi)] \cdot dt$$

$$= 2 \cdot U \cdot I \cdot \cos(\varphi) \cdot \frac{1}{T} \int_{t=0}^T \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t) \cdot dt -$$

$$- 2 \cdot U \cdot I \cdot \sin(\varphi) \cdot \frac{1}{T} \int_{t=0}^T \sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t) \cdot dt$$

Adică:

$$(2.41) \quad P = 2 \cdot U \cdot I \cdot \cos(\varphi) \cdot F_1 - 2 \cdot U \cdot I \cdot \sin(\varphi) \cdot F_2$$

Cu:

$$(2.42) \quad F_1 = \frac{1}{T} \int_{t=0}^T \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t) \cdot dt$$

$$F_2 = \frac{1}{T} \int_{t=0}^T \sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t) \cdot dt$$

Deși există rațiuni matematice în baza cărora factorii F_1 și F_2 se pot calcula, se prezintă aici o metodă simplă de calcul numeric. Admițând o discretizare a exprimării variabilei timp de forma: $t \approx k \cdot \Delta t$, se poate considera $\Delta t \approx dt$, se poate scrie $T \approx n \cdot \Delta t$ iar factorul F_1 se poate prezenta sub forma:

(2.43)

$$F_1 \approx \frac{1}{n \cdot \Delta t} \sum_{t=0}^{t=n \cdot \Delta t} \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t) \cdot \Delta t = \frac{1}{n} \sum_{t=0}^{t=n \cdot \Delta t} \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t)$$

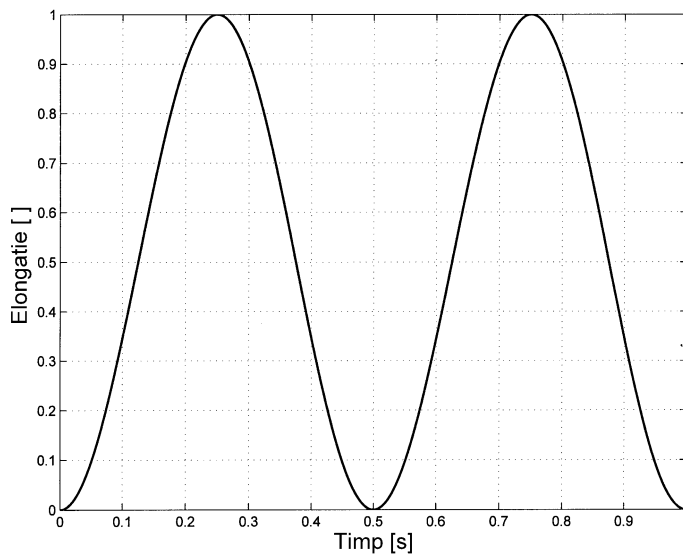


Figura 2.66 a *Reprezentare grafică a funcției $\sin(\omega \cdot t) \cdot \sin(\omega \cdot t)$ pe un interval egal cu perioada $T=1$ s. $F_1=1/2$ [].*

Cu ajutorul programului `sinsin` cu *listing*-ul prezentat mai jos se poate reprezenta cu titlu de exemplu evoluția funcției $\sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t)$ pe durata unei perioade $T = 1$ s și se calculează conform cu (2.43) valoarea lui F_1

ca medie aritmetică (de n valori) a acestei funcții pe perioada T .

Program sinsin

```

close all;clear
all;puls=2*pi;per=2*pi/puls;med=0;k=1;dt=0.0001;
for t=0:dt:per;
    ord(k)=sin(puls*t)*sin(puls*t);med=med+ord(k);
    absc(k)=t;k=k+1;
end
k=k-1;med=med/k
plot(absc,ord,'k','LineWidth',1.5);grid

```

Conform reprezentării din figura 2.66 a se observă în primul rând faptul că funcția $\sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t)$ are frecvența dublă față de cea a curentului și a tensiunii instantanee. Se observă de asemeni faptul că valoarea medie a acestei funcții este 1/2, deci $F_1=1/2$ ceea ce rezultă și din interogarea valorii med după rularea programului.

Considerente absolut identice permit scrierea factorului F_2 conform cu:

(2.44)

$$F_2 \approx \frac{1}{n \cdot \Delta t} \sum_{t=0}^{t=n \cdot \Delta t} \sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t) \cdot \Delta t = \frac{1}{n} \sum_{t=0}^{t=n \cdot \Delta t} \sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t)$$

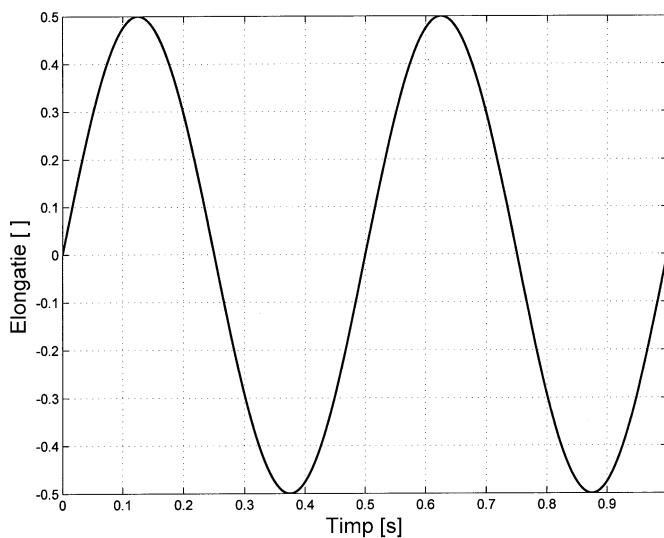


Figura 2.66 b Reprezentare grafică a funcției $\sin(\omega \cdot t) \cdot \cos(\omega \cdot t)$ pe un interval egal cu perioada $T=1$ s. $F_2 = 0$ [].

prezentat în continuare:

Reprezentarea evoluției temporale a funcției $\sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t)$ pe durata unei perioade T precum și calculul factorului F_2 se poate face rulând un program Matlab formal identic cu cel anterior, cu listing-ul

Program sincos

```
close all;clear
all;puls=2*pi;per=2*pi/puls;med=0;k=1;
for t=0.0001:0.0001:per;
ord(k)=sin(puls*t)*cos(puls*t);
med=med+ord(k);absc(k)=t;k=k+1;
end
k=k-1;med=med/k
plot(absc,ord,'k','LineWidth',1.5);grid
```

În acest caz, conform reprezentării din figura 2.66 b, se observă de asemenea că funcția $\sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t)$ are frecvență dublă față de cea a tensiunii instantanee și se obține o valoare nulă a factorului F_2 .

Cu $F_1 = 1/2$ și $F_2 = 0$, relația (2.41) devine:

$$(2.45) \quad P = U \cdot I \cdot \cos(\varphi)$$

Puterea activă fiind de fapt produsul dintre valorile eficace ale tensiunii și curentului instantaneu și a așa numitului factor de putere $\cos(\varphi)$. Utilizarea acestei relații pentru evaluarea puterii active este relativ dificilă. Ea va fi folosită în continuare doar ca referință teoretică pentru demersurile ulterioare, în special ca element de analogie cu descrierea puterii mecanice absorbite de sistemele elastice (masă-arc-amortizor).

Să reluăm demersul de față de la relația (2.38). Conform figurii 2.66, cu ajutorul unui osciloscop numeric, sunt prelevate și transmise unui calculator două tensiuni: u_A și u_B . Cele două tensiuni descriu în această ordine tensiunea instantanee $u(t)$ și curentul instantaneu $i(t)$ (dedus pe baza relației $i(t) = u_B(t)/R$ aplicând legea lui Ohm) aplicate circuitului RLC, și utilizate în relația (2.38). Pe baza acestor considerente relația (2.38) poate fi rescrisă sub forma:

$$(2.46) \quad P = \frac{1}{T \cdot R} \cdot \int_{t=0}^{t=T} u_A(t) \cdot u_B(t) \cdot dt$$

Valorile de tensiune prelevate de către calculator prin intermediul osciloscopului sunt eșantionate și convertite în format numeric. Fie Δt intervalul de eșantionare al celor două tensiuni (considerat suficient de mic). Fie exprimarea perioadei T sub forma: $T \approx n \cdot \Delta t$, cu n un număr întreg (ca

număr de eșantioane). Fie exprimarea numerică a tensiunilor implicate în (2.46) sub forma: $u_A(t) = u_A(k \cdot \Delta t)$, respectiv $u_B(t) = u_B(k \cdot \Delta t)$, admițând o reprezentare discretă (eșantionată) a timpului de forma $t = k \cdot \Delta t$. Pentru efectuarea calculelor, relația (2.46) este aproximată prin sumare finită, (admițând că $dt \approx \Delta t$, pentru Δt suficient de mic) conform cu:

$$(2.47) \quad P \approx \frac{1}{n \cdot \Delta t} \cdot \frac{1}{R} \sum_{k=1}^n [u_A(k \cdot \Delta t) \cdot u_B(k \cdot \Delta t) \cdot \Delta t]$$

În relația (2.47) constanta Δt se scoate în afara sumei și se simplifică astfel încât aceasta devine:

$$(2.48) \quad P \approx \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{R} \sum_{k=1}^n [u_A(k \cdot \Delta t) \cdot u_B(k \cdot \Delta t)]$$

Pe baza relației (2.48) se poate măsura puterea absorbită de circuitul serie

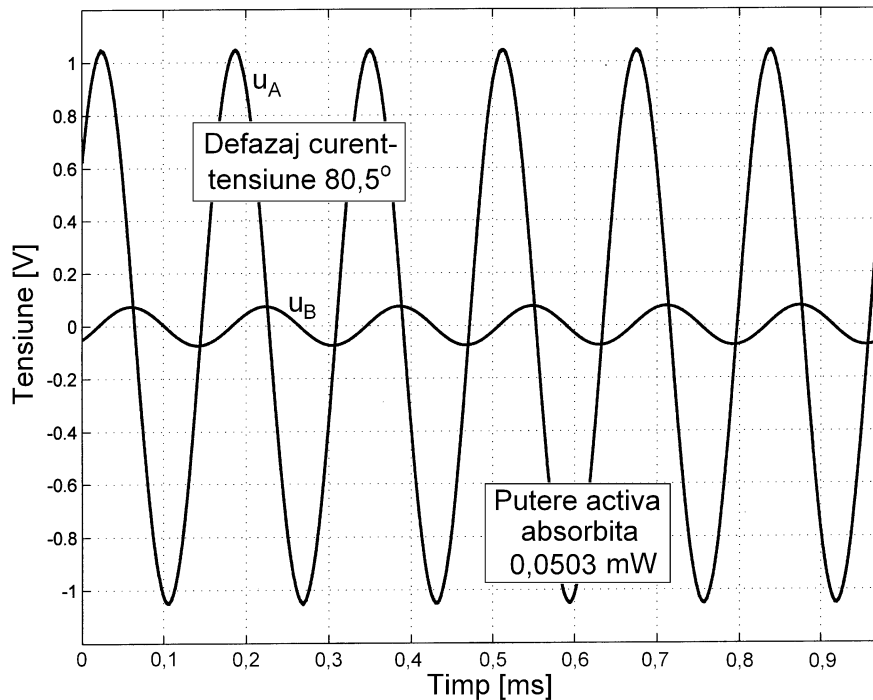


Figura 2.67 Relația dintre tensiunile u_A și u_B pentru o frecvență subrezonantă (6122 Hz) de alimentare a circuitului; $P = 50,3 \mu W$.

RLC. Fie trei situații distincte de alimentare a circuitului RLC, cu tensiune $u_A(t)$ de amplitudine constantă dar pentru trei valori diferite ale frecvenței în zona rezonanței.

În figura 2.67 se prezintă evoluția tensiunilor u_A și u_B pentru o frecvență a semnalului de alimentare de 6122 Hz (subrezonanță).

Pentru un interval de eșantionare de $\Delta t = 100 \text{ ns}$, aplicarea formulei (2.48) -în care $n = 1633$ - conduce la determinarea puterii electrice active $P = 50,3 \mu\text{W}$. Pe figură este marcat și defazajul curent-tensiune, $\varphi = 80,5^\circ$ (curentul este defazat în urma tensiunii, conform cu (2.39) trece mai târziu prin zero). Dacă defazajul este pozitiv se spune că reactanța circuitului are caracter inductiv. Puterea electrică activă absorbită este foarte mică în special din cauza factorului de putere foarte mic. Conform cu (2.45), $\cos(\varphi) = 0,165$.

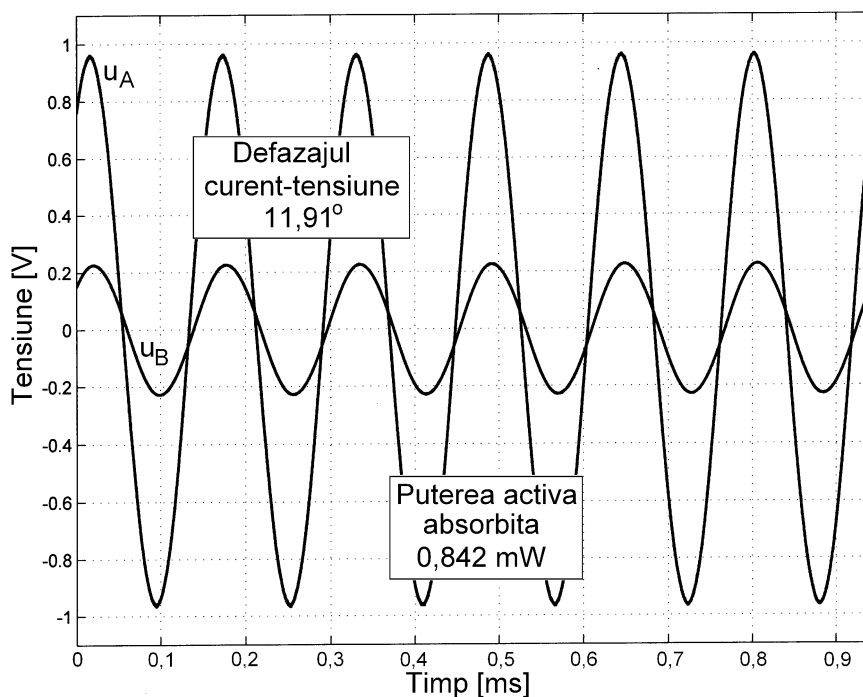


Figura 2.68 Relația dintre tensiunile u_A și u_B pentru o frecvență de alimentare a circuitului aproape de rezonanță (6364 Hz); $P = 842 \mu\text{W}$.

În figura 2.68 se prezintă evoluția tensiunilor u_A și u_B pentru o frecvență a semnalului de alimentare de 6364 Hz (aproape de rezonanță).

Sunt de remarcat aici două aspecte prin comparație cu figura 2.67. Primul este creșterea amplitudinii tensiunii u_B , deci a curentului din circuit. Al doilea este legat de reducerea drastică a defazajului curent-tensiune până la valoarea $\varphi = 11,91^\circ$ (reactanța circuitului are încă caracter inductiv). Ambele aspecte concură la creșterea puterii active absorbite care aici are valoarea $P = 842 \mu W$. Este evident faptul că la excitarea circuitului la rezonanță defazajul curent-tensiune va fi zero, factorul de putere fiind maxim $\cos(\varphi) = 1$, reactanța este nulă ($X_L = X_C$), caracterul sarcinii este pur rezistiv, efectele induse în circuit de bobină și condensator dispar. Evident, puterea activă absorbită de circuit va fi maximă. Practic aici rezonanța este dificil de atins din cauza dificultăților de reglaj a frecvenței.

În figura 2.69 se prezintă evoluția tensiunilor u_A și u_B pentru o frecvență a

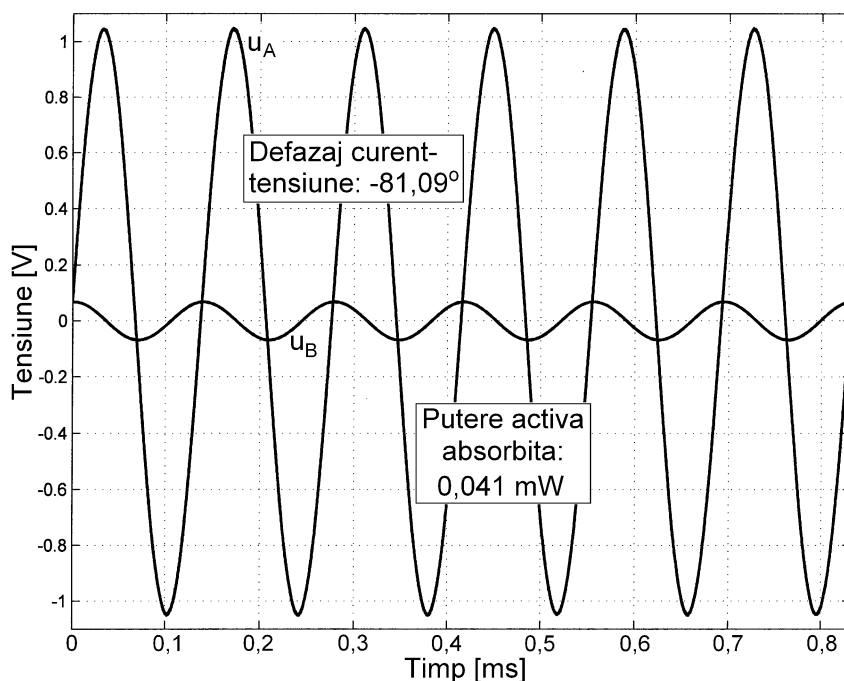


Figura 2.69 Relația dintre tensiunile u_A și u_B pentru o frecvență suprazonantă a tensiunii de alimentare (7212 Hz). $P = 41 \mu W$.

semnalului de alimentare de 7212 Hz (suprazonantă).

Și aici sunt de remarcat două aspecte. Valoarea tensiunii u_B (deci a curentului în circuit) scade din nou, aparent asemănător valorii din figura 2.67

și defazajul curent-tensiune se modifică radical, de această dată $\varphi = -81.09^\circ$ este negativ ceea ce înseamnă un caracter pur capacitiv al reactanței inductive ($X_c > X_L$), curentul trece prin valori nule înaintea tensiunii. Ambele aspecte concură la definirea unei puteri active absorbite cu valoare redusă: $P = 41 \mu W$.

Cele trei experimente descrise în figurile 2.67, 2.68 și 2.69 justifică o concluzie importantă: *puterea activă absorbită de către circuitul serie RLC este maximă la rezonanță și tinde asimptotic la zero pentru valori ale frecvenței de excitație sub și suprarezonante*. În toate cele trei situații puterea activă absorbită este disipată sub formă de căldură de către rezistor (efect Joule).

2.4.1.2 Puterea mecanică activă absorbită de un sistem masă-arc-amortizor excitat armonic. Studiu teoretic.

O serie de considerații teoretice prezentate anterior cu privire la puterea electrică activă absorbită de circuitul serie RLC se regăsesc principial în cazul cercetării evoluției puterii mecanice active absorbite de un sistem masă-arc-

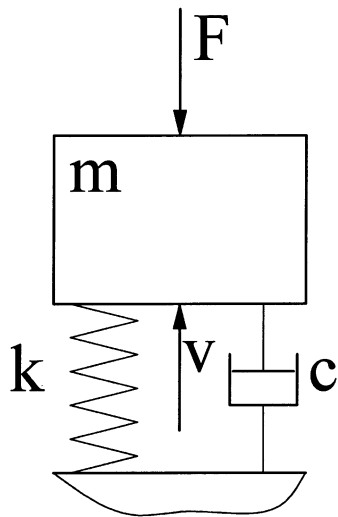


Figura 2.70 *Reprezentare formală a forței și vitezei de excitație.*

amortizor (MAA) excitat cu o forță armonică. Fie o reprezentare convențională ale forței de excitație și vitezei masei unui sistem MAA conform figurii 2.70, aici considerate în opoziție de fază. Pentru simplificare presupunem că forța și viteza acționează în același punct (sunt colocalizate) având în vedere că masa m din figura 2.70 este rigidă. Fie expresiile forței F și ale vitezei v (instantanee) în cazul excitației armonice descrise cu:

(2.49)

$$F = F_a \cdot \sin(\omega \cdot t) \text{ respectiv}$$

$$v = v_a \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha)$$

Este evident faptul că o forță armonică de pulsație ω produce o deplasare a masei m cu o viteză armonică de aceeași pulsație dar defazată cu unghiul de defazaj α (care depinde de valoarea pulsației de excitație). În (2.49) F_a și v_a sunt amplitudinile (valorile maxime ale elongațiilor forței respectiv vitezei).

Produsul valorilor instantanee ale forței și vitezei din (2.49) definește așa numita putere mecanică instantanee (a se vedea analogia cu puterea electrică instantanee din orizontul relației (2.38) conform cu:

$$(2.50) \quad N_i(t) = F \cdot v = F_a \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot v_a \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha)$$

Aici (2.50) este o expresie parametrică cu parametrul t (timpul).

Prima parte a definiției (2.50) este binecunoscută în practica sistemelor cu mișcări liniare cu vectorii forță și viteză (cu modul constant sau lent variabili) având același suport și sens. A doua parte a definiției utilizează proiecțiile celor doi vectori pe o aceeași direcție.

Relația (2.50) poate fi prelucrată matematic conform cu:

(2.51)

$$\begin{aligned} N_i(t) &= F_a \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot v_a \cdot [\sin(\omega \cdot t) \cdot \cos(\alpha) - \cos(\omega \cdot t) \cdot \sin(\alpha)] \\ &= \\ &F_a \cdot v_a \cdot [\sin(\omega \cdot t) \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot \cos(\alpha) - \sin(\omega \cdot t) \cos(\omega \cdot t) \cdot \sin(\alpha)] \end{aligned}$$

O simulare grafică a evoluției temporale a puterii mecanice instantanee și a constituenților se poate face pe baza programului Matlab cu listing-ul următor:

```
close all;clear all;frecventa=1;k=1;med=0;
for t=0:0.01:1;
    f(k)=1*sin(2*pi*t);v(k)=1*sin(2*pi*t-pi/6);
    putinst(k)=f(k)*v(k);timp(k)=t;med=med+putinst(k);k=
    k+1;
end
med=med/(k-1);
plot(timp,f,'k','LineWidth',1.5);hold on
plot(timp,v,'k','LineWidth',1.5);
plot(timp,putinst,'k','LineWidth',1.5);grid
axis([0 1 -1.05 1.05])
```

Pentru simulare se consideră că forța și viteza au amplitudini unitare (1 N respectiv 1 m/s), ca mărimi armonice cu frecvența de 1 Hz, defazate cu $\alpha = 30^\circ$. Se consideră o secvență cu durata de 1 s. Rezultatul grafic al rulării se prezintă în figura 2.71.

Se observă faptul că puterea instantanee are o evoluție pulsatorie cu frecvență dublă față de cea a componentelor multiplicare. Această evoluție poate fi privită ca suma dintre o componentă armonică și una constantă (continuă). Anticipând, componenta constantă (valoarea medie a puterii instantanee) este de fapt puterea mecanică activă (reală) transferată ireversibil sistemului MAA

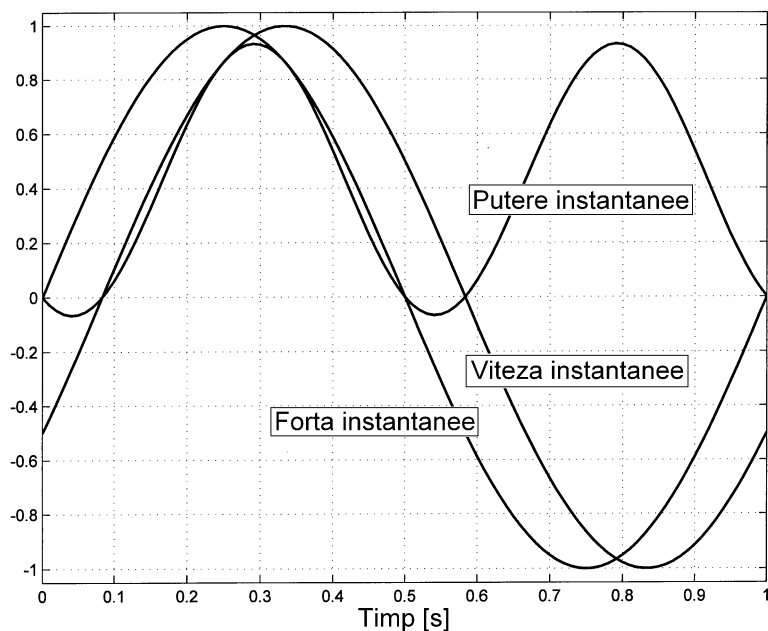


Figura 2.71 Rezultat grafic al simulării evoluției puterii instantanee și a componentelor. Defazaj $\alpha = 30^\circ$. Putere mecanică activă: 0,4287 W.

și disipată sub formă de căldură prin frecare vâscoasă în interiorul amortizorului. Valoarea medie a puterii instantanee se obține dacă după rularea programului se interoghează valoarea med (aici 0,4287 W). Componenta armonică circulă periodic între MAA și sistemul fizic care produce forța de excitație, fără a produce efecte de tip disipativ. Foarte interesant, ea are frecvența dublă față de cea a forței de excitație.

Valențele practice ale simulării pot fi valorificate complet dacă se rulează programul pentru diferite valori ale defazajului curent-tensiune. Prezintă aici

interes circumstanțele în care componenta continuă (puterea mecanică activă, reală) a puterii instantanee este maximă, când pentru aceleași valori ale amplitudinilor defazajul dintre forța și viteza instantanee este nul ($\alpha = 0^\circ$, forța și viteza sunt în fază). Se substituie linia 3 a programului cu linia:

$$f(k) = 1 * \sin(2 * \pi * t); v(k) = 1 * \sin(2 * \pi * t - 0);$$

Rularea acestuia conduce la rezultatul grafic din figura 2.72. Valoarea puterii mecanice active este în acest caz maximă, de 0,4950 W. O estimare mai exactă se obține dacă linia a doua a programului se înlocuiește cu:

$$\text{for } t = 0 : 0.00001 : 1;$$

S-a diminuat sever valoarea ratei de eșantionare. Rularea programului conduce la definirea valorii acestei puteri de 0,5 W. Se va dovedi ulterior că

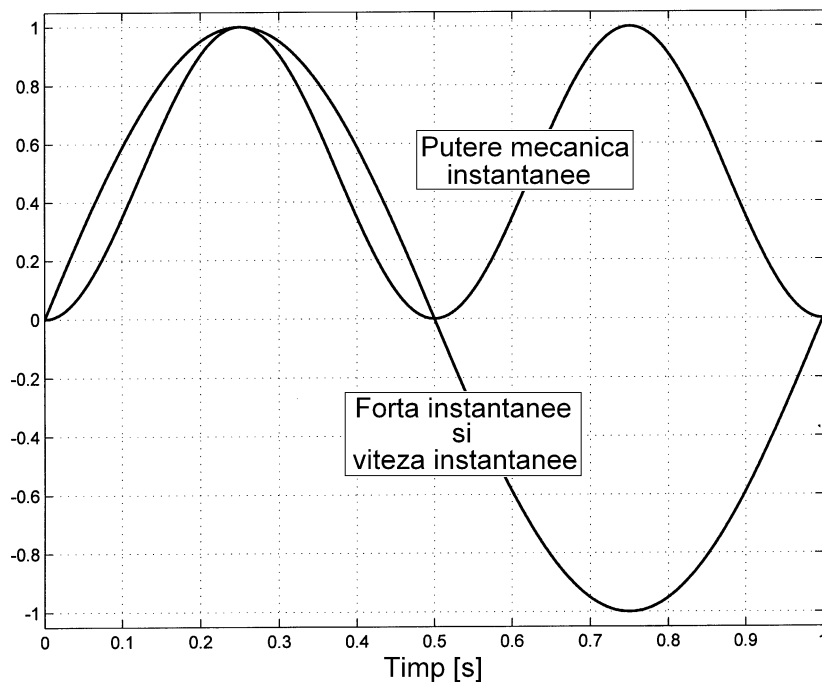


Figura 2.72 Rezultat grafic al simulării evoluției puterii instantanee și a componentelor. Defazaj $\alpha = 0^\circ$. Putere mecanică activă: 0,5 W.

valoarea exactă a acestei puteri este descriptibilă exact ca $(1/\sqrt{2})^2$.

Prezintă de asemeni un interes particular circumstanțele în care componenta continuă (puterea mecanică activă, reală) a puterii instantanee este negativă (de exemplu pentru $\alpha = 180^\circ$). Se rulează programul în condițiile de până

acum, excepție linia 3 care trebuie modificată corespunzător noii valori a defazajului conform cu:

$$f(k)=1*\sin(2*\pi*t);v(k)=1*\sin(2*\pi*t-\mathbf{\pi});$$

Rezultatul grafic al simulării se prezintă în figura 2.73. Forța și viteza sunt în opoziție de fază. Este evident faptul că puterea mecanică activă este negativă și are valoarea $-0,5\text{ W}$. Semnul minus al puterii mecanice active indică faptul că aceasta circulă de la MAA către sursa de excitație. Sursa de

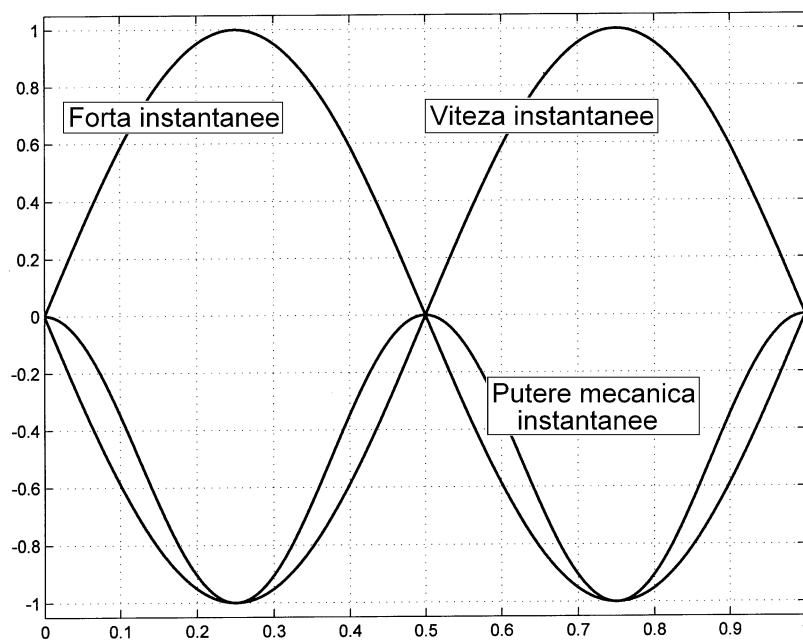


Figura 2.73 Rezultat grafic simulare evoluție putere instantanee și componente. Defazaj $\alpha=180^\circ$. **Putere mecanică activă negativă: $-0,5\text{ W}$.**

excitație elimină energie din MAA realizând funcția de amortizare activă. Există circumstanțe practice în care acest fenomen apare și este utilizat [30]. Este de intuit faptul că atunci când defazajul dintre forță și viteză este $\alpha = 90^\circ$ (situație numită și cuadratură de fază) se ajunge la o situație practică la fel de interesantă: puterea mecanică activă este nulă. Aspectul poate fi probat prin simulare în maniera deja arătată, substituind linia 3 cu:

$$f(k)=1*\sin(2*\pi*t);v(k)=1*\sin(2*\pi*t-\mathbf{\pi/2});$$

Revenind la relația (2.51), aceasta poate fi rescrisă în forma:

$$(2.52) \quad N_i(t) = F_a \cdot v_a \cdot \cos(\alpha) \cdot (F_{1i} - F_{2i})$$

Unde:

$$(2.53) \quad F_{1i} = \sin(\omega \cdot t) \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad \text{și} \quad F_{2i} = \sin(\omega \cdot t) \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

În mod absolut identic cu relația (2.38) puterea mecanică activă este valoarea medie a puterii mecanice instantanee pe o perioadă T a evoluției forței de excitație, conform cu:

$$(2.54) \quad N = \frac{1}{T} \cdot \int_{t=0}^{t=T} N_i(t) \cdot dt = \frac{F_a \cdot v_a \cdot \cos(\alpha)}{T} \cdot \left(\int_{t=0}^{t=T} F_{1i} \cdot dt - \int_{t=0}^{t=T} F_{2i} \cdot dt \right)$$

Sau:

$$(2.55) \quad N = F_a \cdot v_a \cdot [F_1 \cdot \cos(\alpha) - F_2 \cdot \sin(\alpha)]$$

Unde:

$$(2.56)$$

$$F_1 = \frac{1}{T} \cdot \int_{t=0}^{t=T} \sin(\omega \cdot t) \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot dt$$

$$F_2 = \frac{1}{T} \cdot \int_{t=0}^{t=T} \sin(\omega \cdot t) \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot dt$$

Este interesant de remarcat că s-au obținut exact aceleași expresii matematice deja descrise în relațiile (2.42). Valorile celor două mărimi au fost deja determinate anterior, $F_1 = 1/2$ conform cu scrierea (2.43) și simularea aferentă, $F_2 = 0$ conform cu scrierea (2.44) și simularea aferentă. Cu aceasta relația (2.55) a puterii mecanice active se poate scrie conform cu:

$$(2.57) \quad N = \frac{1}{2} \cdot F_a \cdot v_a \cdot \cos(\alpha)$$

Fie scrierea valorilor amplitudinilor forței și vitezei instantanee în forma:

$$(2.58) \quad F_a = \sqrt{2} \cdot F_e \quad \text{și} \quad v_a = \sqrt{2} \cdot v_e$$

unde F_e și v_e sunt valorile eficace (sau *rms*, sau încă rădăcină medie pătratică) ale forței respectiv vitezei pe o perioadă T .

Validitatea expresiilor (2.58) se poate verifica prin simulare numerică Matlab. Fie intervalul de eșantionare Δt și numărul de eșantioane n pe o perioadă T scrisă în forma $T = n \cdot \Delta t$. Prin definiție rădăcina medie pătratică a forței instantanee F este dată de:

$$(2.59) \quad F_e = \sqrt{\frac{F^2(\Delta t) + F^2(2 \cdot \Delta t) + \dots + F^2(n \cdot \Delta t)}{n}} = \frac{F_a}{\sqrt{2}}$$

Dacă se consideră o amplitudine unitară a forței ($F_a=1$), un increment $\Delta t=0,0001s$ și o valoare a perioadei $T=1s$ (deci $n=10000$) se poate verifica formula (2.59) prin rularea secvenței Matlab:

```
close all;clear all
puls=2*pi;per=2*pi/puls;med=0;k=1;inc=0.0001;
for t=inc:inc:per;
    ord(k)=(sin(puls*t))^2;med=med+ord(k);k=k+1;
end
k=k-1;;med=med/k;med=med^0.5
```

Rularea conduce la listarea variabilei $med = 0,7071 = 1/\sqrt{2}$ adică exact valoarea eficace a forței conform cu (2.59).

Cu aceasta, relațiile (2.49) de definire a forței și vitezei instantanee se vor scrie în forma:

$$(2.60) \quad F = \sqrt{2} \cdot F_e \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad \text{respectiv} \quad v = \sqrt{2} \cdot v_e \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha)$$

Obținându-se de fapt o scriere formal identică cu definițiile din (2.39) folosite pentru expresiile tensiunii și curentului instantaneu din alimentarea circuitului RLC.

Mai mult, notațiile (2.58) permit rescrierea relației (2.57) de definire a puterii mecanice active conform cu:

$$(2.60) \quad N = \frac{I}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot F_e \cdot \sqrt{2} \cdot v_e \cdot \cos(\alpha)$$

Adică:

$$(2.61) \quad N = F_e \cdot v_e \cdot \cos(\alpha)$$

Puterea mecanică activă este definită ca produsul valorilor eficace ale forței, vitezei instantanee și ale cosinusului unghiului de defazaj dintre elongațiile forței și vitezei.

Este extrem de important de remarcat faptul că relația (2.61) este matematic identică cu relația (2.45), ceea ce înseamnă că analogia dintre un circuit electric RLC și un sistem mecanic MAA este perfectă. Fenomene principial diferite, de natură mecanică și electrică (aici în special rezonanța) sunt descriabile de manieră identică din punct de vedere energetic.

Relația (2.61) explică rezultatul simulării din figura 2.73. Puterea mecanică activă poate fi negativă doar dacă cosinusul unghiului de defazaj dintre forță și viteză ($\cos(\alpha)$) este negativ (conform cu (2.59) valorile F_e și v_e sunt întotdeauna pozitive). Conceptul de putere mecanică activă negativă este important pentru studiul sistemelor de amortizare activă.

În termenii comentariilor făcute la relația (2.45), $\cos(\alpha)$ poate fi numit factor de putere mecanică.

Relația (2.61) poate fi rescrisă plecând de la expresia elongației mișcării masei din MAA (fig. 2.70) excitată de către forța F (din (2.49)) în regim stabilizat (așa numita componentă de regim forțat).

$$(2.62) \quad x(t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t - \theta)$$

Aici A este amplitudinea mișcării (dependentă de pulsația ω a excitației) iar θ este unghiul de defazaj dintre forța de excitație și elongația mișcării.

Viteza masei sistemului MAA (în accepțiunea din figura 2.70) rezultă prin derivarea relației (2.62) în raport cu timpul, conform cu:

$$(2.63) \quad v(t) = \omega \cdot A \cdot \cos(\omega \cdot t - \theta)$$

Relația se mai poate scrie în forma:

$$(2.64) \quad v(t) = \omega \cdot A \cdot \sin(90^\circ - \omega \cdot t + \theta)$$

Aceasta este o scriere perfect echivalentă cu cea din (2.40) dacă se admit următoarele notații pentru amplitudinea v_a a vitezei și pentru unghiul de defazaj α dintre forță și viteză:

$$(2.65) \quad v_a = \omega \cdot A \quad \text{și} \quad \alpha = \theta - 90^\circ$$

În aceste condiții relația (2.57) a puterii mecanice active poate fi rescrisă conform cu:

$$(2.66) \quad N = \frac{1}{2} \cdot F_a \cdot v_a \cdot \cos(\alpha) = \frac{1}{2} \cdot F_a \cdot \omega \cdot A \cdot \cos(\theta - 90^\circ)$$

Sau:

$$(2.67) \quad N = \frac{1}{2} \cdot F_a \cdot \omega \cdot A \cdot \sin(\theta)$$

În teoria vibrațiilor [15] este cunoscută expresia amplitudinii A din (2.62) sub forma:

$$(2.68) \quad A = \frac{F_a}{k} \cdot \frac{1}{\sqrt{(1 - \eta^2)^2 + 4 \cdot \eta^2 \cdot \xi^2}}$$

și a unghiului de defazaj θ sub forma:

$$(2.69) \quad \operatorname{tg}(\theta) = \frac{2 \cdot \eta \cdot \xi}{1 - \eta^2}$$

În (2.68) și (2.69) k este rigiditatea arcului din MAA (figura 2.70), $\eta = \omega/p$ este pulsația relativă (ω este pulsația de excitație iar $p = (k/m)^{0.5}$ este așa numita pulsație proprie a sistemului neamortizat) iar $\xi = c/(2mp)$ este așa numitul grad de amortizare al sistemului MAA.

Dacă se admite faptul că expresia (2.69) este dedusă geometric dintr-un triunghi dreptunghic formal, pentru un unghi θ dintre ipotenuză și o catetă cu lungimea egală cu $l_{c1}=1-\eta^2$ și care are cealaltă catetă (opusă unghiului) cu lungimea $l_{c2}=2\cdot\eta\cdot\xi$, atunci lungimea l_i a ipotenuzei este evident egală cu:

$$(2.70) \quad l_i = \sqrt{l_{c1}^2 + l_{c2}^2} = \sqrt{(1-\eta^2)^2 + 4\cdot\eta^2\cdot\xi^2}$$

Cu aceasta se poate scrie expresia sinusului unghiului θ din triunghiul formal definit anterior conform cu:

$$(2.71) \quad \sin(\theta) = \frac{l_{c2}}{l_i} = \frac{2\cdot\eta\cdot\xi}{\sqrt{(1-\eta^2)^2 + 4\cdot\eta^2\cdot\xi^2}}$$

Pe baza rezultatelor (2.68) și (2.71) se poate rescrie relația (2.67) conform cu:

$$(2.72) \quad N = F_a^2 \cdot \frac{\omega}{k} \cdot \frac{\eta\cdot\xi}{(1-\eta^2)^2 + 4\cdot\eta^2\cdot\xi^2} = F_a^2 \cdot N_u$$

Cu:

$$(2.73) \quad N_u = \frac{\omega}{k} \cdot \frac{\eta\cdot\xi}{(1-\eta^2)^2 + 4\cdot\eta^2\cdot\xi^2}$$

Ca factor în (2.72), care poate fi numit putere mecanică activă unitară. Acest factor are semnificație de putere mecanică activă absorbită de MAA (de la sursa care generează forța de excitație) pentru o forță cu amplitudinea unitară ($F_a=IN$).

Relația (2.73) descrie dependența de pulsația ω a forței de excitație pentru puterea mecanică activă absorbită de sistemul MAA. Caracterul dependenței este dat de puterea mecanică activă unitară N_u .

2.4.2 Instrumentare experimentală a rezonanței mecanice pe baza evoluției puterii electrice active

Conform relației (2.61) măsurarea puterii mecanice active absorbite de sistemul MAA presupune plasarea unui senzor de forță (care să măsoare valoarea eficace a forței de excitație) și a unui senzor de viteză absolută (care să măsoare valoarea eficace a vitezei masei

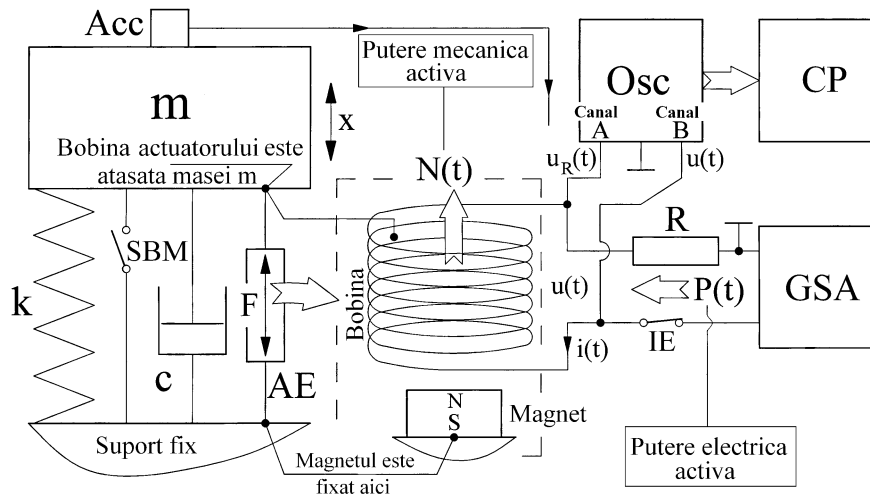


Figura 2.74 Descriere formală a standului experimental pentru măsurarea puterii active absorbite de un sistem masă-arc-amortizor excitat armonic.

excitate). În plus trebuie asigurată măsurarea valorii defazajului α dintre forța și viteza instantanee și calcularea factorului de putere mecanică $\cos(\alpha)$.

Aceste circumstanțe experimentale sunt evident foarte dificil de realizat. Din acest motiv trebuie formulată o altă strategie de măsurare a puterii mecanice active [31]. O opțiune interesantă se prezintă în continuare, pe baza considerațiilor legate de figura 2.74.

Excitația unei structuri formale MAA se poate face cu ajutorul unui actuator electrodinamic AE alcătuit dintr-o bobină și un magnet permanent (cu magnetizare axială) plasat concentric cu bobina, fără contact fizic cu aceasta. Bobina (realizată pe un suport izolator) este solidară cu masa m , magnetul este solidar cu suportul fix. Bobina poate fi alimentată cu o tensiune armonică $u(t)$ dacă este conectată la un generator de semnal armonic GSA și întrerupătorul electric IE este

închis. Se presupune că sistemul MAA este liber să vibreze (sistemul de blocare mecanică **SBM** este deschis).

Elementele formale descrise în figura 2.74 sunt utilizate pentru

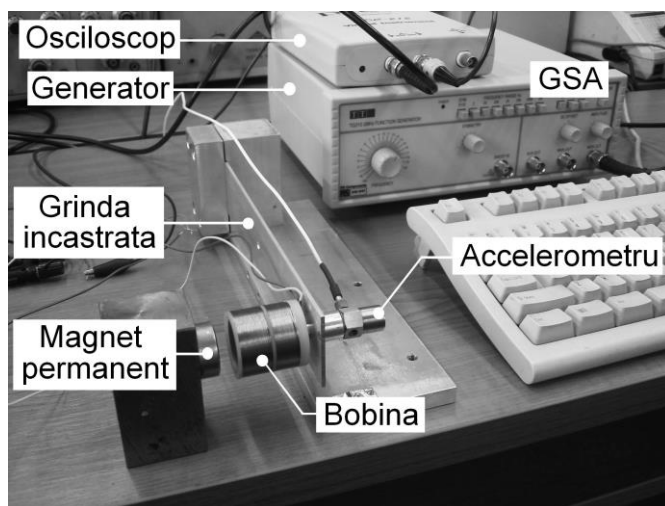


Figura 2.75 Vedere asupra standului experimental.

construirea unui stand experimental descris parțial în figura 2.75. Sistemul MAA este alcătuit dintr-o grindă încadrată din aluminiu, pe al cărei capăt liber se montează o bobină și un

accelerometru. În proximitatea bobinei se montează un magnet permanent plasat pe un bloc paralelipipedic din oțel moale care se comportă ca deflector (concentrator) de câmp magnetic.

Tensiunea armonică $u(t)$ generează un curent armonic $i(t)$ prin circuitul de alimentare a bobinei. Interacțiunea dintre acest curent și câmpul magnetic creat de magnetul permanent creează o forță armonică $F(t)$. În consecință masa vibrează și ea executând o mișcare armonică $x(t)$ decelabilă cu ajutorul unui accelerometru (**Acc** pe figura 2.74). Puterea electrică activă absorbită de bobină poate fi descrisă (pe considerentele care au condus la relația (2.48)) conform cu:

$$(2.74) \quad P \approx \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{R} \cdot \sum_{k=1}^n \{ u_R(k \cdot \Delta t) \cdot [u(k \cdot \Delta t) - u_R(k \cdot \Delta t)] \}$$

Aici rezistorul cu rezistența **R** este înseriat în circuitul de alimentare a bobinei și servește la măsurarea curentului descris în format analogic conform cu: $i(t) = u_R(t)/R$ iar în format numeric conform cu: $i(k \cdot \Delta t) = u_R(k \cdot \Delta t)/R$.

Căderea de tensiune pe bobină $u_B(t)$ este descrisă în format numeric conform cu: $u_B(t) = [u(k \cdot \Delta t) - u_R(k \cdot \Delta t)]$.

Tensiunile implicate în relația (2.74) pot fi prelevate în format analogic cu ajutorul unui osciloscop numeric **OSC** folosind cele două canale ale acestuia, și transmise în format numeric către un calculator personal **CP** care îndeplinește funcții de calcul și de arhivare a datelor pe baza relației (2.74). Se utilizează un program adecvat scris în Matlab care prezintă o particularitate interesantă: realizează determinarea frecvenței (perioadei) pe baza analizei semnalului de descriere a uneia din tensiunile din (2.74), de unde rezultă valoarea n a numărului de eșantioane.

O parte a puterii electrice active absorbite de către actuatorul electrodinamic de la generator este convertită în putere mecanică activă transferată sistemului MAA care vibrează. Cealaltă parte a puterii electrice active este convertită și disipată de bobină sub formă de căldură (efect Joule). La începutul mișcării vibratorii o parte a puterii mecanice active absorbite de sistemul MAA este stocată sub formă de energie modală. Cealaltă parte este disipată tot sub formă de căldură prin frecări (frecări vâscoase în amortizor și histeretice în arc). La echilibru (când sistemul vibrează cu amplitudine constantă) toată puterea mecanică absorbită de sistemul MAA se disipă prin frecări.

Evident între cele două tipuri de putere activă (mecanică și electrică) există corelația intermediată de randamentul μ (subunitar) al conversiei:

$$(2.75) \quad N = \mu \cdot P$$

De aici rezultă că sub rezerva cunoașterii valorii μ a randamentului conversiei puterii (energiei) din forma electrică în cea mecanică se poate cunoaște valoarea N a puterii mecanice active absorbite de sistemul MAA dacă se măsoară puterea electrică activă P absorbite de bobina din AE. Pentru simplificarea demersului, în (2.75) se va considera că randamentul are valoare unitară, astfel încât formal $N = P$. Pentru cele două tipuri de putere activă sunt evident valabile relațiile (2.61), (2.67) sau (2.72) –pentru puterea mecanică- și (2.74) pentru putere electrică.

Se descrie în continuare un prim experiment. Se alimentează bobina actuatorului AE cu un semnal armonic cu frecvența de 14,006 Hz (practic frecvența de rezonanță a primului mod de vibrație de încovoiere). În figura

(2.76) se prezintă evoluția elongației vibrațiilor capătului liber al grinzii începând cu momentul A în care se deschide sistemul de blocare mecanică SBM (neevidțiat în figura 2.75). Decelarea evoluției elongației s-a realizat prin prelevarea evoluției și prelucrarea evoluției temporale a semnalului emis

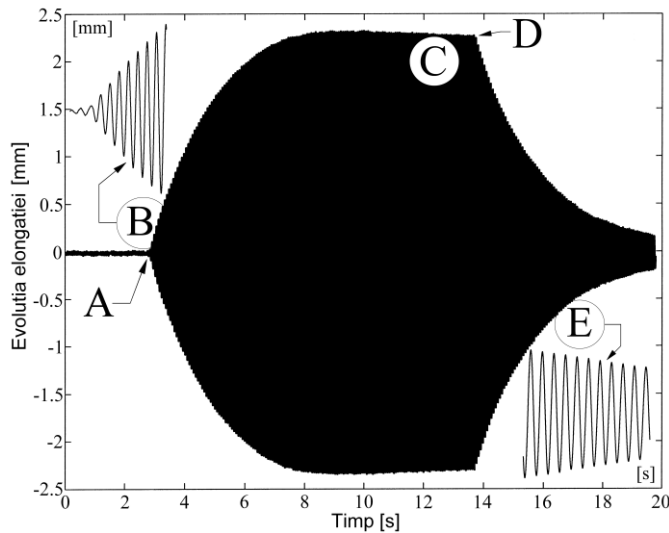


Figura. 2.76 Răspunsul sistemului MAA din figura 2.75 la instalarea/întreruperea excitației pe frecvența de rezonanță.

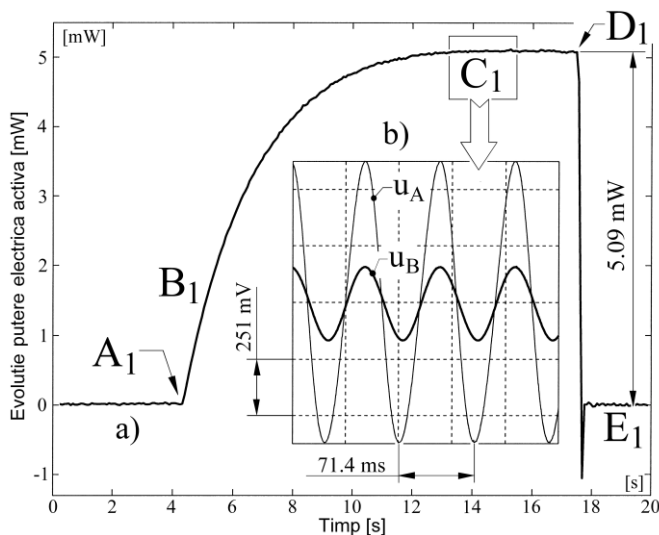


Figura 2.77 Evoluția puterii electrice active în timpul experimentului descris în figura 2.76.

de accelerometrul Acc (pe calea osciloscop-calculator).

Începând cu momentul A practic se evidențiază instalarea vibrațiilor sistemului MAA la rezonanță.

Aspectul a fost deja cercetat anterior în & 2.4, și se confirmă aici. Se observă

evident faptul că amplitudinea vibrațiilor crește

progresiv în timp (conform și cu detaliul B) până

în momentul C în care amplitudinea se stabilizează. În

momentul D se decuplează bobina AE prin

deschiderea întrerupătorului

IE (figura 2.74). Evident sistemul evoluează în continuare instalându-se imediat răspunsul liber al sistemului MAA întreținut pe baza energiei modale stocate în grindă, reprezentat și în detaliul E. Același experiment poate fi descris și pe baza evoluției puterii electrice active absorbite de AE de la generatorul GSA, cu descriere grafică în figura 2.77. Trebuie acceptată o descriere a evoluției în timp a puterii active dezvoltată din (2.74) sub forma:

$$(2.76) \quad P(t_l) \approx \frac{I}{n \cdot R} \cdot \sum_{k=n \cdot l+1}^{n \cdot (l+1)} \{u_R(k \cdot \Delta t) \cdot [u(k \cdot \Delta t) - u_R(k \cdot \Delta t)]\}$$

Cu $n \cdot \Delta t = T$, n fiind numărul de eșantioane ale tensiunilor pe perioada T (cu $T = 71,4 \text{ ms}$ conform figurii 2.76), Δt fiind intervalul de eșantionare, cu $l = 1, 2, \dots, m$ numărul curent al perioadei T pe care se face descrierea puterii, $t_l = l \cdot T$ fiind momentul convențional al descrierii puterii pe perioada curentă l .

Figurile 2.76 și 2.77 pot fi corelate pe baza marcajelor A, B, C, D, E (din figura 2.76) respectiv A₁, B₁, C₁, D₁, E₁ (din figura 2.77 a.). Pe figura 2.77 a. se observă evident faptul că puterea crește progresiv după momentul A₁ al deschiderii SBM până în momentul C₁ în care amplitudinea mișcării dar și puterea electrică absorbită devin constante. În figura 2.77 b., pentru zona C₁ se oferă un detaliu al evoluțiilor căderilor de tensiune pe rezistorul de măsură R (u_R , notată aici cu u_B) respectiv pe bobină (al doilea factor din (2.74), notată aici cu u_A). Se observă faptul că practic cele două tensiuni sunt în fază (reactanța inductivă a bobinei este neglijabilă). În momentul D₁ se ilustrează faptul că bobina a fost deconectată, puterea scade brusc la zero și se menține în acest fel în E₁. Ca observație importantă, între aceste două momente (D₁ și E₁) se poate estima valoarea puterii absorbite de bobină pentru acoperirea energetică a excitației grinzii pe această frecvență a primului mod de vibrație, adică $P = 5,09 \text{ mW}$.

Conform cu (2.72) puterea mecanică activă N absorbită de grindă depinde de pulsația ω a forței de excitație. Deoarece convențional puterea electrică activă absorbită de bobină de la generator este practic egală cu puterea mecanică activă transmisă grinzii (considerându-se randamentul $\mu = 1$), este de așteptat evident ca și puterea electrică activă să depindă de pulsația respectiv frecvența forței de excitație. Aspectul este reliefat pe baza rezultatelor experimentale prezentate în figura 2.78 a., urmare a unui prim set de experimente, pe curba notată cu 1. S-a repetat experimentul din figura 2.77

pentru diferite frecvențe ale tensiunii de alimentare a bobinei, cu înregistrarea

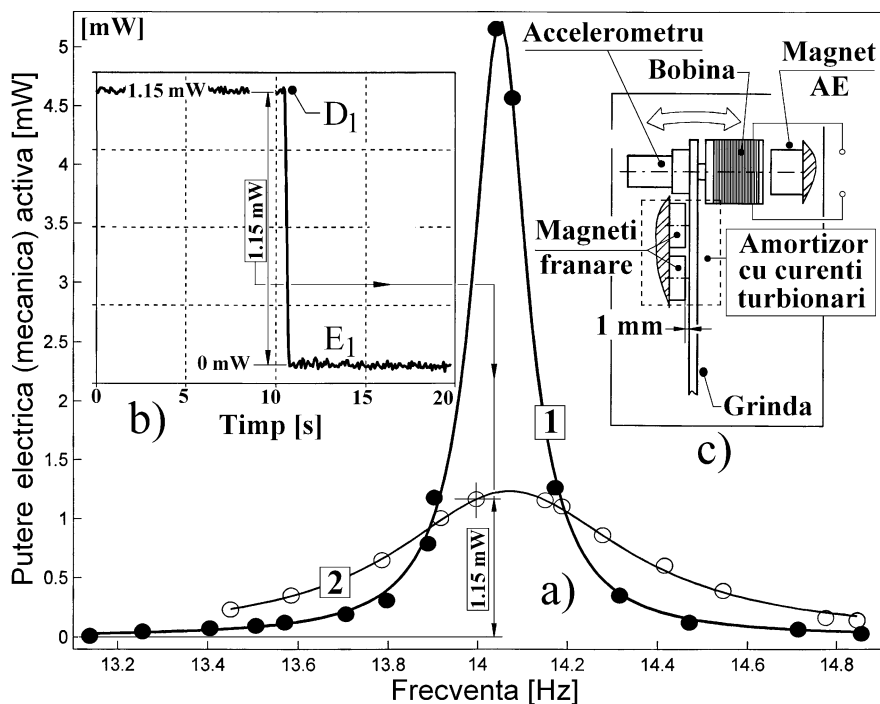


Figura 2.78 Evoluția puterii electrice (mecanice) active cu frecvența forței de excitație.

puterii absorbite în regim staționar (diferența dintre palierele D_1 și E_1 corespunzător fiecărui experiment conform și cu figura 2.78 b.). S-au obținut puncte experimentale de coordonate frecvență (în abscisă) și putere electrică (mecanică) activă (în ordonată) reprezentate sub forma unor cercuri înnegrite. Deoarece valoarea puterii mecanice active absorbite depinde și de gradul de amortizare al sistemului MAA, s-a realizat un al doilea set de experimente în condiții similare (a se vedea punctele experimentale de pe curba 2 în figura 2.78 a.), excepție făcând instalarea unui amortizor cu curenti turbionari descris formal în figura 2.78 c. Doi magneți permanenți au fost plasați în proximitatea grinzii (1 mm) către capătul liber al grinzii (în proximitatea bobinei AE). Se realizează astfel un amortizor pasiv cu curenti turbionari (*eddy currents damper*). Vibrația grinzii (fabricată din aluminiu) în câmp magnetic induce curenti turbionari în grindă. Aceștia interacționează cu

câmpul magnetic rezultând o forță de amortizare vâscoasă asupra grinzii. Ca efect al amortizării curba 2 (pe figura 2.78 a.) are maximumul mult diminuat față de curba 1.

Curbele 1 și 2 sunt desenate ca rezultat al interpolării datelor experimentale pentru cele două seturi de experimente. Interpolarea datelor experimentale a fost deja tratată în capitolul 1. Pentru interpolare s-a folosit relația (2.72) rescrisă sub forma:

$$(2.78) \quad N = F_a^2 \cdot \frac{p}{k} \cdot \frac{\frac{2\pi f}{p} \cdot \xi}{\left[1 - \left(\frac{2\pi f}{p}\right)^2\right]^2 + 4\left(\frac{2\pi f}{p}\right)^2 \xi^2}$$

| | $F^2/k [N \cdot m]$ | $p [rad \cdot s^{-1}]$ | $\xi [rad^{-1}]$ |
|---------|-----------------------|------------------------|------------------|
| Curba 1 | $1,232 \cdot 10^{-6}$ | 88,2744 | 0,0052 |
| Curba 2 | $1,234 \cdot 10^{-6}$ | 88,4182 | 0,0221 |

Tabelul 2.1 Valori ale parametrilor din (2.78) determinate prin interpolarea datelor experimentale.

Ca parametri de interpolare s-au folosit în ordine: raportul F_a^2 / k , pulsația proprie a sistemului

neamortizat p și gradul de amortizare ξ . Rezultatele interpolării sunt prezentate în tabelul 2.1. Chiar dacă numărul de puncte experimentale pentru fiecare curbă este mic, interpolarea produce rezultate foarte interesante. Deoarece singura diferență dintre cele două seturi de date este amortizarea introdusă în sistemul MAA, singurul parametru care se modifică la interpolarea celor două curbe este gradul de amortizare ξ . Dincolo de rezultatele numerice ale interpolării (fără îndoială interesante) să reținem ca deosebit de importante următoarele două consecințe:

-modelul teoretic (2.72) al evoluției puterii mecanice active este confirmat de rezultatele experimentale (a se vedea poziția punctelor experimentale pe cele două curbe);

-se confirmă relația cantitativă între puterea electrică activă și cea mecanică conform cu (2.75), cu randament constant.

Este de asemeni important de remarcat faptul că sistemul MAA se comportă ca sistem cu absorbție selectivă de putere mecanică, cu bandă de

frecvențe de absorbție foarte îngustă (pe figura 2.78 a. acesta are o lățime de cca. 1 Hz, practic între 13,6 și 14,6 Hz).

Un studiu privind puterea electrică activă absorbită de un sistem elastic acționat cu un actuator piezoelectric lamelar, este publicat de către autorul prezentei lucrări în [32].

Se introduce astfel o posibilitate interesantă de studiu în dinamica structurilor: cercetarea modurilor de vibrație pe baza puterii electrice active absorbite de sistemul de excitație.

Capitolul 3

CORECȚIA PASIVĂ A AMPLIFICĂRII REZONANTE

3.1 Considerații generale

Comportarea la rezonanță a sistemelor elastice este un criteriu de performanță esențial în cazul utilizării acestora în regim dinamic. Nu de puține ori în practică înainte de a se pune problema performanței s-a dorit evitarea unei catastrofe.

Nu mai devreme de anul 2000, la inaugurarea unei pasarele pietonale peste Tamisa, cu arhitectură sveltă, de avangardă, (*Millenium Bridge*) s-a constatat că aceasta are o mișcare laterală cu amplitudine mare, cu pietonii legănându-se periculos de tare, ca pe puntea unui vas maritim aflat în raliu. Din proiectare s-a urmărit ca excitația variabilă pe direcția accelerației gravitaționale realizată prin deplasarea corpului uman (cu frecvența egală cu frecvența de succesiune a pașilor, prin ridicarea și coborârea corpului) să nu coincidă cu frecvența nici unui mod de vibrație al podului. Din nefericire s-a ignorat faptul că orice persoană în mișcare are și o componentă de deplasare periodică în lateral (cu frecvența egală cu jumătate din frecvența de succesiune a pașilor). Aceasta a excitat la rezonanță exact unul dintre modurile proprii laterale (slab amortizat) ale podului. Fenomenul se numește instabilitate generată prin *biofeedback pozitiv*. Creierul uman încearcă să comande mișcările corpului pentru a compensa prin reacție negativă (de stabilizare) mișcarea pasarelei, efectul este însă de tip reacție pozitivă (de

accentuare a instabilității). Pasarela a fost închisă, problema s-a rezolvat mai târziu prin plasarea pe pod unor amortizoare dinamice pasive (tratate în acest capitol), acordate pe frecvența acestui mod de vibrație.

Cu acest exemplu devin perfect credibile și relatările despre distrugerea podurilor de către trupele aflate în marș (ca de exemplu *Angers Bridge* sau *Basse-Chaine Bridge* în anul 1850).

Este de notorietate apoi distrugerea unui pod (*Tacoma Narrows Bridge*) în anul 1940 datorată instabilității aeroelastice induse de către un vânt lateral cu viteza constantă de doar 42 mile/h (excitând catastrofal un mod de vibrație, prin mecanismul numit *flutter aeroelastic*). Filmul distrugerii este disponibil pe Internet.

Corectarea răspunsului la frecvență se referă în primul rând la reducerea amplificării rezonante care se face prin creșterea amortizării din sistem pe cale pasivă (cu modificări constructive, parametrice) sau activă (cu aport extern de energie, prin intermediul unui element de acționare).

Corecția este de natură să evite situațiile care pot evolua catastrofic, sau poate crește indicatorii de performanță (confortul în clădirile înalte urmare a rafalelor de vânt sau cutremurelor, confortul pasagerilor în mijloacele de transport, reducerea nivelului vibrațiilor de dezechilibru dinamic la mașinile de spălat, creșterea stabilității proceselor de așchiere, etc.). Pe bună dreptate se afirmă că cea mai dificilă problemă de rezolvat la construcția trenurilor de mare viteză a fost realizarea sistemului de suspensie/amortizare. Actualmente, în condiții de test s-a ajuns la rularea cu o viteză de cca. 550 Km/h.

Măsurile de corecție se justifică atunci când funcționarea permanentă a sistemului în zona de rezonanță nu se poate evita.

3.2 Reducerea amplificării rezonante prin creșterea factorului de amortizare

Cel mai facil aceasta se poate face acționând direct asupra factorului de amortizare c din sistemul elastic dacă acesta este prevăzut cu un amortizor (sau există posibilitatea de a plasa unul). Fie de exemplu sistemul $m-k-c$ din figura 2.1. În descrierea analitică (relația (1.9) reluată aici ca (3.1)) a

factorului relativ de amplificare, intervenția asupra lui c înseamnă intervenția asupra gradului de amortizare $\xi = n/p = c/(2 \cdot m \cdot p)$.

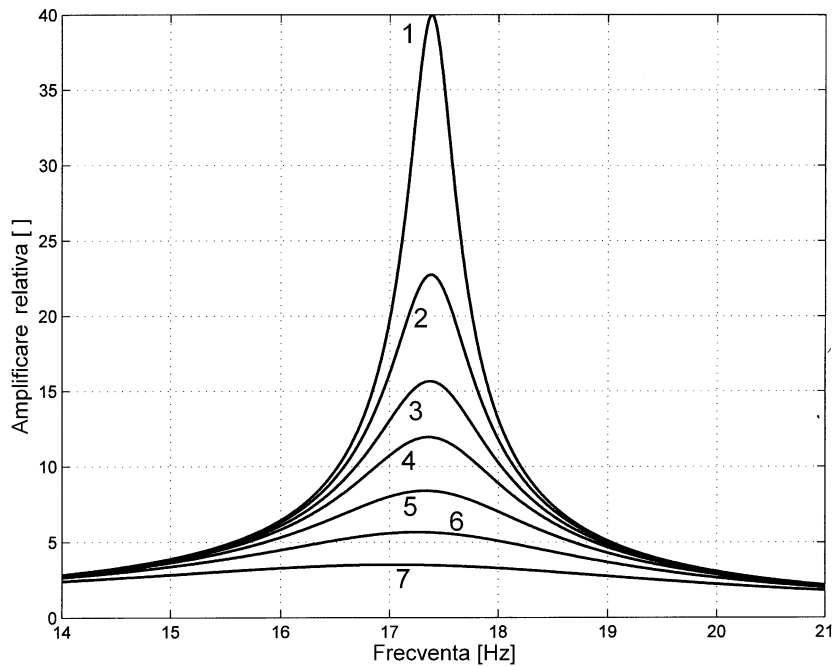


Figura 3.1 Asupra reducerii amplificării relative la rezonanță pentru sistemul elastic al grinzii 4 (fig. 2.8) prin creșterea gradului de amortizare vâscoasă. Simulare numerică.

$$(3.1) \quad A(\omega) = \frac{\sqrt{1 + [2 \cdot \xi \cdot (\omega / p)]^2}}{\sqrt{(1 - (\omega / p)^2)^2 + (2 \cdot \xi)^2 \cdot (\omega / p)^2}}$$

Fie acum sistemul elastic al grinzii 4 din figura 2.8, pentru care s-a dedus evoluția sintetică și analitică a factorului relativ de amplificare $A(\nu)$, cu $\omega = 2 \cdot \pi \cdot \nu$, conform figurii 2.48 și relației (2.29), cu $p = 109,25$ rad/s și $n = 1,366s^{-1}$ deci cu $\xi = 0,0125034$.

Creșterea gradului de amortizare trebuie să ducă cu certitudine la scăderea amplificării relative la rezonanță, aspect reliefat clar conform simulării din figura 3.1. Reprezentarea din figura 3.1 s-a obținut prin rularea programului Matlab **fig31** cu listing-ul prezentat mai jos:

```

                                PROGRAM fig31
close all;clear all;pulsprop=109.25;
zaia(1)=0.0125034;zaia(2)=0.022;zaia(3)=0.032;
zaia(4)=0.042;zaia(5)=0.06;zaia(6)=0.09;zaia(7)=0.15;
for k=1:7;zai=zaia(k);i=1;
for frecventa=14:0.01:21;
    pulsatie=2*pi*frecventa;pulsrel=pulsatie/pulsprop;
    term1=abs(1-pulsrel*pulsrel)^2;
    term2=(2*zai*pulsrel)^2; term3=sqrt(1+term2);
    amplif(i)=term3/(sqrt(term1+term2));abscisa(i)=frecventa;
    i=i+1;
end
plot(abscisa,amplif,'k');hold on
end
xlabel('Frecventa [Hz]')ylabel('Amplificare relativa');
grid

```

Din listing-ul de program rezultă și cele 7 valori în sens crescător, utilizate pentru ζ , rezidente în matricea *zaia*, (pentru curba 7 se observă că fenomenul de rezonanță este aproape inexistent).

Sigur că se pune acum problema aplicării în practică a acestor constatări. În sistemul elastic al grinzii 4 din figura 2.8 trebuie introdus un amortizor, plasat în zona de montare a traductorului T2 (acolo unde amplitudinea mișcării vibratorii este maximă, pe ventrul modului de vibrație), între grindă și placa 1, altfel spus, trebuie introdus un amortizor cu punct fix. Acesta poate fi conceptual realizat cu o paletă care se deplasează odată cu grinda într-o incintă cu fluid vâscos, reglarea raportului de amortizare înseamnă reglarea forței de frecare vâscoasă dintre paletă și fluid. Această reglare se poate realiza fie prin schimbarea suprafeței paletii fie prin modificarea vâscozității fluidului. Dacă însă -de exemplu- sistemul elastic al grinzii 4 reprezintă modelul redus la scară al unei aripi de avion sau al unei clădiri înalte, evident că plasarea unui amortizor cu punct fix este imposibilă.

3.2.1 Utilizarea absorbitorilor dinamici pasivi (cu disipare pur mecanică)

O soluție interesantă pentru aceste situații este oferită aparent de aceeași teorie a captorilor seismici deja prezentată la sinteza TEGAS din capitolul 2.

În figura 2.15, sistemul elastic al captorului seismic poate avea una dintre cele mai nebanuite finalități, realizând funcțiile unui sistem de amortizare de tip seismic (cu punct fix generat artificial). Dacă masa m a captorului seismic (vezi entitatea încadrată cu linie întreruptă) se poate considera fixă în spațiu începând de la o anumită frecvență a deplasării vibratorii a sistemului elastic al masei m_1 atunci este evident că amortizorul c are exact același efect funcțional ca și amortizorul c_1 , contribuie în anumite condiții la eliminarea energiei disponibile din sistem și implicit la reducerea amplificării rezonante.

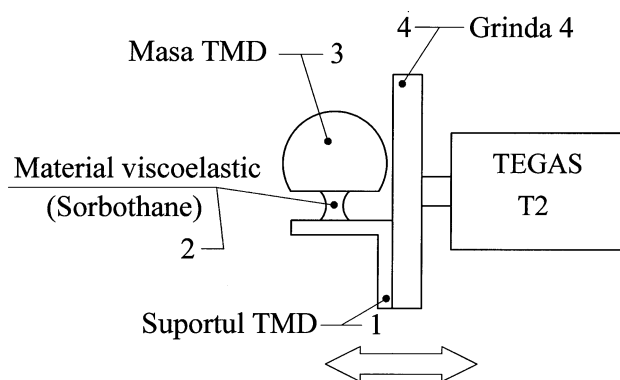


Figura 3.2 *Descriere conceptuală a unui TMD folosit pentru corectarea comportării rezonante a sistemului elastic al grinzii 4 din fig. 2.8.*

Soluția a fost aplicată imediat în amortizarea antiseismică a clădirilor. La ultimul nivel al acestora se plasează un sistem masă-arc amortizor deplasabil în plan orizontal și implicat în reducerea drastică a

amplitudinii mișcărilor vibratorii în plan orizontal, oferind protecție antiseismică și evident un plus de confort.

Este interesant de semnalat faptul că teoria captorilor seismici justifică doar parțial funcționarea acestui tip de amortizor. În practică proprietățile sistemului elastic al acestui amortizor se supun ajustării experimentale, prin acțiune de regulă asupra masei (se modifică masa până când eficiența amortizării este maximă) de unde și denumirea consacrată de *tune mass damper* abreviat TMD, amortizor pasiv cu masă ajustabilă) sau cea generică *dynamic vibration absorber*, Den Hartog [22].

Un exemplu practic imediat asupra performanțelor unui astfel de amortizor este oferit în continuare, în legătură cu corecția evoluției factorului relativ de amortizare (din figura 2.47) al sistemului elastic al grinzii 4.

Pe capătul grinzii, în zona de amplasare a traductorului T2 s-a plasat un TMD construit conform figurii 3.2. Pe un suport 1 fixat pe grindă se plasează masa 3 a amortizorului TMD prin intermediul unor piese 2 din material vîscoelastic (*Sorbothane* [28]). Acest material are proprietățile cumulate ale unui arc și ale unui amortizor.

Față de mișcările vibratorii ale capătului liber al grinzii (vezi săgeata dublă din figura 3.2), piesele din *Sorbothane* sunt solicitate la forfecare (*shearing*) din cauza mișcării relative dintre suportul 1 și masa 3. Se asigură astfel disiparea energiei disponibile din sistem (convertită în căldură).

Efectele utilizării TMD în forma descrisă se pot constata imediat dacă se parcurg exact aceleași etape ca la § 2.3, respectând aceleași proceduri legate de experiment și de prelucrarea datelor. Dacă la § 2.3 experimentul s-a concretizat în datele din fișierul *gol.txt*, în cazul de față se vor utiliza datele din fișierul *amortizat.txt* (conform indicațiilor de descărcare din prefață).

Se realizează mai întâi o filtrare a celor două semnale, cu utilizarea programului *filtruzgomot1* (formal același cu programul *filtruzgomot* -utilizat aici numai până la instrucțiunile de salvare- în instrucțiunile căruia se substituie fișierul *gol.txt* cu fișierul *amortizat.txt*). Se utilizează același parametru al filtrului, $p = 30$.

```

                PROGRAM filtruzgomot1
close all;clear all;load amortizat.txt;
l=size(amortizat);stop=l(1);start=stop/2+1;
timp=amortizat(:,1);elongatie=amortizat(:,2);
timp1=timp(start:stop)/10^6;
elongatie2=elongatie(start:stop)/10^3;
elongatie1=elongatie(1:start-1)/10^3;p=30;k=1;
for i=1+p:start;
    med=0;for j=1:p;med=med+elongatie1(i-j);end
    elong1filtr(k)=med/p;
    med=0;for j=1:p;med=med+elongatie2(i-j);end
    elong2filtr(k)=med/p;
    med=0;for j=1:p;med=med+timp1(i-j);end
    timp1filtr(k)=med/p;
    k=k+1;
end

```

```
save('timp1filtr');save('elong1filtr');
save('elong2filtr');
```

În matricea *timp1filtr* se găsesc în ordine valorile timpului achiziției curente. În matricile *elong1filtr*, *elong2filtr* se găsesc valorile tensiunilor generate de traductorul T2 respectiv T1, în condițiile excitației cu frecvență variabilă.

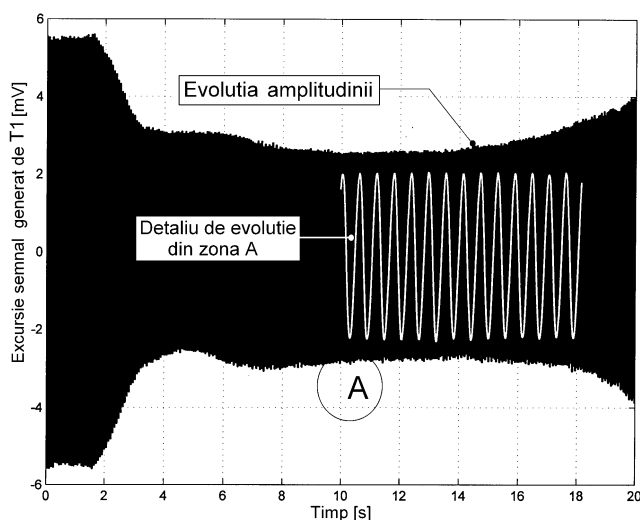


Figura 3.3 Evoluția semnalului generat de T1.

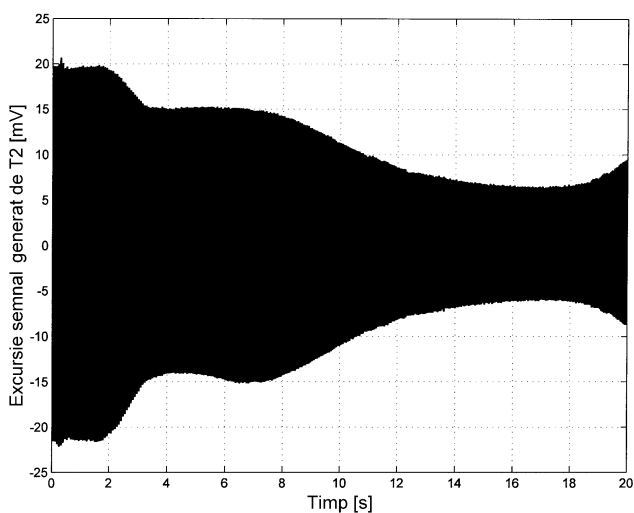


Figura 3.4 Evoluția semnalului generat de T2.

Cu rularea programului *fig33* se obține evoluția semnalului filtrat numeric generat de traductorul T1, redat în figura 3.3, semnal ce caracterizează excitația sistemului elastic al grinzii 4.

```
PROGRAM fig33
close all;clear
all;load
timp1filtr;
load
elong2filtr;l=
size(elong2fil
tr);rez=10;p=1
;
for
i=1:rez:1(2);
timp1filtra(p)
=timp1filtr(i)
;
elong2filtra(p)
)=elong2filtr(
i);p=p+1;
end
plot(timp1filt
ra,elong2filtr
a,'k');grid
xlabel('Timp
[s]');ylabel('
```

Excursia tensiunii generate de T1 [mV]')

Din cauza dificultăților de import al figurii din Matlab în editorul de text, s-a redus de zece ori rezoluția descrierii (vezi variabila *rez*).

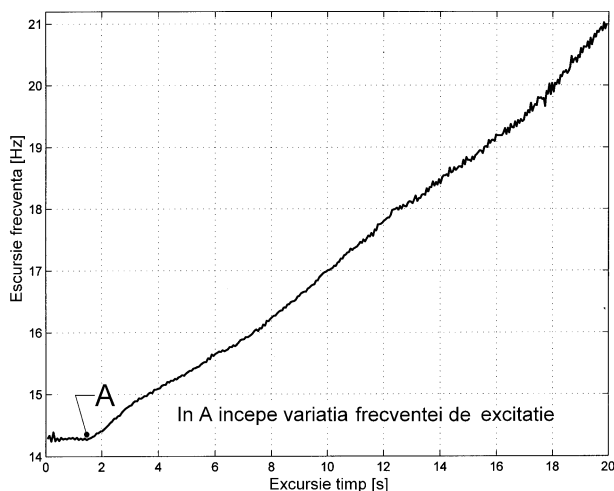


Figura 3.5 Evoluția temporală a frecvenței excitației.

Cu ajutorul programului *fig34* structurat identic cu *fig33* excepție făcând utilizarea fișierului *elong1filtr*, se realizează trasarea evoluției semnalului generat de traductorul T2, conform figurii 3.4.

În mod absolut remarcabil, se observă aici că fenomenul de rezonanță nu mai are loc (spre deosebire de situația din figura 2.29), ceea ce constituie cea mai pertinentă dovadă asupra eficienței TMD.

În continuare se rulează programul *prelimcaract*, exact în forma prezentată în § 2.3 (se operează cu datele salvate urmare a rulării programului *filtruzgomot1*).

Se poate imediat realiza trasarea evoluției temporale a frecvenței excitației, conform figurii 3.5, prin rularea programului *fig35*. În figura 3.5 excursia frecvenței este între 14,28 și 20,99 Hz, alura acestei evoluții este comparabilă cu cea din figura 2.35. Reamintim cititorului că pe experimentul descris în figura 2.8 (completat cu TMD descris în figura 3.2) s-a făcut achiziția simultană a semnalelor furnizate de cele două traductoare, în condițiile reglării manuale a frecvenței excitației (a generatorului de semnal armonic), cu evoluția temporală determinată și descrisă în figura 35.

PROGRAM fig35

```
close all;clear all;load timpzeroexact1;  
load frecventa1;l=size(timpzeroexact1);
```

```

timp=timpzeroexact1(1:1(2)-1);
clear timpzeroexact1;timpzeroexact1=timp;
plot(timpzeroexact1,frecvental,'k','LineWidth,1.5);grid
axis([0,20,14,21.2])
Title('EVOLUTIA TEMPORALA A FRECVENTEI EXCITATIEI')
xlabel('Excursia timpului [s]')
ylabel('Excursia frecvenței [Hz]')
gtext(' [s] ');gtext(' [Hz] ')

```

(în programul *fig35* s-a refăcut matricea *timpzeroexact1* pentru a avea aceleași dimensiuni cu matricea *frecvental*, adică 341 elemente)

Se poate de asemeni trasa evoluția temporală a amplitudinilor semnalelor celor două traductoare, prin rularea programului *fig36*.

PROGRAM fig36

```

close all;clear all;load amplit1;load amplit2;
l=size(timpzeroexact1);timp=timpzeroexact1(1:1(2)-1);
clear timpzeroexact1;timpzeroexact1=timp;
plot(timpzeroexact1,amplit1,'k');hold on;
plot(timpzeroexact1,amplit2,'k')
Title('EVOLUTIA TEMPORALA A AMPLITUDINILOR')
xlabel('Excursia timpului [s]')
ylabel('Excursia amplitudinilor [mV]')
gtext(' [s] ');gtext(' [mV] ')

```

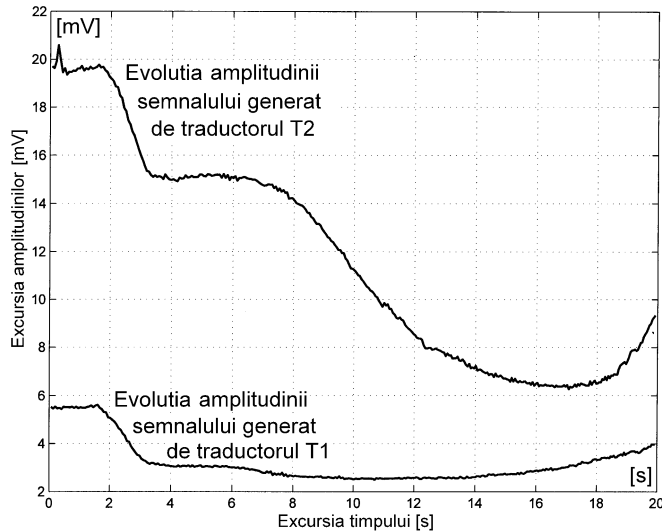


Figura 3.6 Evoluția temporală a amplitudinilor semnalelor generate de traductoarele T1 și T2.

Cu rezultatul grafic prezentat în figura 3.6 (de altfel deductibil din figurile 3.3 și 3.4).

Pentru trasarea evoluției factorului relativ de amplificare funcție de frecvență respectiv a evoluției defazajului celor

două semnale funcție de frecvență se impune ordonarea valorilor din matricile

amplit1, *amplit2*, *def*, după valorile crescătoare ale frecvenței din *frecventa1*. Ca și la § 2.3 se utilizează programul *ordonare*, rularea acestuia generează și salvează matricile *frecventaord1*, *amplitord1*, *amplitord2* și *deford*.

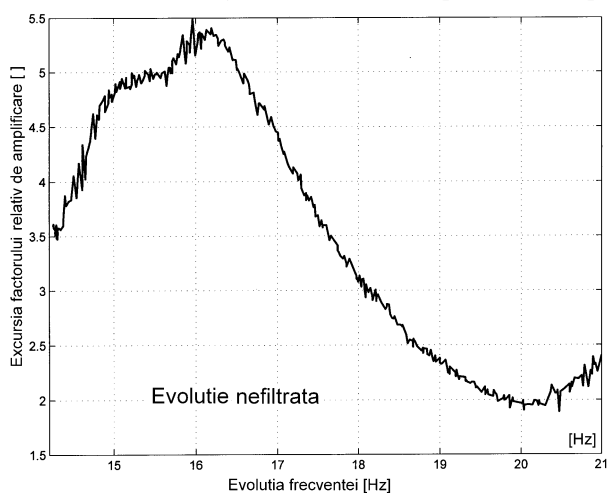


Figura 3.7 Evoluția factorului relativ de amplificare (nefiltrată).

Imediat se poate trasa evoluția factorului relativ de amplificare, cu utilizarea datelor din matricile *frecventaord1*, *amplitord1*, *amplitord2* respectiv a programului *fig37*.

```
PROGRAM fig37
close all;clear
all;
load
frecventaord1;lo
ad
```

```
frecventaord2;
load amplitord1;load amplitord2;dim=size(frecventaord1);
amplifrel=amplitord1./amplitord2;
plot(frecventaord1,amplifrel,'k');grid
axis([14.2,21,1.5,5.5])
Title('EVOLUTIA FACTORULUI RELATIV DE AMPLIFICARE')
xlabel('Frecventa [Hz] (intre 14,28 Hz si 20,99 Hz)')
ylabel('Excursia factorului relativ de amplificare')
gtext('[Hz]');save('amplifrel')
```

Cu prezentarea rezultatului grafic în figura 3.7. Programul *fig37* este formal identic cu programul *fig245*, excepție face procedura de calcul a amplificării relative (aici mai simplă, realizată cu o singură instrucțiune) și constituirea matricii *amplifrel*.

Pentru demersul ce urmează, ca și în cazul procedurilor de la § 2.3, propunem filtrarea numerică a acestei evoluții, cu utilizarea programului *fig38*.

```
PROGRAM fig38
close all;clear all;
load frecventaord1;load amplifrel;
dim=size(frecventaord1);
p=10;k=1;
```

```

for i=1+p:dim(2);
    med=0;for j=1:p;med=med+frecventaord1(i-j);end
    frecordfilltmd(k)=med/p;
    med=0;for j=1:p;med=med+amplifrel(i-j);end
    amplirefiltmd(k)=med/p;
    k=k+1;
end;
save('amplirefiltmd');save('frecordfilltmd');
plot(frecordfilltmd,amplirefiltmd,'k')
Title('EVOLUTIA FILTRATA* A FACTORULUI RELATIV DE
AMPLIFICARE (din fig. 3.7)')
xlabel('Frecventa [Hz] (intre 14,28 Hz si 20,99 Hz)')
ylabel('Excursia factorului relativ de amortizare')
gtext('[Hz]')
gtext('* Filtrare numerica cu p=10')

```

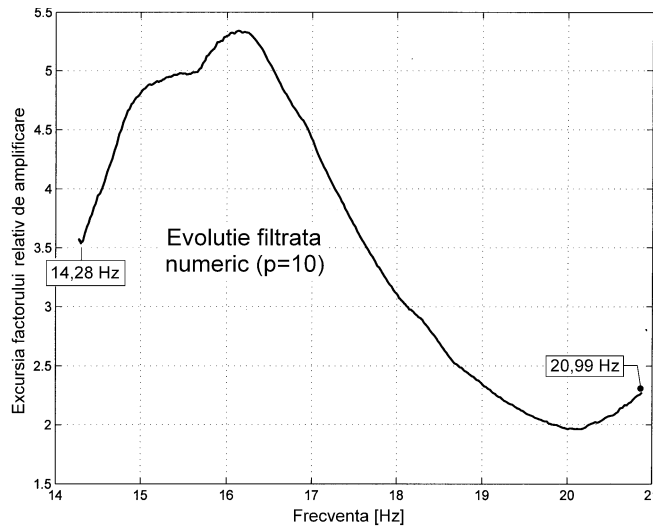


Figura 3.8 Evoluția filtrată numeric a factorului relativ de amplificare.

figura 3.8.

Se poate acum realiza comparația dintre evoluția factorului relativ de amortizare din figura 3.8 respectiv figura 2.47 (sistemul elastic al grinzii 4 cu și fără TMD). Mai mult, se pot reuni cele două reprezentări într-o singură figură, cu utilizarea programului *fig39*.

PROGRAM fig39

```

close all;clear all;load frecordfill;
load amplirefil;load frecordfilltmd;load amplirefiltmd;

```

Rezultatul filtrării se salvează în matricile *amplirefiltmd* respectiv *frecordfilltmd*. Programul *fig38* este structural identic cu programul *fig247*, utilizându-se aceeași valoare a parametrului de filtrare ($p=10$). Rezultatul filtrării este descris în

```

f1=frecordfil1;f2=frecordfil1tmd;a1=amplirelfil;
a2=amplirelfitmd;
l=size(a2);f2a=f2(1:l(2)-1);a2a=a2(1:l(2)-1);
clear a2;clear f2;a2=a2a;f2=f2a;
plot(f1,a1,'k');hold on;plot(f2,a2,'k')
Title('EVOLUTIA FACTORULUI RELATIV DE AMPLIFICARE')
xlabel('Excursia frecventei [Hz]')
ylabel('Excursia factorului relativ de amplificare')
gtext('[Hz]');gtext('Sistemul fara amortizare')
gtext('(reluare a figurii 2.47)');
gtext('Sistemul');gtext('amortizat');gtext('cu TMD');
gtext('(reluare a figurii 3.8)')

```

Rularea acestui program presupune mai întâi copierea matricilor *amplirelfil* și *frecordfil1* din locația în care s-au depus urmare a rulării programului **fig247**. Pentru ca toate matricile implicate în reprezentare să poseze același număr de elemente (330), s-a ajustat la același număr de

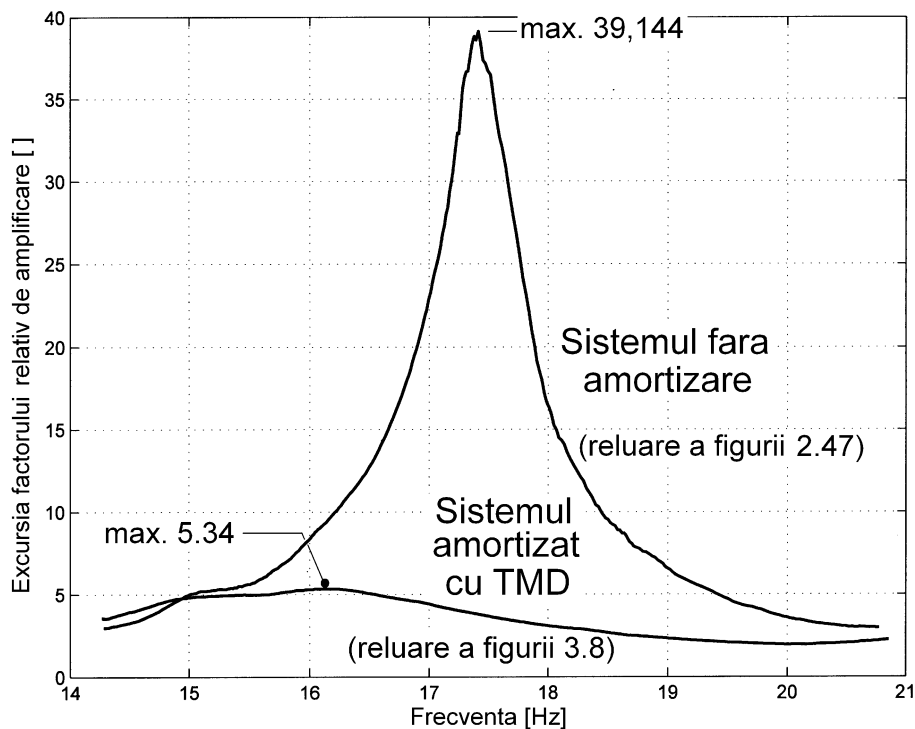


Figura 3.9 Evoluția factorului relativ de amplificare al sistemului elastic al grinzii 4 (din fig. 2.8) cu și fără amortizare TMD.

elemente și conținutul matricilor *amplirefiltmd* respectiv *frecordfil1tmd* (inițial cu 331 elemente), rezidente în final în *a2* respectiv *f2*. Rularea programului *fig39* conduce la rezultatele grafice din figura 3.9:

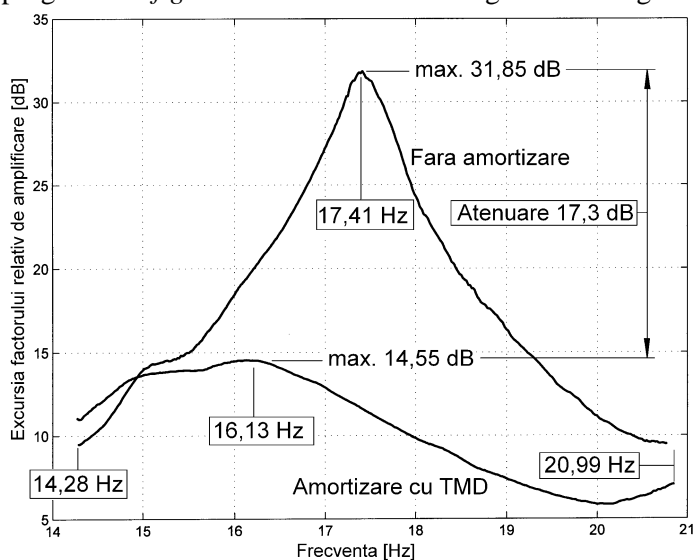


Figura 3.10 Evoluția din figura 3.9 cu exprimarea magnitudinii în decibeli.

Rezultatul este fără îndoială spectaculos. Practic s-a înlăturat fenomenul de amplificare rezonantă. La fel de interesant este faptul că amortizorul utilizat (descriș sumar în figura 3.2) este extrem de

simplu, efortul de construire și reglare este ilogic de mic în raport cu rezultatul. Curba evoluției amortizate are extremul deplasat către stânga urmare a faptului că masa totală a sistemului a crescut (s-a adăugat masa TMD).

Respectând uzanțele teoriei vibrațiilor, se poate acum reconstrui figura 3.9 cu exprimarea magnitudinii în decibeli (dB, vezi considerațiile aferente figurii 1.29), dacă se rulează programul *fig310* (care repetă în mare parte procedurile din programul *fig39*).

PROGRAM fig310

```
close all;clear all;
load frecordfil1;load amplirefil;load
frecordfil1tmd;load amplirefiltmd;
f1=frecordfil1;f2=frecordfil1tmd;a1=amplirefil;
a2=amplirefiltmd;
l=size(a2);f2a=f2(1:l(2)-1);a2a=a2(1:l(2)-1);
clear a2;clear f2;a2=a2a;f2=f2a;
a2db=20*log10(a2);a1db=20*log10(a1);
```



```

plot(f1,a1db,'k');hold on;plot(f2,a2db,'k')
xlabel('Frecventa [Hz]')
ylabel('Excursia factorului relativ de amplificare [dB]')

```

Cu reprezentare în coordonate semilogaritmice conform figurii 3.10.
Se realizează o atenuare a răspunsului cu 17,3 dB.

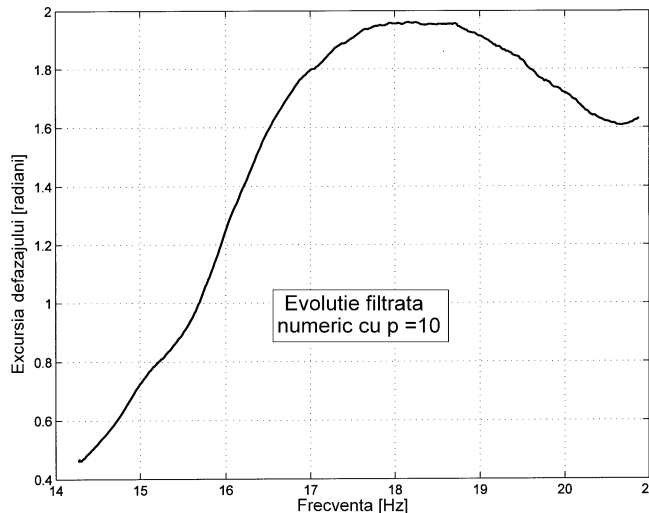


Figura 3.11 Caracteristica fază-frecvență în sistemul cu amortizare TMD.

caracteristicii fază-frecvență, cu utilizarea programului *fig311* (structural identic cu programul *fig249*) conform figurii 3.11.

PROGRAM fig311

```

close all;clear all;
load frecventaord1;load deford;p=10;k=1;
for i=1+p:dim(2);
    med=0;for j=1:p;med=med+frecventaord1(i-j);end
    freclordfil(k)=med/p;
    med=0;for j=1:p;med=med+deford(i-j);end
    defordfiltmd(k)=med/p;
    k=k+1;
end;save('defordfiltmd');
plot(freclordfil,defordfiltmd,'k');hold on;grid
Title('EVOLUTIA FILTRATA* A CARACTERISTICII FAZA-
FRECVENTA')
xlabel('Frecventa [Hz] (intre 14,28 Hz si 20,99 Hz)');
ylabel('Excursia defazajului [radani]');
gtext('[Hz]');gtext('[radiani]');gtext('*cu p=10')

```

Un avantaj al reprezentării în dB este acela al unei mai bune reprezentări a valorilor reduse ale amplitudinilor, vezi curba evoluției cu TMD.

Se poate acum realiza construcția evoluției filtrate numeric a

Se obține o evoluție mult diferită de cea din figura 2.49 ce caracterizează sistemul fără amortizare TMD, nu se mai pot defini cele trei etape esențiale

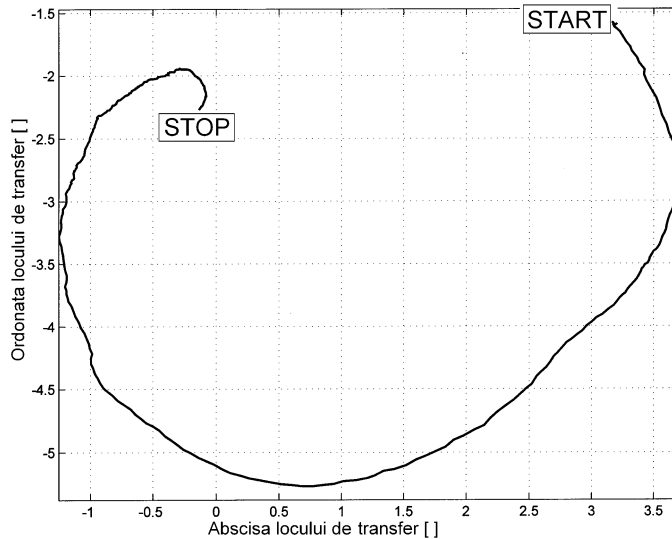


Figura 3.12 Locul de transfer al sistemului amortizat cu TMD (în zona primului mod de vibrații).

ale defazajului (semnalele celor două traductoare în fază înainte de rezonanță, defazate cu 90° la rezonanță și în opoziție de fază după rezonanță).

Se poate acum trasa locul de transfer al sistemului elastic amortizat cu TMD, cu rularea programului *fig312* și redare

grafică în figura 3.12.

PROGRAM fig312

```
close all;clear all;load defordfiltmd;
load amplirefiltmd;dim=size(defordfiltmd);k=1;
for i=1:dim(2);
    x(k)=amplirefiltmd(i)*cos(defordfiltmd(i));
    y(k)=-amplirefiltmd(i)*sin(defordfiltmd(i));
    k=k+1;
end
plot(x,y,'k');hold on;;axis equal;grid;
Title('LOCUL DE TRANSFER AL SISTEMULUI ELASTIC AL GRINZII
4 AMORTIZAT CU TMD')
xlabel('Abscisa x(k)=amplirefiltmd(i)*
cos(defordfiltmd(i)')
ylabel('Ordonata y(k)=-amplirefiltmd(i)*
sin(defordfiltmd(i)')
```

Locul de transfer reunește de fapt într-o singură reprezentare figurile 3.8 (caracteristica factorului relativ de amplificare) și 3.11 (caracteristica fază-frecvență).

Se poate acum proceda cu ajutorul programului *fig313* la trasarea ambelor locuri de transfer (sistemul elastic al grinzii 4 cu și fără amortizare TMD),

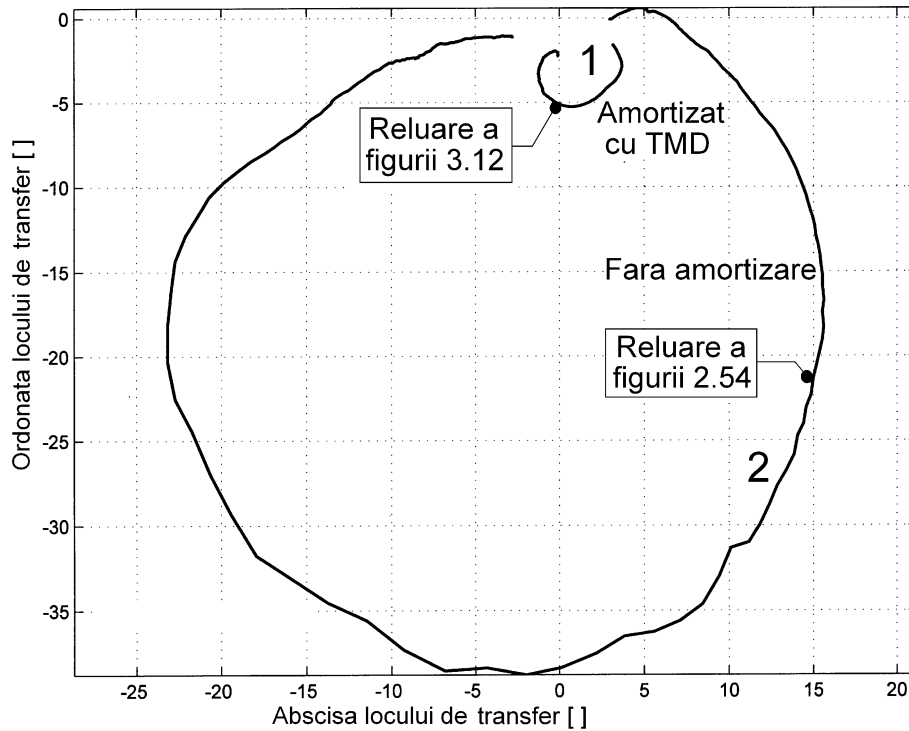


Figura 3.13 Influența utilizării TMD asupra alurii locului de transfer (zona primului mod de vibrație).

dacă se importă matricea *defordfil* din locația în care a fost salvată la execuția programului *fig249*, ținând seama de faptul că matricea *amplirelfil* a fost deja importată prealabil execuției programului *fig39*. Cele două matrici au fost utilizate la trasarea locului de transfer al sistemului fără amortizare (conform figurii 2.54.)

PROGRAM fig313

```
close all;clear all;load defordfiltmd;
load amplireliltmd;
load amplirelfil;load defordfil;
dim2=size(defordfiltmd);dim1=size(defordfil);
k=1;
for i=1:dim2(2);
    x1(k)=amplireliltmd(i)*cos(defordfiltmd(i));
    y1(k)=-amplireliltmd(i)*sin(defordfiltmd(i));k=k+1;
```

```

end
k=1;
for i=1:dim1(2);
    x2(k)=amplirelfil(i)*cos(defordfil(i));
    y2(k)=-amplirelfil(i)*sin(defordfil(i));k=k+1;
end
plot(x1,y1,'k');hold on;;axis equal;grid;
plot(x2,y2,'k');

```

Rularea programului duce la reprezentarea grafică din figura 3.13. Curba 1 reprezintă locul de transfer cu TMD (reluare a evoluției din figura 3.12), curba 2 reprezintă locul de transfer fără TMD (reluare a evoluției redată în figura 2.54).

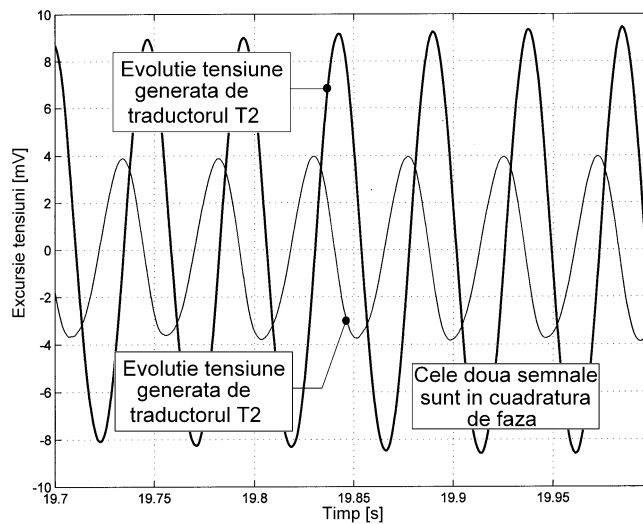


Figura 3.14 Relația de fază post rezonanță între semnalele generate de traductoare pentru sistemul elastic al grinzii 4 amortizat cu TMD.

prezența TMD face ca defazajul dintre semnalele celor două traductoare mult după fenomenul de rezonanță să nu fie 180° ci iată foarte apropiat de 90° , aspect evident și din figura 3.14 (echivalentul figurii 2.52), realizată prin rularea programului **fig314**. Se spune că cele două semnale sunt în cuadratură de fază.

PROGRAM fig314

```

close all;clear all;load timp1filtr;
load elong1filtr;load elong2filtr;

```

Si aici - completând concluziile figurii 3.9- este foarte clară influența extrem de favorabilă a prezenței TMD. Aria suprafeței închise de curba locului de transfer se reduce sever ca urmare a amortizării.

Un aspect care merită subliniat este faptul că

```

plot(timp1filtr,elong1filtr,'k');hold on;
plot(timp1filtr,elong2filtr,'k');
axis([19.7,20,-10,10]);grid
xlabel('Excursie timp [mV]')
ylabel('Excursie tensiune [s]')

```

Este acesta un alt aspect care completează un tablou al comportării TMD care este încă incomplet studiat în literatura de domeniu (sub aspectul utilizării materialelor cu comportare viscoelastică de ultimă generație).

Se poate acum proceda la cercetarea descrierii analitice a caracteristicii factorului relativ de amortizare în sistemul cu TMD (prezentat în figura 3.8 și reluat comparativ în figura 3.9), pe baza aceluiași proceduri de căutare (interpolare a punctelor experimentale) utilizate la cercetarea comportării sistemului fără TMD, conform figurii 2.48. Se vor relua aici conceptual procedurile programului *fig248*, integrate în programul *fig315*:

PROGRAM fig315

```

clear all;load frecordfilltmd;load amplireliltmd;
abscisa=frecordfilltmd;dim=size(abscisa);
ordonata=amplireliltmd;discret=200;
pmin=80;pmax=120;stepp=(pmax-pmin)/discret;
nmin=1;nmax=20;stepn=(nmax-nmin)/discret;min=1000000;
for p=pmin:stepp:pmax;
    for n=nmin:stepn:nmax;eroare=0;
        for i=1:dim(2);
            term1=(1-(2*pi*abscisa(i)/p)^2)^2;
            term2=(2*n*2*pi*abscisa(i)/(p^2))^2;
            term3=abs(term1+term2);term4=1+term2;
            orditer(i)= term4^0.5/((term3)^0.5);
            eroare=eroare+abs(orditer(i)-ordonata(i));
        end
        if eroare<min;a(2)=p;a(3)=n;min=eroare;else;end;
    end;end;p=a(2);n=a(3);
for i=1:dim(2);
    term1=(1-(2*pi*abscisa(i)/p)^2)^2;
    term2=(2*n*2*pi*abscisa(i)/(p^2))^2;term4=1+term2;
    term3=abs(term1+term2);ordinterp(i)=
term4^0.5/((term3)^0.5);
end
close all;plot(abscisa,ordonata,'k');hold on
plot(abscisa,ordinterp,'k');p,n
xlabel('Excursia frecventei [Hz]')
ylabel('Excursia factorului relativ de amplificare')

```

Rularea programului permite determinarea pulsației proprii $p = 101,4$ rad/s și a raportului de amortizare $n = 9,8 \text{ s}^{-1}$, ceea ce permite descrierea analitică a factorului relativ de amplificare pentru sistemul amortizat cu TMD conform cu:

$$(3.2) \quad A(\nu) = \frac{\sqrt{1 + \left(2 \cdot \frac{9,8 \cdot 2\pi\nu}{101,4}\right)^2}}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{2\pi\nu}{101,4}\right)^2\right)^2 + \left(2 \cdot \frac{9,8 \cdot 2\pi\nu}{101,4}\right)^2}}$$

plecând de la definiția analitică (1.9), rescrisă aici relativ la frecvență.

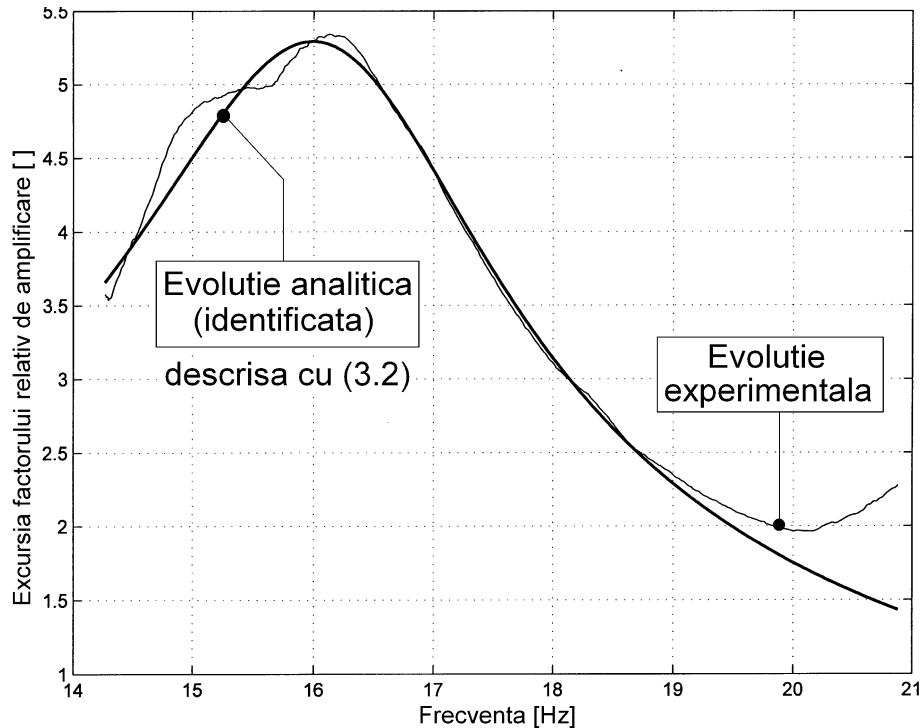


Figura 3.15 Evoluția experimentală și analitică a factorului relativ de amplificare pentru sistemul amortizat.

Se va face comparația cu expresia analitică (2.29) a raportului relativ de amortizare dedusă pentru sistemul elastic al grinzii 4 fără amortizare.

Rularea programului *fig315* realizează și descrierea grafică a evoluției raportului relativ de amplificare experimental și analitic conform figurii 3.15.

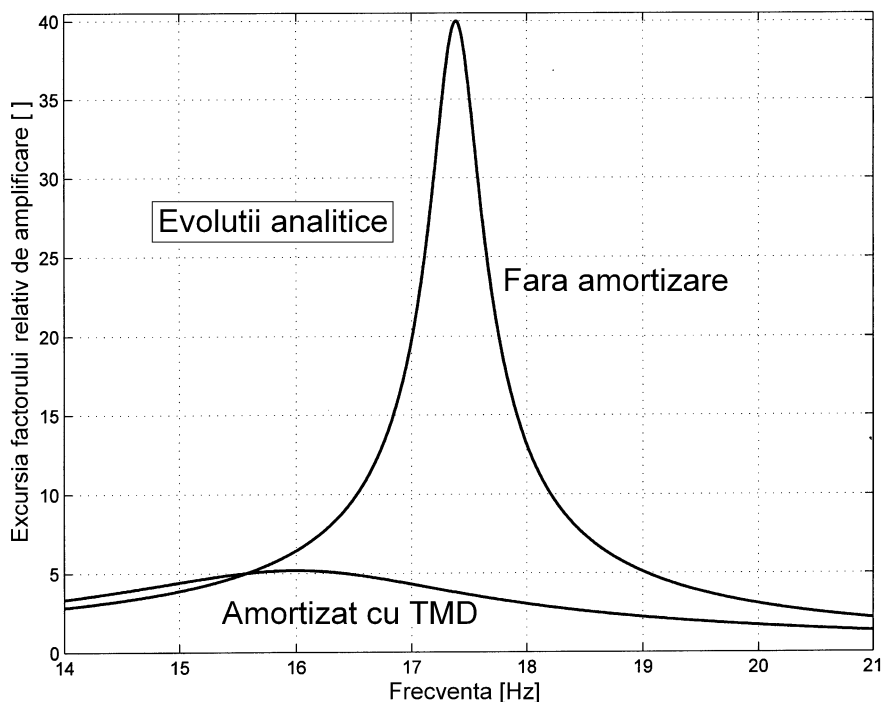


Figura 3.16 Evoluția descrierilor analitice ale caracteristicilor amplificare-frecvență pentru sistemul elastic al grinzii 4 (zona primului mod de vibrație).

Se poate acum proceda la trasarea grafică conform figurii 3.16 a echivalentului figurii 3.9 dar cu utilizarea descrierilor analitice ale celor două curbe, pe baza (2.29) și (3.2), cu rularea programului *fig316*.

PROGRAM fig316

```
close all;clear all;
n1=1.366;n2=9.8;p(1)=109.25;p(2)=101.4;
zaia(1)=n1/p(1);zaia(2)=n2/p(2);
for k=1:2;zai=zaia(k);i=1;
for frecventa=14:0.01:21;
    pulsatie=2*pi*frecventa;pulsrel=pulsatie/p(k);
    term1=abs(1-pulsrel*pulsrel)^2;
    term2=(2*zai*pulsrel)^2;term4=1+term2;
    amplif(i)= term4^0.5/(sqrt(term1+term2));
    %amplif(i)=20*log10(amplif(i));
    abscisa(i)=frecventa;i=i+1;
end
```

```
plot(abscisa,amplif,'k');hold on;grid;
end;axis([14,21,0,40.5]);
```

Dacă în programul *fig316* se șterge semnul % din ciclul for-end după variabila *frecvență* se obține reprezentarea echivalentului figurii 3.16 cu exprimarea amplificării relative în decibeli [dB].

Cu aceasta s-a probat utilitatea unui procedeu de corecție pasivă a răspunsului în frecvență. Aici amplificarea rezonantă s-a redus de la valoarea 40 la 5,2.

Este important de precizat faptul că acest mecanism de amortizare pasivă se explică în realitate printr-un mecanism conceptual diferit celui invocat în debutul paragrafului. Un prim argument pentru aceasta afirmație -ilustrată în continuare- este legat de asigurarea eficacității maxime a amortizării prin reglarea masei amortizorului.

3.2.2 Cercetare aplicată asupra amortizării cu TMD.

Pe baza rezultatelor anterioare este ușor de imaginat impactul pozitiv al

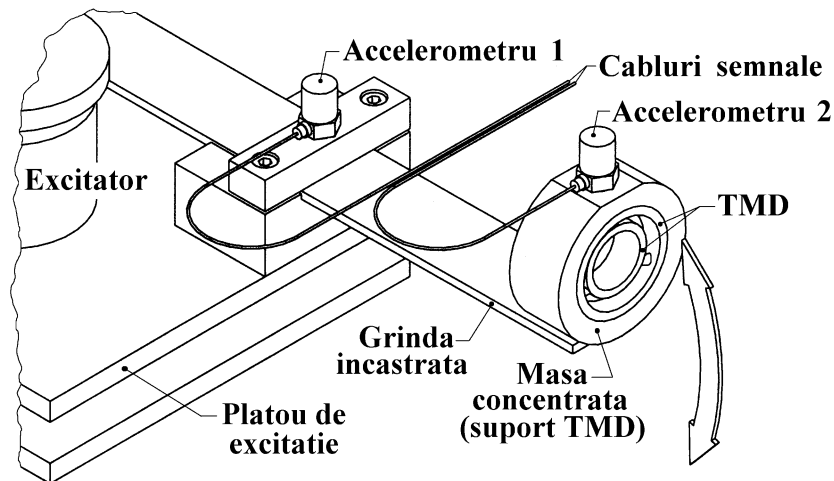


Figura 3.17 *Descrierea experimentului.*

unei asemenea maniere de amortizare, de exemplu asupra arhitecturii clădirilor înalte și/sau svelte [26] în ceea ce privește măsurile de protecție antiseismică respectiv de creștere a confortului. Această manieră de

amortizare este larg folosită la ora actuală pentru construcțiile moderne (Burj al Arab Tower din Dubai, Taipei Tower, Millenium Pedestrian Footbridge, etc.)

3.2.2.1 Aspecte ale eficacității TMD cu suspensie viscoelastică.

Ideea utilizării TMD în varianta masă rezemată pe material viscoelastic a fost valorificată de autor [2, 8, 9, 17] în activitatea desfășurată în cadrul Active Structure Laboratory din Université Libre de Bruxelles (director profesor André Preumont). Accesul la mijloace experimentale performante este ilustrat pe deplin prin rezultatele prezentate în continuare.

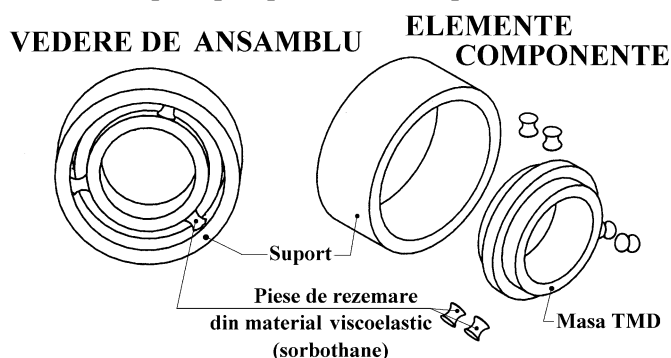


Figura 3.18 Descrierea TMD utilizat în figura 3.17.

caracteristicile, de exemplu pulsația proprie (în cadrul construcțiilor înalte și/sau svelte prin schimbarea distribuției de masă).

Experimentul este descris în figura 3.17.

Acesta constă dintr-o grindă cu secțiune rectangulară, încastrată, fixată prin intermediul suportului de încastrare pe un platou de excitație. Pe capătul liber al grinzii se plasează o masă concentrată care are și rolul de suport pentru un amortizor pasiv TMD. Pe platoul de excitație se plasează un excitator electrodinamic (shaker) care excită inerțial sistemul elastic al grinzii, capătul liber al acesteia executând mișcare vibratorie în plan vertical conform săgeții.

S-a dorit în primul rând realizarea unui experiment care să verifice eficacitatea TMD atunci când sistemul elastic la care este atașat își schimbă

Pe suportul de încastare și pe capătul liber al grinzii se plasează câte un accelerometru piezoelectric B&K (cu aceleași caracteristici). Semnalele furnizate de acestea sunt condiționate (amplificare și filtrare) cu câte un amplificator (*charge amplifier*).

Semnălul de excitație și semnalele de la cele două accelerometre sunt controlate de către un analizor HP 35670A (*dynamic signal analyzer*) cu ajutorul căruia se obțin direct caracteristicile răspunsului la frecvență. Principial acesta produce un semnal de excitație de tip *random noise* (zgomot care conține toate componentele spectrului dintr-un domeniu de frecvențe fixat) și realizează trasarea caracteristicii factorului relativ de amplificare prin intermediul transformatei Fourier a semnalelor provenite de la cele două accelerometre.

În figura 3.18 se face o descriere sumară a amortizorului TMD.

Masa TMD -ca piesă de revoluție- este fixată prin lipire pe un suport -de tip coroană cilindrică- prin intermediul a șase piese din material viscoelastic (*Sorbothane*). Amortizorul TMD este fixat mecanic în interiorul masei concentrate din figura 3.17.

Prin schimbarea lungimii libere în consolă a grinzii din figura 3.17 se realizează variația pulsației proprii (a frecvenței de rezonanță) a sistemului elastic.

S-a realizat un prim experiment pentru a ilustra cele mai bune performanțe ale amortizării cu TMD. Prin reglarea lungimii în consolă a grinzii din figura 3.17 s-a căutat frecvența sistemului elastic pentru care eficacitatea TMD este maximă, aici 91 Hz. În aceste condiții s-a ridicat experimental caracteristica factorului relativ de amplificare cu și fără TMD, conform figurii 3.19, cu utilizarea programului *fig319* plecând de la datele experimentale din fișierele *Feb79.x*, *Feb79.txt*, *Feb710.x* și *Feb710.txt* (aflăte în fișierul arhivat *datefig319*, vezi indicațiile de download din prefață).

PROGRAM fig319

```
clear all;
close all;
load Feb79.x -ascii;
f=Feb79;
load Feb79.txt -ascii;
mag=Feb79;
mag=mag./20;maglin=10.^(mag);
plot(f,maglin,'k');hold on
```

```

dim=size(f);max=-1000;
for i=1:dim(1);
    if maglin(i)>max;max1=maglin(i);
        max=max1;fr1=f(i);else;end
end
load Feb710.x -ascii;
f=Feb710;
load Feb710.txt -ascii;
mag=Feb710;
mag=mag./20;
maglin=10.^(mag);
plot(f,maglin,'k');
max=-1000;
for i=1:dim(1);
    if maglin(i)>max;max2=maglin(i);
        max=max2;fr2=f(i);else;end
end
axis([80 120 -10 290]);

```

În matricile *Feb79.x* respectiv *Feb710.x* se află datele de descriere a excursiei frecvenței, în matricile *Feb79.txt* respectiv *Feb710.txt* se află datele de descriere a excursiei factorului relativ de amplificare în dB (fără, respectiv

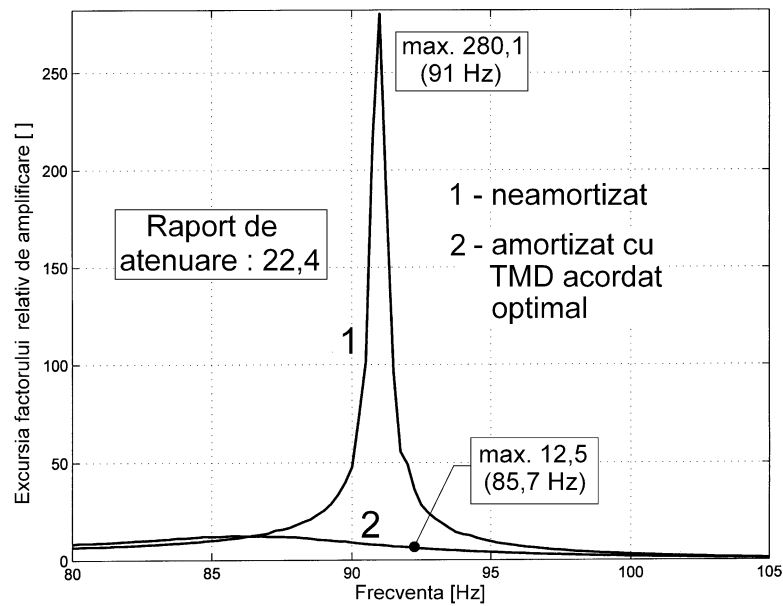


Figura 3.19 Evoluția factorului relativ de amplificare a sistemului elastic cu și fără utilizarea TMD. Curba 1-sistemul fără amortizor TMD. Curba 2-sistemul cu amortizor TMD.

cu TMD), motiv pentru care s-a realizat transformarea în valori liniare. Așa cum se observă, rezultatul este evident spectaculos. Dacă sistemul neamortizat prezintă o amplificare relativă de 280,1 pentru frecvența de 91 Hz (adică amplitudinea răspunsului -vibrația capătului liber al grinzii- este de 280,1 ori mai mare decât amplitudinea excitației, aici mișcarea suportului de încastrare a grinzii) sistemul amortizat cu TMD prezintă o amplificare relativă de numai 12,5 la o frecvență de 85,75 Hz, logic mai mică deoarece masa sistemului a crescut. Se obține un raport de atenuare de $280,1/12,5 = 22,4$. Prin tastarea instrucțiunii `max2, fr2, max1, fr1` în fereastra de comandă Matlab imediat după rularea programului *fig319*, se obțin datele la care s-a făcut referire mai sus.

Pentru descrierea analitică a curbelor 1 și 2 din figura 3.19 se pot aplica procedurile prezentate în programele *fig248* sau *fig315* pe care le propunem drept exercițiu (atenție la conversia din decibeli a datelor din *Feb79.txt* respectiv *Feb710.txt*). Pentru sistemul neamortizat se obține $p = 571,66 \text{ rad/s}$ (90,98 Hz) și $n = 0,82 \text{ s}^{-1}$, pentru sistemul amortizat se obține $p = 537,5 \text{ rad/s}$ (85,54 Hz) și $n = 20,783 \text{ s}^{-1}$ (modificare radicală a raportului de amortizare n).

Cititorul interesat va putea reconstrui programul de determinare a acestor parametri plecând de la programul *fig315* dacă (de exemplu, referitor la curba 1 neamortizată) înlocuiește instrucțiunile de până la `for p=pmin...` cu setul de instrucțiuni:

```
clear all;load Feb710.x;abscisa=Feb710;dim=size(abscisa);
load Feb710.txt;mag=Feb710;
mag=mag./20;maglin=10.^(mag);
ordonata=maglin;
discret=60;
pmin=570;pmax=580;stepp=(pmax-pmin)/discret;
nmin=0.8;nmax=1.2;stepn=(nmax-nmin)/discret;min=1000000;
```

Pentru determinarea parametrilor curbei 2 se face substituția cu :

```
clear all;load Feb79.x;abscisa=Feb79;dim=size(abscisa);
load Feb79.txt;mag=Feb79;
mag=mag./20;maglin=10.^(mag);
ordonata=maglin;
discret=60;
pmin=530;pmax=540;stepp=(pmax-pmin)/discret;
```

`nmin=20 ; nmax=21 ; stepn=(nmax-nmin)/discret ; min=1000000 ;`

Limitele de căutare p_{min} , p_{max} , n_{min} , n_{max} au fost restrânse succesiv până la valorile precizate mai sus.

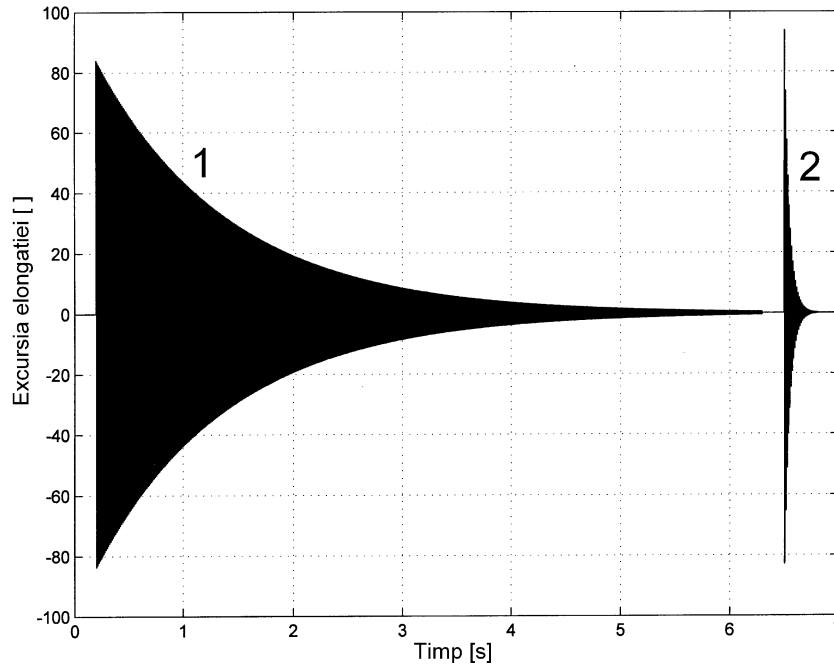


Figura 3.20 Răspunsul simulat la impuls în condiții identice de excitație. 1- răspunsul sistemului neamortizat, 2 - răspunsul sistemului amortizat cu TMD.

Poate și mai elocventă privind efectele amortizării este redarea răspunsului simulat al sistemului elastic al grinzii din figura 3.17 (pe baza pulsației și amortizării determinate anterior) la excitația impuls, răspuns descris prin elongația $y(t)$:

$$(3.3) \quad y(t) = a \cdot e^{-n \cdot t} \cdot \sin(p_1 \cdot t + \varphi)$$

în care:
$$p_1 = \sqrt{(p^2 - n^2)}$$

și parametrii p , n pentru fiecare dintre cele două situații prezentate mai sus (cu și fără amortizare). Utilizarea programului **fig320** (vezi valorile p , n în listing) permite trasarea acestui răspuns pentru fiecare dintre cele două situații (cu și fără amortizare).

```

                                PROGRAM fig320
clear all;close all;p=1;e=2.7182818;a=100;
n1=0.82;p1=571.16;p11=(p1^2-n1^2)^0.5;
n2=20.783;p2=537.5;p21=(p2^2-n2^2)^0.5;
for t=0:0.0005:7;
    abscisa(p)=t;
    if t<=0.2;ordonata(p)=0;else;end
    if t>0.2;
        if t<6.3;
            ordonata(p)=a*e^(-n1*t)*sin(p11*t);
        else;end;
    else;end;
    if t>=6.3;if t<6.5;ordonata(p)=0;else;end;else;end;
    if t>=6.5;
        ordonata(p)=a*e^(-n2*(t-6.5))*sin(p21*(t-6.5));
    else;end
    p=p+1;
end
plot(abscisa,ordonata,'k');grid
Title('RASPUNSUL SIMULAT LA IMPULS')
xlabel('Excursia timpului [s]')
ylabel('Excursia elongatiei')
gtext('1');gtext('2')

```

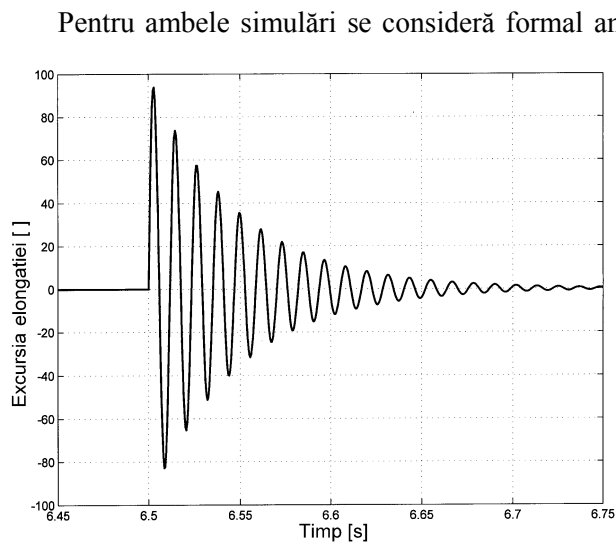


Figura 3.21 Detaliu la figura 3.20 (zona răspunsului liber 2).

prezentat în figura 3.20.

Pentru ambele simulări se consideră formal amplitudinea a (elongația la momentul $t = 0$) egală cu 100 unități (adimensională). Se consideră o secvență temporală cu durata de 7s, excitația sistemului fără absorbitor se produce virtual la momentul $t = 0,2$ s, iar excitația sistemului cu absorbitor se produce la momentul $t = 6,5$ s, răspunsul pentru fiecare dintre cele două situații fiind

Și în acești termeni efectele TMD sunt spectaculoase. Dacă răspunsul sistemului neamortizat se stinge în mai mult de 6 s (pentru cca. 550 oscilații ale capătului liber al grinzii), răspunsul sistemului amortizat cu TMD are durata inferioară unui interval de 0,3s (pentru numai cca. 25 oscilații).

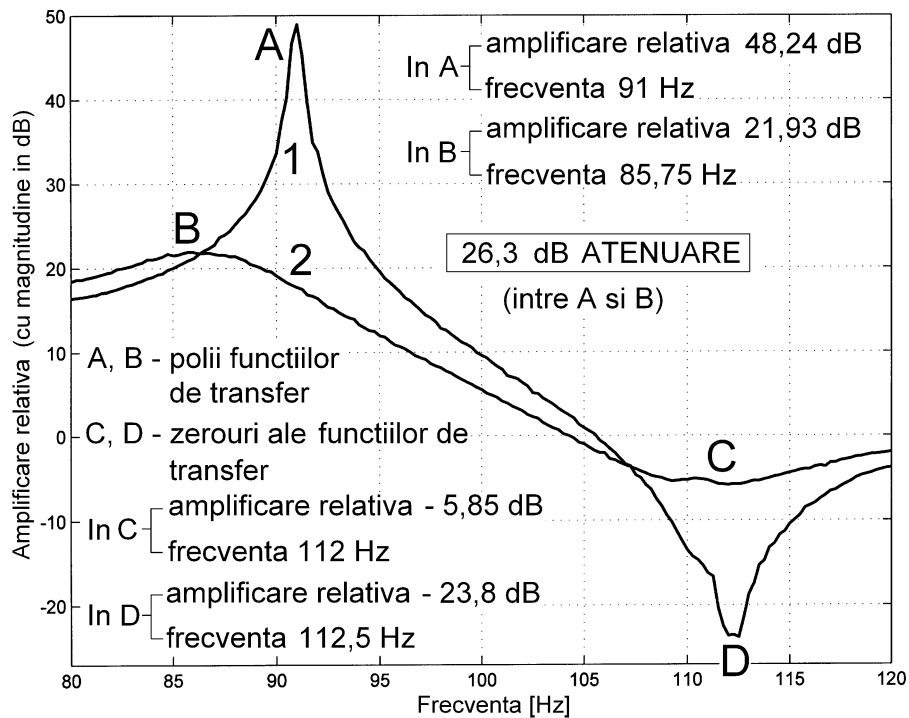


Figura 3.22 Prezentarea evoluției din figura 3.19 în coordonate semilogaritmice (magnitudinea în dB, frecvența în herți).

Dacă în programul `fig320` se introduce după instrucțiunea `plot...` instrucțiunea `axis([6.45,6.75,-100,100])`; atunci la rularea acestuia se obține un detaliu la figura 3.20 în zona răspunsului 2, conform figurii 3.21.

Dacă acum refacem reprezentarea din figura 3.19 dar cu descrierea magnitudinilor în decibeli (cu utilizarea programului `fig322`) se obține descrierea din figura 3.22.

```

PROGRAM fig322
clear all;close all;load Feb79.x -ascii;f=Feb79;
load Feb79.txt -ascii;mag=Feb79;plot(f,mag,'k');hold on
dim=size(f);max=-1000;min=1000;
for i=1:dim(1);

```

```

    if mag(i)>max;max1=mag(i);max=max1;
    frmax1=f(i);else;end
    if mag(i)<min;min1=mag(i);min=min1;
    frmin1=f(i);else;end
end
load Feb710.x -ascii;f=Feb710;
load Feb710.txt -ascii;mag=Feb710;
plot(f,mag,'k');max=-1000;min=1000;
for i=1:dim(1);
    if mag(i)>max;max2=mag(i);max=max2;
    frmax2=f(i);else;end
    if mag(i)<min;min2=mag(i);min=min2;
    frmin2=f(i);else;end
end
axis([80 120 -27 50]);
Title('EVOLUTIA FACTORULUI RELATIV DE AMPLIFICARE')
xlabel('Frecventa [Hz]')
ylabel('Excursia amplficarii (magnitudine in dB)')

```

Aici se ilustrează practic foarte bine avantajul reprezentării magnitudinii în decibeli (coordonate semilogaritmice).

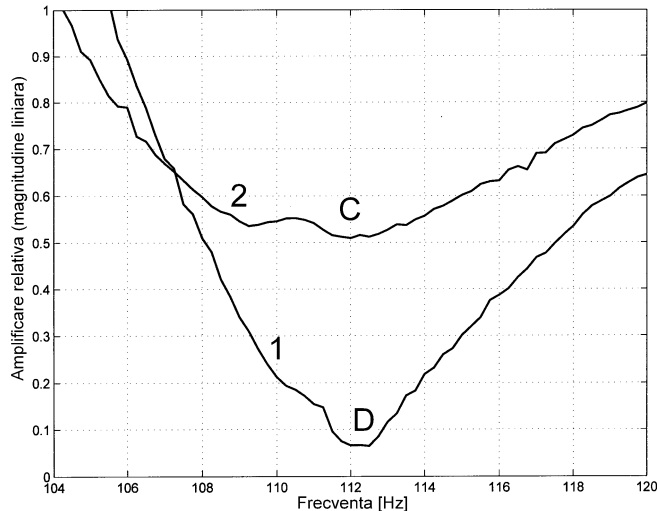


Figura 3.23 Detaliu la figura 3.22 în zona zero-urilor funcțiilor de transfer.

figura 3.17 între cele două accelerometre, la fel de bine există și zerouri ale acestei funcții (rădăcinile numărătorului). În zerouri răspunsul sistemului tinde la zero. Este cazul evoluției în punctul C (sistemul fără amortizare) respectiv D (sistemul amortizat cu TMD).

Dacă este cunoscut din [27] că maximele caracteristicii factorului relativ de amplificare se datorează polilor funcției de transfer (rădăcinile numitorului) ce definește comportarea sistemului elastic al grinzii din

Spre deosebire de reprezentarea în coordonate liniare din figura 3.19 iată aici, reprezentarea în coordonate semilogaritmice descrie foarte bine atât polii cât și zero-urile caracteristicii.

Semnificația fizică a zeroului din C este aceea că pentru frecvența de 112,5 Hz sistemul are un mod de vibrație cu nod în zona de amplasare a accelerometrului 2 (care tinde să rămână fix în spațiu).

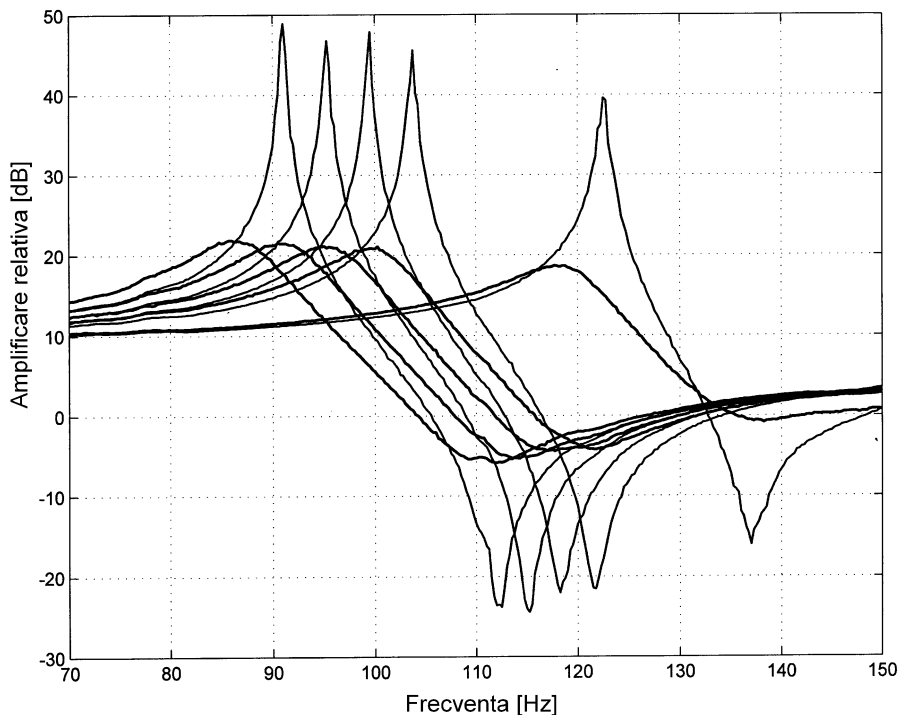


Figura 3.24 Evoluția amplificării relative cu și fără absorbitor TMD, pentru diferite frecvențe proprii ale sistemului elastic din fig. 3.17.

Se mai observă un aspect foarte interesant, amortizarea cu TMD afectează atât zona polilor cât și a zerourilor, tinde să uniformizeze evoluția, plastic vorbind „mută amplificarea din zona polului în zona zero-ului”, aspect logic de caracterizare a amortizării de tip pasiv.

Bineînțeles că se poate face o reprezentare a figurii 3.19 în zona zero-ului (magnitudine liniară), conform figurii 3.23. Reprezentarea se obține rulând programul *fig319* în care se substituie ultima instrucțiune `axis...` cu `axis([104 120 0 1])`;

Se poate acum face un test foarte simplu privind eficacitatea TMD la schimbarea pulsației proprii a sistemului elastic pe care este atașat, obținută aici (vezi figura 3.17) prin schimbarea lungimii în consolă a grinzii. Rezultatele unei asemenea operațiuni sunt prezentate prin caracteristica amplificării relative cu și fără (aceiași) TMD, conform figurii 3.24, pentru cinci lungimi diferite de grindă.

Aici s-a scăzut lungimea grinzii pentru creșterea frecvenței proprii. Pentru frecvențe între 92 și 123 Hz absorbitorul are o comportare sistematic identică cu cea deja prezentată în figura 3.22, realizând o atenuare de peste 20 dB. Pentru situația de la 123 Hz se realizează o atenuare de la 39,61 dB (liniar 95,6) la 18,502 dB (liniar 8,41).

Prin simetrie față de 92 Hz se poate considera același tip de comportare pentru frecvențe inferioare, ca atare iată TMD este eficace pentru un domeniu de frecvențe între 60 și 120 Hz. În plus este evident că reglajul masei TMD nu mai este o problemă critică.

De fapt aici pentru o construcție dată de TMD (bazată pe un proiect sumar) s-a căutat frecvența sistemului elastic la care eficacitatea este maximă (conform figurilor 3.19 și 3.22), prin schimbarea lungimii în consolă a grinzii, apoi s-a realizat demersul experimental cu rezultatele descrise în figura 3.24.

Cu aceasta, se probează viabilitatea unei opțiuni foarte serioase în corecția comportării dinamice a structurilor mecanice, pe baza absorbitorilor cu bandă de frecvențe relativ largă, cu suspensie viscoelastică.

Din literatura de specialitate [26] merită reținută observația din practica amortizării cu amortizori pasivi acordați a clădirilor înalte: „... cu o masă a TMD de cca. 4% din masa clădirii se reușește atenuarea severă a modului de vibrație lateral cel mai periculos”.

Materialele viscoelastice deschid o nouă direcție interesantă de cercetare, amortizarea pasivă a modurilor de vibrații în structuri de tip diafragmă, plăci plane, suprafețe de separație etc.

Rămâne desigur de stabilit un răspuns clar la întrebarea: cum se explică fizic funcționarea absorbitorului dinamic? Cum se explică eficiența acestuia numai în anumite condiții legate de valoarea frecvenței de excitație? Cea mai pertinentă explicație continuă considerațiile din § 2.4.1. Sistemul elastic al absorbitorului trebuie să prezinte rezonanță mecanică pe aceeași frecvență cu a structurii pe care este plasat (se realizează corezonanță, ambele au

impedanță mecanică minimă la această valoare a frecvenței). Structura absoarbe o cantitate maximă de energie de la excitator, energie care este transferată imediat absorbitorului (conform și cu § 3.2.3), evitându-se evoluția amplitudinii mișcării la rezonanță spre valori catastrofale. Evident că absorbitorul trebuie să disipe energia de tip conservativ transferată, motiv pentru care acesta trebuie să posede obligatoriu un element disipativ (conversie în căldură, bazat pe frecări vâscoase într-un amortizor).

3.2.2.2 Aplicație a TMD cu suspensie viscoelastică în corecția comportării rezonante a ansamblului osie-roți din construcția materialului rulant urban

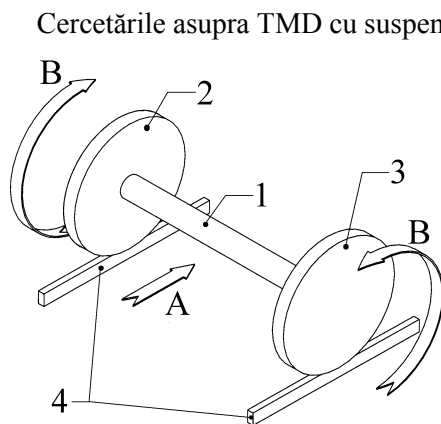


Figura 3.25 Considerații privind definiția modului de vibrație implicat în apariția uzurii ondulatorii.

vehiculele de transport urban (tramvaie și rame de metrou). Una dintre cauzele apariției uzurii ondulatorii [7] este legată de existența unui mod de vibrație slab amortizat la nivelul ansamblului osie-roți (AOR), conform și figurii 3.25. Acest mod de vibrație presupune mișcarea oscilatorie torsiională B, de rotație a roților 2 și 3, în opoziție de fază, ca elemente cu moment mare de inerție, cu solicitarea la torsiune a osiei 1, care se comportă ca element elastic. Acest mod de vibrație este excitat cu precădere în fazele de

Cercetările asupra TMD cu suspensie viscoelastică au fost valorificate cu contribuția autorului într-o situație practică imediată în cadrul unui proiect european (Wheel-rail CORRUGATION in Urban transport, GRD 2-2001-5006) și s-au concretizat într-o cerere de brevet de invenție internațional [9] la Université Libre de Bruxelles (ULB), Active Structure Laboratory.

Proiectul a cercetat fenomenul de uzură ondulatorie a căii de rulare (notată cu 4 pe figura 3.25) pentru

accelerare/decelerare ale vehicolului, odată cu apariția fenomenului de frecare dintre roți și șine. Cel mai puternic este excitat acest mod în fazele de frânare cu blocarea roților

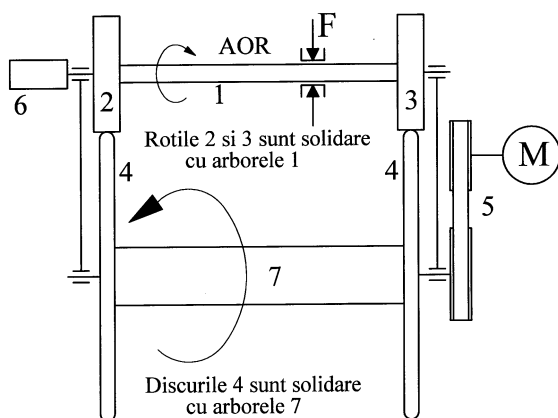


Figura 3.26 Descriere conceptuală a standului de cercetare a vibrațiilor torsionale ale AOR.

vibrațiilor torsionale ale roților.

În figura 3.26 se prezintă conceptual standul pe care s-au reprodus condițiile de apariție a vibrațiilor torsionale.

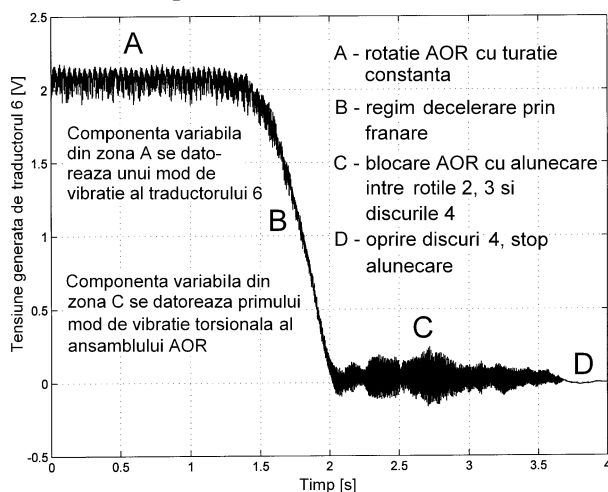


Figura 3.27 Evoluția tensiunii generate de traductorul 6 (a vitezei de rotație a arborelui 1) în condiții de frânare.

(vezi pe figură mișcarea A), respectiv în curbe (pe șina din interior). Pe calea de rulare se poate observa o succesiune de pete de uzură cu dispunere echidistantă.

Intensitatea prelevării de material de pe calea de rulare respectiv de pe roți (uzura) este direct dependentă printre altele și de amplitudinea

AOR este așezat în contact cu două discuri solidare 4 care reproduc căile de rulare 4 din figura 3.25. Discurile 4 sunt antrenate de un electromotor M (cu caracteristică mecanică moale) prin intermediul unei transmisii cu curele 5. Mișcarea de rotație se transmite fără alunecare roților 2, 3

din AOR. Un traductor **6** (un minimotor de curent continuu utilizat ca generator) montat pe arborele **1** al AOR furnizează o tensiune proporțională cu viteza de rotație.

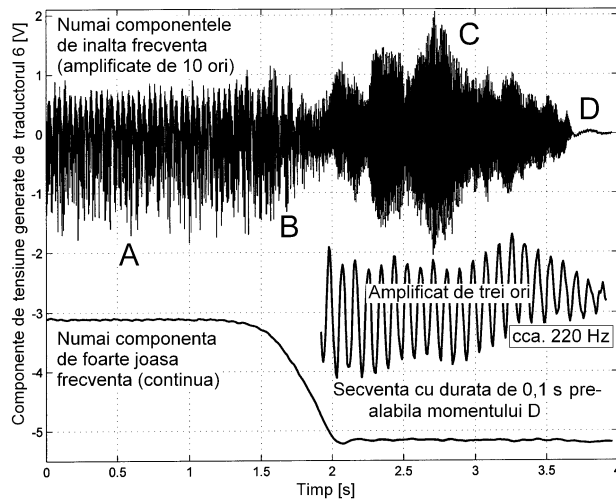


Figura 3.28 Prelucrare numerică a semnalului din figura 3.27, cu extragerea componentelor de joasă și înaltă frecvență.

semnalului generat de traductorul 6 în aceste circumstanțe. În zona C,

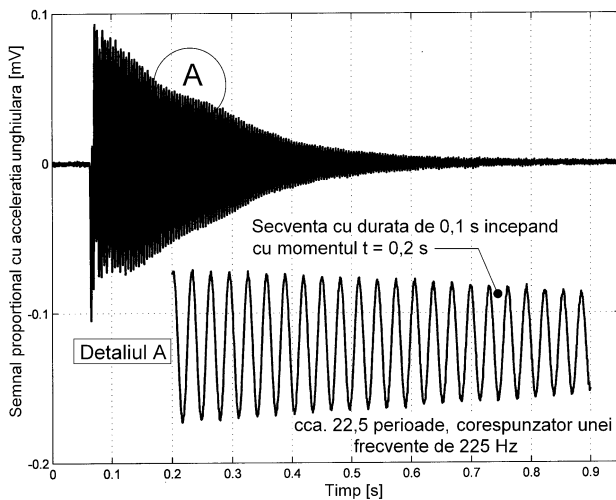


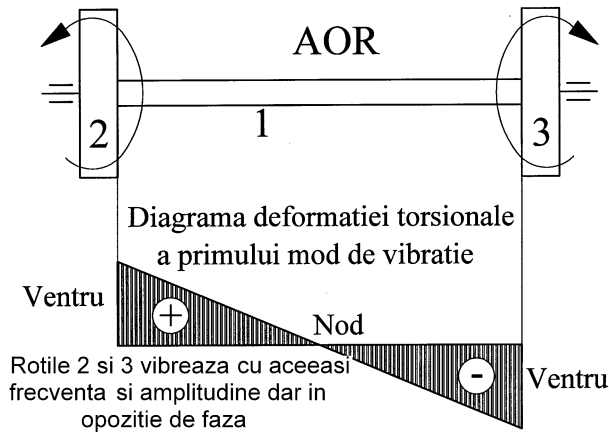
Figura 3.29 Răspunsul AOR la excitația impuls torsional (măsurat pe roata 2).

Cu ajutorul unei frâne **F** montată pe arborele 1 se realizează frânarea AOR până la oprire completă, situație în care se produce frecare cu alunecare la nivelul zonelor de contact dintre roțile 2, 3 și discurile 4. În figura 3.27 se prezintă evoluția

corespunzătoare blocării arborelui 1 și apariției alunecării între roțile 2, 3 și discurile 4, apare o componentă variabilă de semnal relativ importantă, care se stinge complet odată cu dispariția alunecării (la oprirea AOR, în zona D).

Semnalul din figura 3.27 se poate prelucra conform

figurii 3.28. Astfel în partea superioară s-a extras numai componenta variabilă de semnal (redare cu amplificare x10), în partea inferioară numai componenta continuă, pe care se observă palierul de funcționare regim (rotire cu viteză



Rotile 2 si 3 vibreaza cu aceeași frecvența și amplitudine dar în opoziție de fază

Figura 3.30 Descrierea modului de vibrație din punctul de vedere al deformației unghiulare.

frecvențe de aproximativ 220 Hz.

A fost apoi realizat un experiment cu AOR separat, cu roțile 2, 3 fără

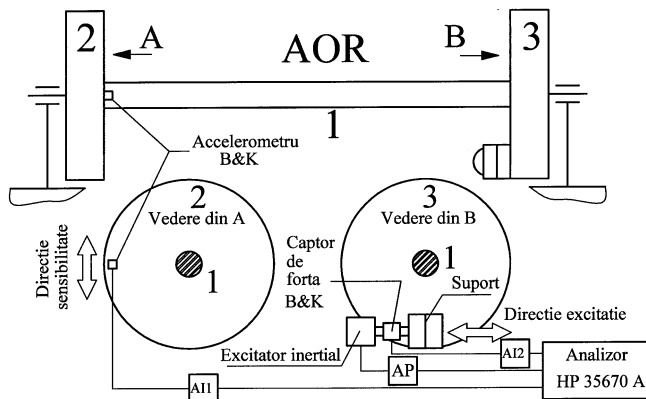


Figura 3.31 Descriere formală a experimentului pentru detecția descrierii modului de vibrație cu ajutorul analizorului HP 35670.

constantă), faza de decelerare și palierul stop rotație corespunzător căruia interesează zona C din care s-a redat o secvență temporală de 0,1 s. Se observă clar evoluția armonică a semnalului, cu componentă dominantă, cca. 22 perioade, corespunzător unei

contact pe discurile 4, S-a plasat un accelerometru pe roata 2, poziționat astfel încât să realizeze sensibilitate maximă pe direcția tangentei la circumferință, deci pentru vibrații torsionale. S-a excitat impuls

torsional (lovire cu ciocan de plastic). În figura 3.29 se redă răspunsul AOR la nivelul roții 2, pentru o secvență temporală de 0,95 s. Se obține clar un răspuns periodic amortizat.

În spațiul figurii 3.29 este reprodusă o secvență cu durata de 0,1 s din răspunsul torsional (detaliul A). Este evidentă aici valoarea frecvenței răspunsului liber cca. 225 Hz. Analiza semnalului cu procedurile prezentate în capitolul 1 definește exact valoarea frecvenței răspunsului adică 224,7 Hz.

Elementele grafice din figurile 3.28 și 3.29 confirmă existența unui mod de vibrație torsională slab amortizată, cu maxime (ventre) la nivelul roților 2, 3 și, minim (nod) în poziția mediană a arborelui 1. Roțile 2, 3 vibrează torsional cu aceeași elongație dar în opoziție de fază. În figura 3.30 se descrie conceptual evoluția elongației deformației torsionale pe lungimea arborelui 1 din AOR.

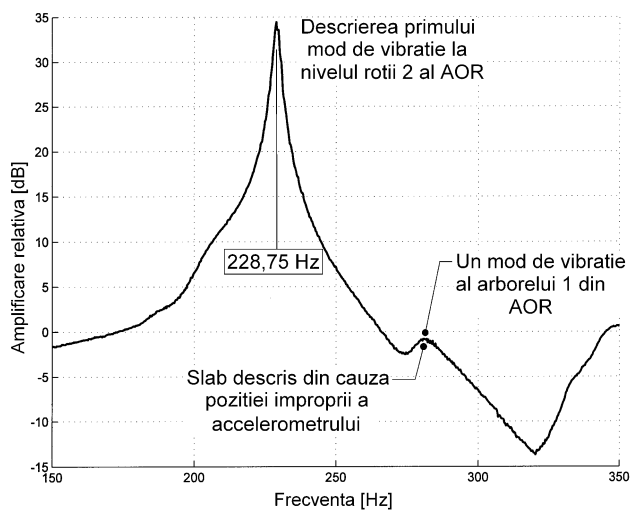


Figura 3.32 Evoluția transmisibilității dintre roțile 2 și 3. Detecția comportării rezonante (a modului de vibrație torsional).

conectorului 11, figura 2.24) atunci acesta exercită o forță armonică asupra structurii pe care se montează prin intermediul asamblării filetate din zona A (tensiunea generează un curent în bobină, curentul în interacțiune cu câmpul magnetic generează o forță). Montarea excitatorului se realizează tangent la roata 3 (vezi direcția de excitație), prin intermediul unui traductor de forță B&K. Pe roata 2 se montează un accelerometru B&K cu direcția de

Existența acestui mod de vibrație poate fi detectată și cu utilizarea instalației experimentale din figura 3.31. Pe roata 3 se montează un excitator inerțial, construit după același principiu ca TEGAS din figura 2.24. Dacă TEGAS este alimentat cu o tensiune alternativă (la nivelul

sensibilitate perpendiculară pe direcția de excitație. Cu ajutorul unui analizor de vibrații HP 35670 se generează semnal de excitație (prin intermediul unui amplificator de putere AP). Prin intermediul a două amplificatoare de instrumentație (*charge amplifier*) notate cu AI1 respectiv AI2 analizorul culege informația de la accelerometru respectiv captorul de forță.

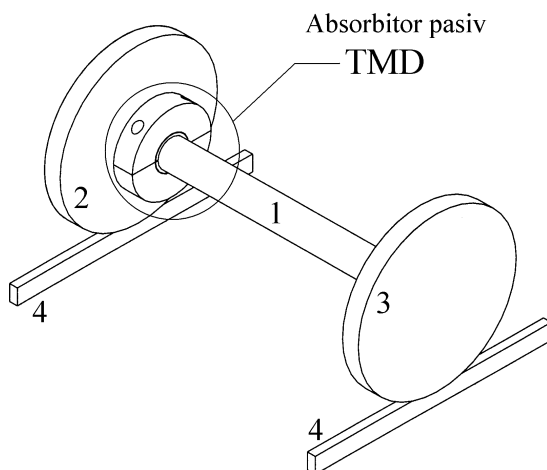


Figura 3.33 Poziția absorbtorului pasiv TMD cu suspensie elastică pe AOR (realizare ASL).

intermediul arborelui 1). S-a realizat explorarea unui domeniu de frecvență între 150 și 350 Hz. Rezultatul acestei explorări -exprimat în decibeli- este reprodus în figura 3.32.

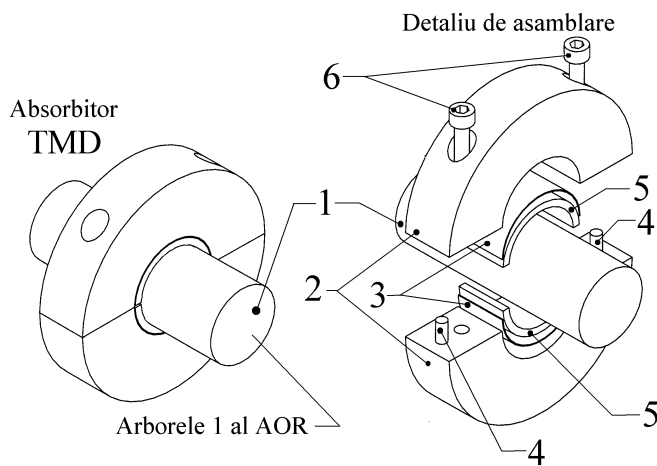
Se observă cu claritate existența unui mod de vibrație (rezonanță mecanică) slab amortizat, cu frecvența de 228,75 Hz, valoare foarte apropiată de rezultatele cercetărilor anterioare. Dacă se repetă experimentul cu plasarea accelerometrului pe roata 3 se obține un rezultat comparabil, deci cele două roți ale AOR vibrează torsional în opoziție de fază.

Se pune acum întrebarea firească, care este mecanismul prin care acest mod de vibrație este excitat pe calea de rulare? Literatura de specialitate [7, 8, 9] oferă o explicație foarte pertinentă. În esență, excitarea modului de vibrație torsional se datorează variației coeficientului de frecare cu viteza relativă a suprafețelor de frecare. Altfel spus, frecarea stă la originea apariției vibrațiilor autoexcitate. Funcționarea instrumentelor cu coarde frecate (vioara de exemplu) se bazează pe acest fenomen. Prin frecarea cu arcușul coarda

Analizorul

generează semnal de excitație, deci forță armonică asupra roții 3. Pentru fiecare frecvență de excitație se calculează raportul dintre amplitudinea semnalului furnizat de accelerometru și a semnalului furnizat de captorul de forță (amplitudinea relativă sau transmisibilitatea dintre roțile 3 și 2 prin

vibrează pe frecvența de rezonanță. Creșterea eficienței frecării se obține cu ajutorul pudrei de colofoniu (sacâz) presărată pe arcuș. În aceeași manieră se explică scârțâitul ușilor, frecarea în balamale excită un mod de vibrație uneori cu emisie acustică. Înlăturarea fenomenului se face prin reducerea frecării (ungere). Adesea în practică la deplasarea prin frecare cu viteză redusă a unui



corp pe o suprafață plană se produce fenomenul de *stick-slip* (deplasare sacadată), și el încadrabil în clasa de fenomene expuse aici.

Corecția comportării rezonante pentru

Figura 3.34 Elemente de detaliu privind construcția și montajul pe AOR al absorbitorului TMD cu suspensie elastică

modul de vibrație torsională a AOR evidențiat anterior se poate face prin

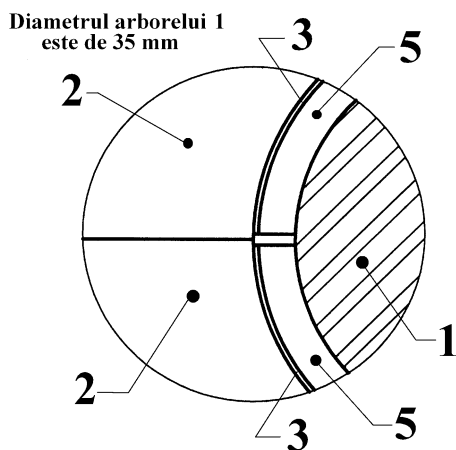


Figura 3.35 Detaliu asupra semiinelor absorbitorului în stare montată

utilizarea unui absorbitor. Pentru eficacitate maximă plasarea acestuia trebuie să se facă evident în zona ventrului modului de vibrație (fig. 3.30). Firma Bombardier a brevetat deja [4] o construcție de absorbitor cu suspensie elastică, montat chiar pe una sau pe ambele roți ale AOR. Din considerente de securitate a utilizării, autoritățile europene în domeniu privesc cu mare rezervă această soluție.

În cadrul Active Structure Laboratory din Université Libre de Bruxelles s-a realizat și experimentat [9] (cu contribuția directă a autorului) o construcție de absorbtor TMD cu suspensie viscoelastică plasată pe arborele 1 al AOR în imediata proximitate a roții 2, conform figurii 3.33.

Unele detalii constructive ale absorbtorului sunt prezentate în figura 3.34.

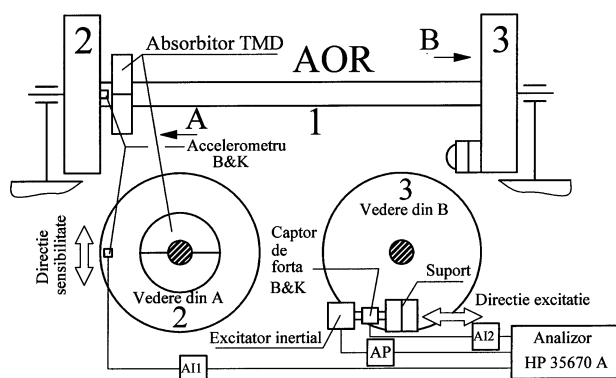


Figura 3.36 Experiment schematizat pentru detecția modului de vibrație cu ajutorul analizorului HP 35670 în prezența absorbtorului TMD.

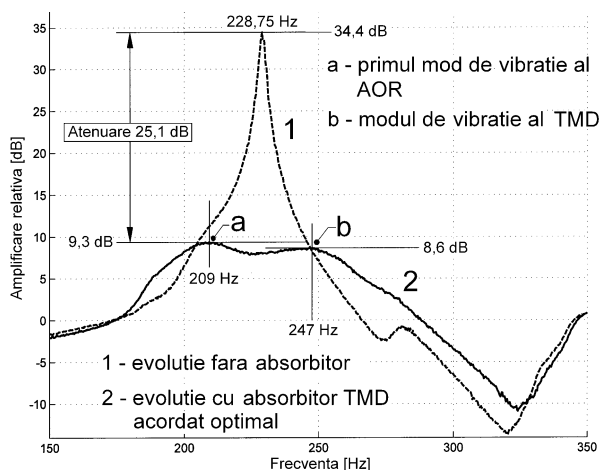


Figura 3.37 Efectul utilizării absorbtorului TMD în corecția comportării rezonante a AOR (*magnitudine în decibeli*).

Un detaliu de poziție a semiinelor se prezintă în figura 3.35. În stare montată

TMD prezintă o structură din semiinele de tip pachet, asamblată prin intermediul a două șuruburi 6 pe arborele 1 al AOR. Cele două semiinele 2 (din aliaj pe bază de aluminiu) au rolul masei din TMD. În stare asamblată (cu poziționare pe baza știfturilor 4) realizează funcțiile unui disc cu moment de inerție acordat. În același timp cele două semiinele realizează montajul prin strângere în pachet a două semiinele din material viscoelastic 3 și a două semiinele din aluminiu 5. Un

(cu strângere) discurile 2 sunt solidare și realizează funcția unui volant montat prin intermediul unei suspensii vîscoelastice (asigurată de semiinelele 3) pe arborele 1 al AOR (semiinelele 5 sunt solidare cu arborele 1). Stratul de material vîscoelastic (*Sorbothane* [28]) este solicitat la forfecare, el îndeplinește funcțiile cumulate ale unui arc și ale unui amortizor, în el se disipă sub formă de căldură energia absorbită din sistemul elastic al AOR dacă condiția de acord este îndeplinită (modul torsional al AOR și cel al absorbitorului au aceeași frecvență de rezonanță).

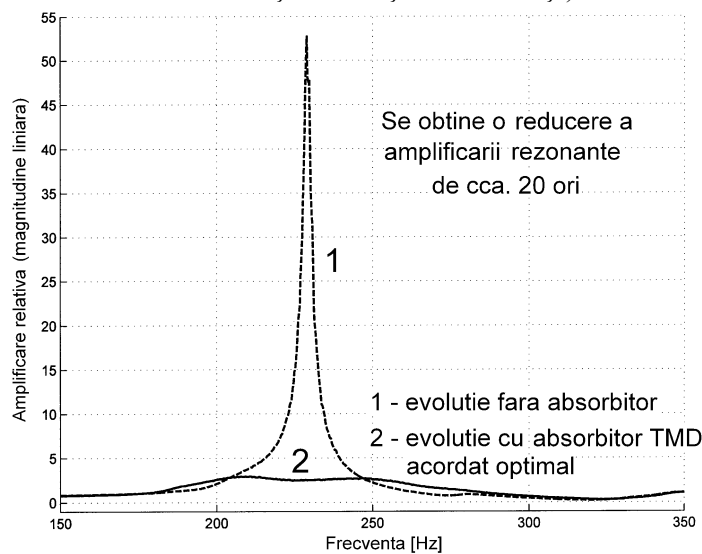


Figura 3.38 Evoluția din figura 3.37 redată cu magnitudine liniară.

Repetarea experimentului care a condus la reprezentarea din figura 3.32 dar în condițiile din figura 3.36 (cu absorbitorul TMD montat pe AOR), a condus la obținerea caracterizării amplitudinii

relative conform figurii 3.37, curba continuă. Pe figură a fost redată cu linie întreruptă și evoluția din figura 3.32. Efectul absorbitorului în reducerea amplificării rezonante este mai mult decât evident, s-a obținut o atenuare de 25,1 dB. O imagine și mai elocventă asupra mărimii amortizării o oferă reluarea evoluțiilor din figura 3.37 în figura 3.38 dar cu magnitudine liniară. Și în acest caz se observă efectul spectaculos, amplificarea rezonantă se reduce de circa 20 ori în prezența absorbitorului TMD.

Cu titlu inedit, pe figura 3.37 se observă pe curba amplificării rezonante cu TMD prezența a două vârfuri estompate, notate cu **a** respectiv **b**, de amplitudine aproximativ egală, situate strict simetric față de frecvența de rezonanță fără absorbitor (ecart de 19 Hz la stânga și la dreapta). Fiecare

dintre cele două vârfuri corespund celor două moduri de vibrație pe care le are

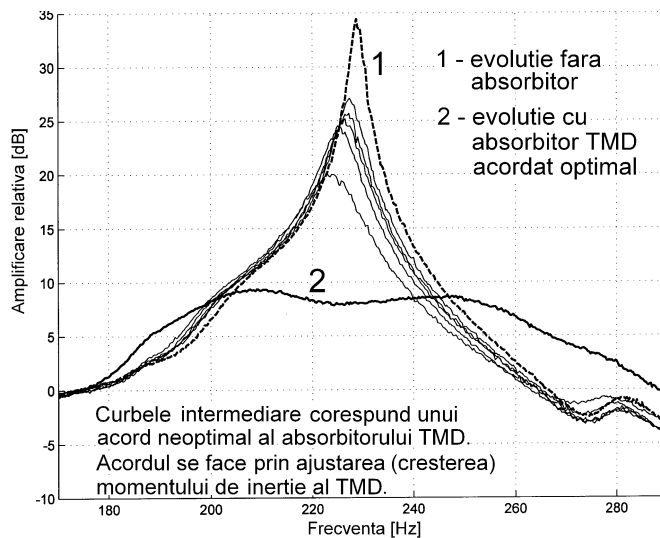


Figura 3.39 Efectul acordării neoptimale a momentului de inerție a absorbitorului asupra amortizării.

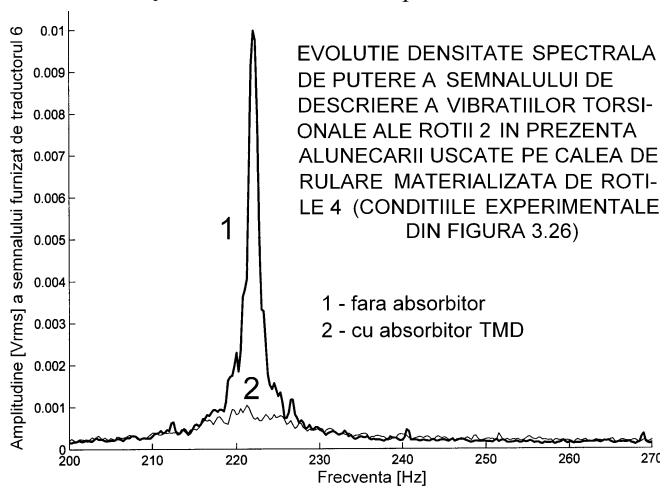


Figura 3.40 Eficacitatea absorbitorului în reducerea densității spectrale de putere a semnalului de descriere a vibrațiilor torsionale ale AOR (pe primul mod de vibrație).

conduce la obținerea a două moduri apropiate ca frecvență pe curba amplificării rezonante. Pentru o amortizare dată a absorbitorului, acordul în frecvență (de exemplu prin ajustarea masei sau a momentului de inerție a

acum AOR, ambele

torsionale. Unul dintre ele (a) se datorează structurii AOR, cel de al doilea (b) se datorează absorbitorului introdus.

Această observație a permis identificarea absorbitorului ca o soluție

particulară a absorbitorilor cu suspensie elastică inventați de Hermann Frahm în 1909 [12, 13] cu optimizare constructivă realizată conform cu Ormondroyd și Den Hartog [22]. Potrivit acestora, adăugarea unui absorbitor

absorbitorului) pentru realizarea disipării maxime de energie, este necesar ca vârfurile corespunzătoare celor două moduri să aibă aceeași amplitudine pe curba amplificării relative (optimizarea prin metoda vârfurilor egale). Consecința realizării acestei condiții este simetria frecvenței celor două moduri față de a modului neamortizat, deja observată în figura 3.37.

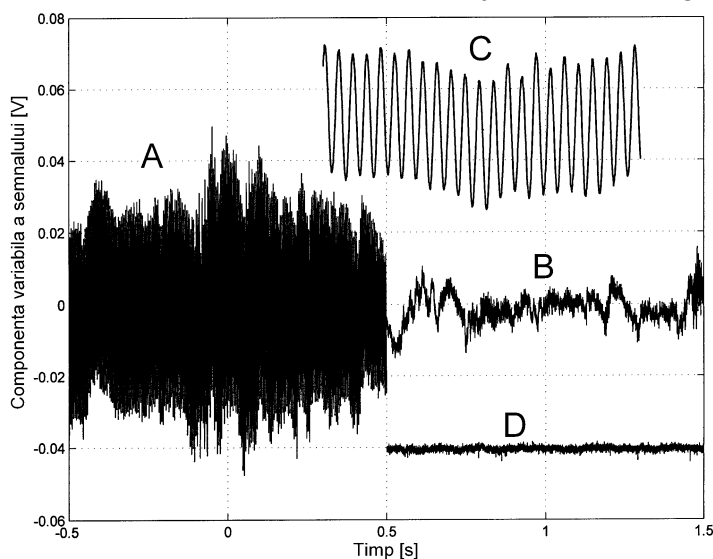


Figura 3.41 Evoluția temporală a semnalului de descriere a vibrațiilor torsionale autoexcitate ale roții 2 din AOR cu (B) și fără absorbitor (A).

Dacă în cazul absorbitorilor cu suspensie elastică teoretizați de Ormondroyd și Den Hartog cele două moduri apar sistematic ca vârfuri pe curba amplificării relative, în cazul absorbitorilor

TMD cu suspensie vâscoelastică, din cauza amortizării severe, cele două moduri apar pe curba amplificării relative doar după ajustarea masei/momentului de inerție în zona de optim. Aspectul apare cu claritate pe figura 3.39, pe care sunt reproduse în afara curbelor din figura 3.37 și 3.38 și evoluțiile amplificării relative pentru alte valori ale momentului de inerție ale volantului.

Eficacitatea utilizării absorbitorului în atenuarea vibrațiilor torsionale autogenerate prin frecare-alunecare a AOR pe calea de rulare rezultă și din figura 3.40, care prezintă densitatea spectrală de putere a semnalului de descriere a vibrațiilor AOR (la nivelul roții 2, în condițiile experimentale prezentate în figura 3.26), cu și fără absorbitor. Conform figurii se realizează o reducere de cca. 10 ori a amplitudinii vibrațiilor torsionale. Se probează

astfel și faptul că fenomenul de rezonanță (și corecția sa) intervine decisiv în generarea vibrațiilor torsionale implicate în apariția uzurii ondulatorii. Curbele 1 respectiv 2 s-au obținut fiecare prin mediere a câte 20 de înregistrări (prelucrare a semnalului cu ajutorul analizorului HP 35670 A).

O confirmare suplimentară a eficacității absorbitorului în reducerea

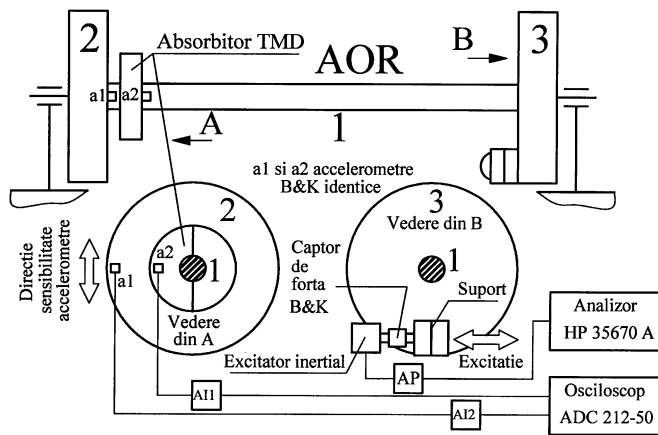


Figura 3.42 Descriere formală a experimentului pentru determinarea relației de fază dintre vibrația roții 2 din AOR și a absorbitorului TMD.

amplitudinii vibrațiilor autoexcitate generate prin frecare uscată este oferită de rezultatele redată în figura 3.41. S-a utilizat parțial standul experimental din figura 3.36. S-a rotit manual ansamblul AOR (priză pe mijlocul arborelui 1, pe nodul modului de vibrație torsional) și s-a realizat frecare uscată pe periferia roții 2. S-a prelevat evoluția temporală a semnalului generat de accelerometrul de pe roata 2 în două circumstanțe, cu absorbitor (evoluția din zona B) și fără absorbitor (evoluția din zona A), cu adăuție artificială a înregistrărilor. În absența absorbitorului (zona A) roata 2 vibrează autoexcitat pe frecvența modului torsional (conform detaliului C, secvență cu durata de 0,1 s). În prezența absorbitorului (zona B) vibrațiile torsionale sunt insignifiante, comparativ cu evoluția din zona D se reproduce o secvență cu durata de 1s ce descrie zgomotul de măsură generat de accelerometru și aplicatorul AII.

amplitudinii
vibrațiilor
autoexcitate
generate prin
frecare uscată
este oferită de
rezultatele
redată în figura
3.41. S-a utilizat
parțial standul
experimental
din figura 3.36.
S-a rotit manual
ansamblul AOR
(priză pe
mijlocul

3.2.3 Asupra mecanismului de reducere a amplificării rezonante prin utilizarea absorbitorilor dinamici pasivi.

Aspectele experimentale prezentate anterior probează foarte bine eficacitatea TMD (numit adesea în literatura de specialitate și *passive dynamic vibration absorber*) și impune cu necesitate definirea unui punct de vedere coerent cu privire la mecanismul exact al funcționării (neevidentiat anterior).

S-a văzut experimental -conform figurii 3.39- că funcționarea eficace a absorbitorului este legată de realizarea unei valori optime a momentului de inerție (a masei), ilustrare a faptului că absorbitorul se comportă ca un sistem elastic (masă-arc-amortizor) care trebuie acordat în frecvență cu structura pe care se plasează (anticipând, să afirmăm că frecvența de rezonanță a absorbitorului trebuie să fie formal egală cu cea a modului de vibrație de corectat).

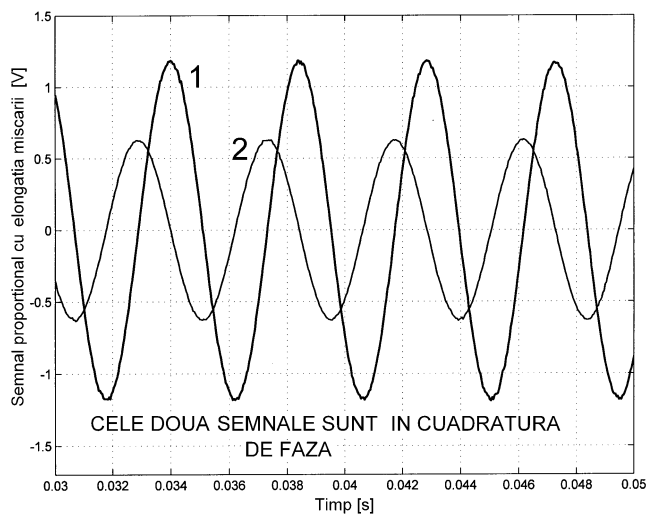


Figura 3.43 Evoluția răspunsului forțat al absorbitorului (semnalul 1) și al roții 2 (semnalul 2) din AOR. Excitație torsională armonică pe frecvența de rezonanță a AOR (primul mod de vibrație).

Este de intuit faptul că absorbitorul vibrează simultan cu structura pe care este plasat. Un experiment simplu, (care continuă demersurile din § 3.2.2.2) efectuat în condițiile prezentate în figura 3.42, permite cercetarea relației de fază dintre absorbitor și structură.

Față de condițiile experimentale din figura 3.36, s-a plasat suplimentar un accelerometru **a2** pe absorbitor, în aceeași poziție unghiulară cu

accelerometrul de pe roata 2 a AOR (notat aici cu **a1**). Excitatorul inerțial este alimentat de la analizor -prin intermediul amplificatorului AP- cu o

tensiune armonică pe frecvența de rezonanță torsională a AOR (228 Hz). In consecință roata 2 și discul de inerție al absorbitorului vibrează torsional (răspuns armonic forțat), cele două accelerometre generând semnalele descrise în evoluție

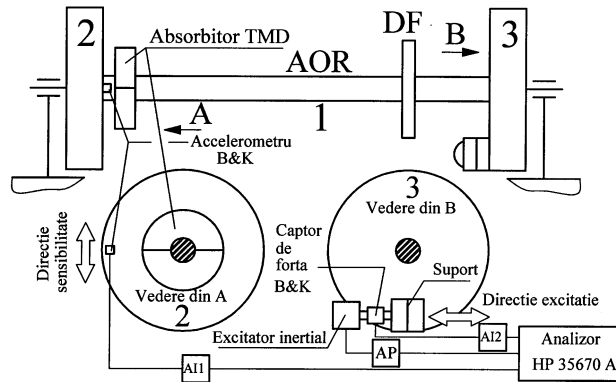


Figura 3.44 Descriere formală a experimentului pentru determinarea caracterului selectiv (în frecvență) a absorbitorului TMD

temporală conform figurii 3.43. Pentru prelevarea celor două semnale s-a utilizat osciloscopul numeric ADC 212-50 și facilitățile Matlab. La procesarea datelor de descriere a celor două semnale s-a realizat compesarea sensibilității și a diferenței de rază de plasare a accelerometrelor în raport cu axa AOR.

Să punctăm câteva observații importante :

1. Roata 2 și discul inerțial al absorbitorului vibrează torsional evident cu aceeași frecvență (a excitației) ;

2. Există un decalaj de fază sistematic, foarte apropiat de $\pi/2$ radiani (90°), între elongația roții 2 și a discului inerțial al TMD ;

3. Amplitudinea vibrației torsionale a absorbitorului este mai mare decât a roții 2 a AOR.

4. Caracterul evoluției semnalelor din figura 3.43 -referitor la relația de fază- este identic cu cel al evoluției din figura 2.51 (care descrie un experiment ce caracterizează un sistem la rezonanță).

Pe această bază se poate afirma că absorbitorul dinamic se comportă ca sistem elastic cu un singur grad de libertate cu absorbție și disipare eficace a energiei în condiții de rezonanță față de structura pe care se plasează. Se realizează așa numita corezonanță a absorbitorului cu cea a structurii.

Mecanismul de reducere a amplificării rezonante a structurii pe care se plasează este fără îndoială legat de această comportare. Așa cum s-a văzut și la § 2.5 un sistem excitat la rezonanță absoarbe energie (putere) maximă de la sursă, deci se poate afirma că sistemul prezintă impedanță mecanică minimă pe frecvența de rezonanță.

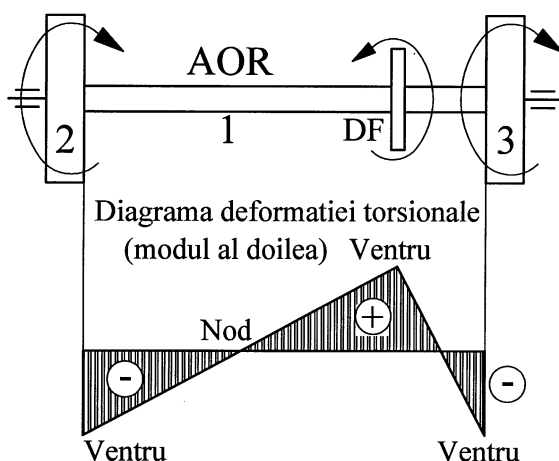


Figura 3.45 Descrierea formală a celui de al doilea mod de vibrație al AOR.

La rezonanță absorbitorul dinamic absoarbe cu maximă eficacitate energie de tip conservativ de pe structura pe care se plasează, o convertește în forma disipativă (căldură) și o elimină, evitând stocarea acesteia deci evoluția periculoasă a răspunsului structurii. Se poate afirma că structura amortizată

astfel acționează la rezonanță ca vector de transfer al energiei de la sursa de excitație către absorbitor.

Condițiile funcționale evidente ce se impun absorbitorului sunt :

A. Identitatea frecvenței de rezonanță a absorbitorului cu a modului de vibrație al structurii pe care se plasează (*condiția de acord în frecvență sau de corezonanță*);

B. Plasarea fizică a absorbitorului în zona unui ventru a modului de vibrație de corectat (*condiția de cuplare*);

C. Existența unui element disipativ de natură vâscoasă (care introduce forță de frecare proporțională cu viteza și în sens contrar acesteia) în paralel cu elementul elastic al absorbitorului, pentru conversia și disiparea energiei absorbite (*condiția de disipare*).

Elementul disipativ (și absorbitorul) lucrează ca un amortizor fără punct fix real (*sky-hook damper*), cu selectivitate în frecvență (eficace numai în zona rezonanței).

Acest tip de comportament poate fi confirmat și experimental. Conform figurii 3.44, se completează structura experimentului descris în figura 3.36 prin adăugarea unui disc DF (în practică folosit ca disc de frânare) în proximitatea roții 2. Acest disc introduce un al doilea mod de vibrație

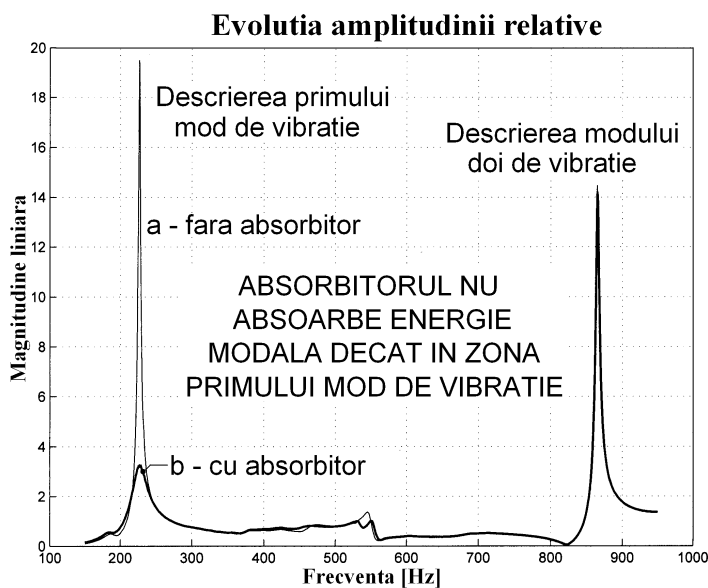


Figura 3.46 Evoluția amplificării relative cu frecvența cu (b) și fără absorbitor (a).
Reliefașarea caracterului selectiv în frecvență a atenuării cu TMD (primul mod).

torsională al AOR (roțile 2 și 3 se mișcă împreună, în opoziție de fază față de discul DF), conform figurii 3.45. Evident, acest mod de vibrație are frecvență mult mai ridicată. Ridicarea caracteristicii amplificare relativă-frecvență pentru AOR în aceste condiții (conform și cu explicațiile de la figura 3.36) a condus la rezultatul din figura 3.46 (redare cu magnitudine liniară). Pe figură sunt redată curbele *b* și *a* reprezentând evoluția amplificării relative cu frecvența, cu și fără absorbitor TMD. Se observă existența primului mod de vibrație, așa cum s-a văzut anterior, în jurul frecvenței de 220 Hz, amortizat eficient de către absorbitorul TMD. Se observă de asemenea existența celui de al doilea mod, introdus de discul de frână, cu frecvența de cca. 870 Hz.

Apare evident caracterul selectiv al absorbitorului. Deși ambele moduri de vibrație au ventru aproape de zona în care este plasat absorbitorul, acesta lucrează selectiv, numai pe frecvența primului mod. **Se poate afirma că**

absorbitorul dinamic pasiv se comportă ca filtru mecanic taie bandă (elimină selectiv energie modală din structura pe care se plasează).

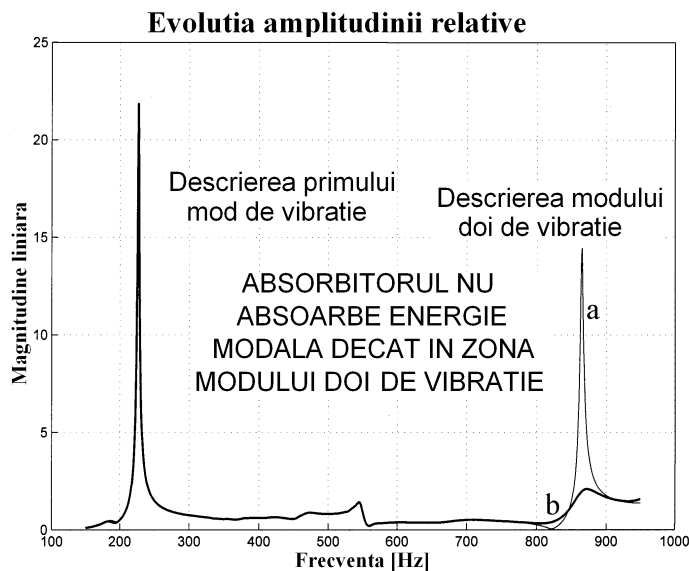


Figura 3.46 a *Evoluția amplificării relative cu frecvența cu (b) și fără absorbitor (a). Reliefarea caracterului selectiv în frecvență a atenuării cu TMD (al doilea mod). Comparatie cu figura 3.46.*

Un absorbitor TMD construit, reglat și plasat pentru amortizarea celui de al doilea mod de vibrație (pe ventrul de vibrație, în proximitatea discului de frânare DF) realizează amortizare selectivă de manieră identică, cu descriere grafică similară figurii 3.46, conform figurii 3.46 a, numai în zona de frecvențe a modului 2 (conform curbelor *a* și *b*).

3.2.4 Studiu de eficacitate în eliminarea energiei modale de joasă frecvență.

Demersurile anterioare privind utilizarea absorbitorului dinamic pasiv s-au referit la sisteme în care stocarea energiei disponibile se face ca energie

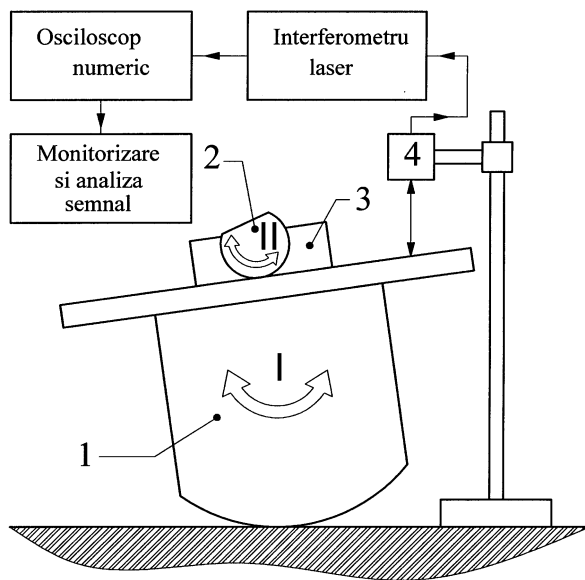


Figura 3.47 Corecția pasivă a comportării dinamice a unui oscilator mecanic gravitațional. Descriere stand experimental.

potențială de deformare elastică. În plus absorbitorul utilizează o suspensie viscoelastică. Este interesant de verificat acum o altă perspectivă de utilizare a absorbitorului, pentru un sistem de joasă frecvență care oscilează în câmp gravitațional. Sistemul este descris formal conform figurii 3.47. Structura mecanică 1 prezintă stabilitate limitată datorită contactului de tip rulare pe cilindru-plan cu suportul, prin plasarea centrului de masă sub centrul cilindrului. Dacă -conform vederii din figura 3.47 a- structura 1 este scoasă din poziția de echilibru (centrul de masă și centrul cilindrului pe direcția accelerației gravitaționale) aceasta va oscila periodic amortizată (mișcare de rulu I, foarte slab amortizată), cu frecvența de 1,15 Hz, disiparea energiei făcându-se prin frecare cu aerul și cu suprafața de rulare. Mișcarea periodică a structurii se poate monitoriza cu ajutorul unui sistem alcătuit dintr-un interferometru laser cu sursă-captor de radiație 4, a

unui osciloscop numeric și a unui calculator personal. Interferometrul furnizează informație legată de viteza mișcării de ruluu măsurată în punctul de

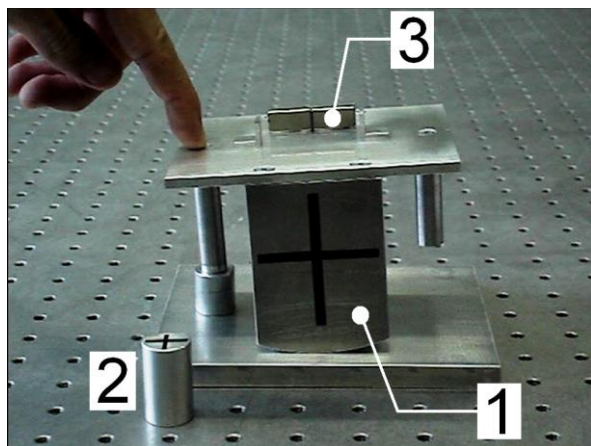


Figura 3.47 a Vedere asupra standului experimental din figura 3.47 (structură parțială). Maniera de excitație.

vizare. Formal se consideră că punctul de vizare își schimbă poziția numai pe verticală. Corecția răspunsului periodic amortizat se poate face cu utilizarea unui absorbitor dinamic, alcătuit dintr-un oscilator mecanic 2, plasat în proximitatea unui magnet permanent 3 solidar cu structura 1, conform

figurii 3.47. Oscilatorul 2 are același principiu de funcționare cu a structurii 1,

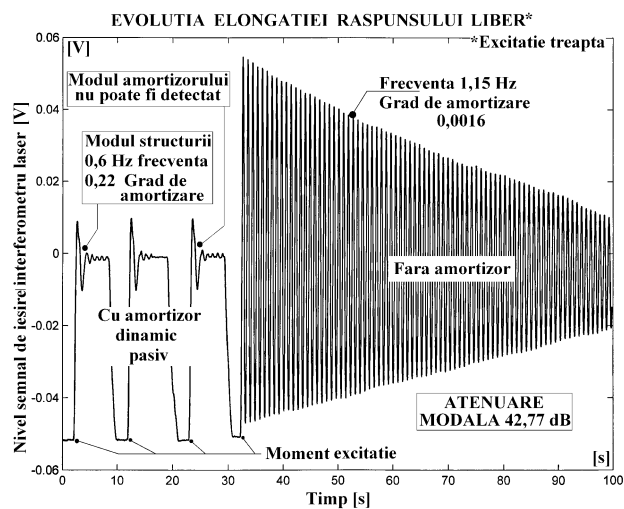


Fig. 3.48 Descrierea eficacității corecției pasive a comportării dinamice a structurii 1, pe baza răspunsului liber, cu și fără amortizor.

și este realizat dintr-un cilindru din aluminiu din care s-a îndepărtat o calotă cilindrică. În acest fel se deplasează centrul de masă sub axa cilindrului. Mărimea calotei îndepărtate determină frecvența oscilației libere, aici identică cu a structurii 1 (1,15 Hz), conform și cu condiția A din §

3.2.2. Prin plasarea oscilatorului 2 în proximitatea magnetului permanent 3 (magnet NdFeB) se realizează amortizorul oscilatorului (condiția C din § 3.2.2). Când sistemul 1 este excitat (oscilează) prin deplasarea relativă oscilator 2-magnet 3, în corpul oscilatorului 2 se induc curenți turbionari (*eddy-currents*). Interacțiunea curenți-câmp magnetic creează un torsor forță-cuplu, proporționale cu viteza deplasării relative, în sens contrar acesteia. Acest torsor realizează amortizarea oscilatorului 2. Mărimea amortizării depinde esențial de distanța dintre oscilator și magnet.

Dacă structura 1 este scoasă din poziția de echilibru și eliberată (conform figurii 3.47 a), aceasta și oscilatorul 2 vor oscila ca un sistem cu două grade de libertate, realizându-se totodată și funcția de amortizare pasivă cu amortizor fără punct de referință (*sky hook damping*). O caracterizare a eficacității amortizării se poate realiza prin prezentarea răspunsului sistemului 1 la excitația treaptă cu și fără amortizor, conform figurii 3.48.

Pe figură se prezintă descrierea unei serii de trei răspunsuri libere la excitație treaptă cu amortizor (prealabil acordat, cu apropiere maximă –fără contact- față de magnetul 3) și un răspuns liber fără amortizor. Ambele tipuri de răspunsuri au fost analizate pe baza procedurilor de identificare deja prezentate în capitolul I. Pentru răspunsul liber fără amortizor a rezultat o frecvență de 1,15 Hz și un grad de amortizare extrem de mic $\zeta_2=0,0016$ (0,16%). Analiza răspunsului liber cu amortizor a condus la identificarea unei frecvențe de 0,6 Hz (echivalentul vârfului **a** din figura 3.37, corespunzător modului de vibrație al sistemului 1, cu momentul de inerție și poziția centrului de masă modificate datorită amortizorului) și a unui grad de amortizare radical mai mare, $\zeta_1=0,22$ (22%). Analiza acestui răspuns nu permite identificarea și descrierea celui de al doilea mod, al amortizorului (echivalentul vârfului **b** din figura 3.37). Fără îndoială că eficacitatea amortizării este spectaculoasă. Conform cu (3.1) factorul de amplificare la rezonanță ($\omega=p$) pentru fiecare dintre cele două situații este: $A_2=1/(2\cdot\zeta_2)=312,5$ pentru sistemul fără amortizor, și $A_1=1/(2\cdot\zeta_1)=2,28$ pentru sistemul cu amortizor. Rezultă o atenuare a amplificării rezonante (atenuare modală) de $A_2/A_1=137,6$ (amplitudinea la rezonanță scade de 137,6 ori) sau, cu exprimare în decibeli, o atenuare de $20\cdot\log_{10}(A_2/A_1)=42,77$ dB. Aceasta este una dintre cele mai mari valori de atenuare modală realizată, comparativ cu semnalările din literatura de specialitate. O valoare mai exactă a acestei

atenuări se obține dacă se ridică caracteristica amplificare relativă-frecvență de excitație pentru cele două situații, cu și fără amortizor.

Exemplul prezentat aici justifică pe deplin posibilitățile deosebite ale acestei tehnici de amortizare modală.

3.2.5. Aplicații practice ale corecției răspunsului la frecvență prin amortizare pasivă cu TMD.

O conjunctură fericită a activității desfășurate de autor la Université Libre de Bruxelles (Active Structure Laboratory), a făcut ca această tehnică de

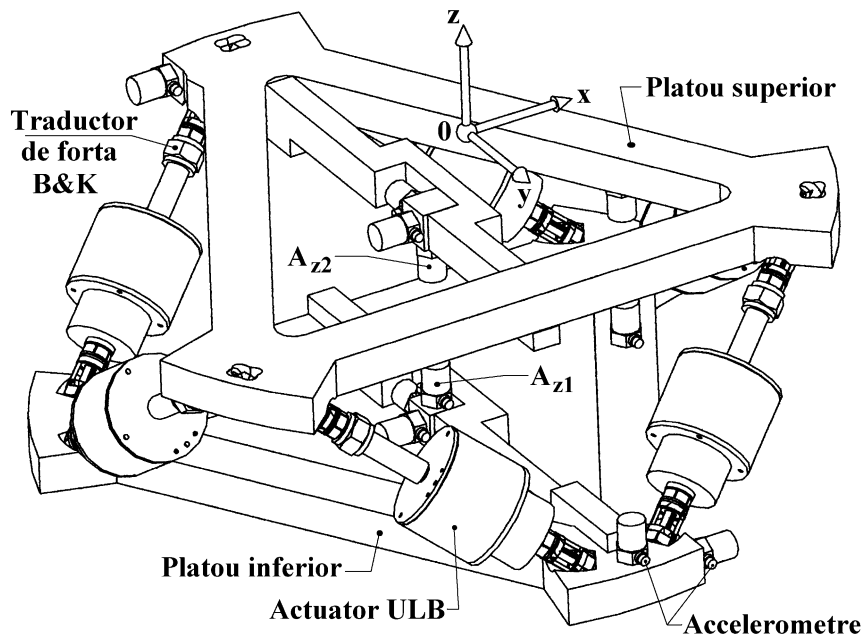


Figura 3.49 Vedere asupra izolatorului cu frecvență joasă de corp rigid bazat pe platformă Stewart în arhitectură cubică.

amortizare să își găsească utilitatea și în rezolvarea unor probleme punctuale ale cercetării experimentale și ulterior să facă obiectul cercetării fundamentale.

O parte a activității autorului în ASL s-a concretizat [1,17] în proiectarea și construcția unui izolator de vibrații cu 6 grade de libertate cu frecvență

joasă de corp rigid, bazat pe [29] platformă Stewart (*six degrees of freedom soft hexapod based on Stewart platform*). Acesta este destinat manevrării ca

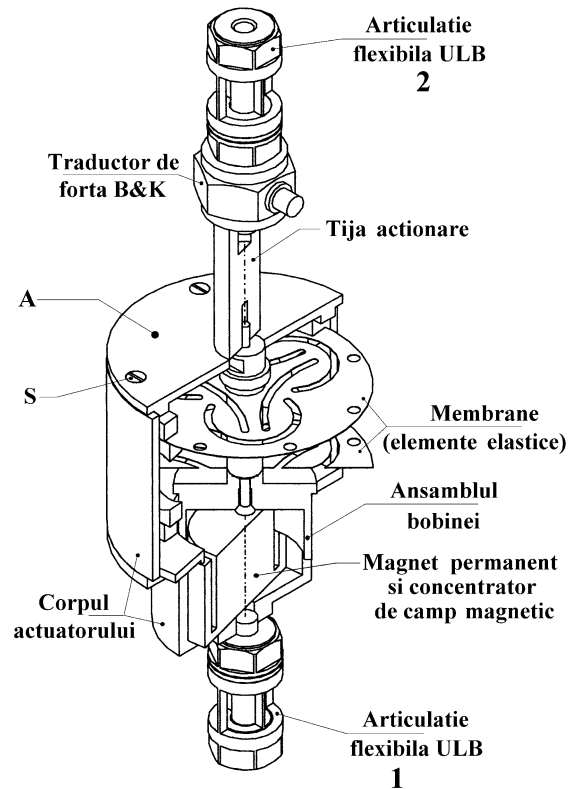


Figura 3.50 Vedere cu secțiuni asupra unei structuri mecatronice active (*active strut*).

robot paralel (*pointing and steering*) și izolării echipamentelor cu sensibilitate mecanică ridicată la vibrațiile provenite din mediu (de exemplu echipamente interferometrice), în aplicațiile de pe stațiile spațiale (condiții de microgravitație). Figura 3.49 prezintă o vedere asupra platformei Stewart.

Cu ajutorul platoului inferior platforma se fixează pe structura suport. Pe platoul superior se fixează echipamentul care trebuie protejat (*the payload*). Platoul superior și deci sarcina sunt controlate în ceea ce privește deplasarea (cursă

limitată) pe toate cele șase grade de libertate (trei translații și trei rotații în sistemul **Oxyz**) cu ajutorul a șase actuatore electrodinamice identice dispuse conform figurii 3.49. Fiecare actuator poate realiza deplasare axială controlată (prin interacțiunea câmp magnetic-curent în lungul axei sale).

Fiecare actuator este integrat într-o structură mecatronică activă (*active strut*) plasată între cele două platouri, descrisă în figura 3.50.

Corpul actuatorului este fixat prin intermediul unei articulații flexibile 1 (două grade de libertate, încovoieră) de platoul inferior. În corpul actuatorului se dispune un concentrator de câmp magnetic, aflat în interacțiune cu curentul ce parcurge o bobină, cu efect în deplasarea axială a bobinei, a tije de

a acționare, a traductorului de forță, a articulației flexibile superioare 2 și prin aceasta a platoului superior al platformei. Deplasarea se face împotriva forței elastice create de două membrane, acestea realizând în fapt o suspensie elastică foarte moale (cu frecvență de rezonanță extrem de joasă).

Principiul de lucru al fiecărei structuri mecatronice active constă în realizarea unui comportament mixt, izolare pasivă (fără aport energetic din exterior, cu utilizarea proprietăților suspensiei elastice) și activă (cu aport energetic din exterior, cu utilizarea actuatorului și a traductorului de forță). Asupra acestor aspecte se va reveni ulterior în capitoul 4.

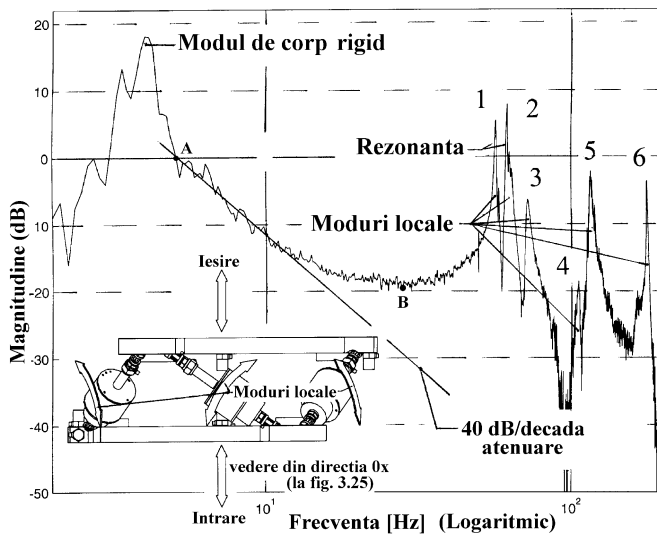


Figura 3.51 Evoluție transmisibilitate platformă în direcția 0z (evoluție factor relativ de amplificare ieșire platou superior/intrare platou inferior).

(caracteristica factorului relativ de amplificare între accelerometrele A_{z1} și A_{z2} , cu excitația la platoul inferior, vezi figura 3.49) descriu o evoluție conform figurii 3.51. Prelevarea acesteia a fost posibilă prin suspendarea platoului superior al platformei Stewart (utilizând fire elastice lungi) astfel încât să se asigure o poziție cât mai apropiată de cea de echilibru în condiții de imponderabilitate. Modul de vibrație de corp rigid (*pumping mode*) se datorează rigidității axiale a structurilor mecatronice active (suspensiei elastice a actuatorilor). Interesează ca frecvența acestui mod (*corner frequency*) să fie cât mai joasă (aici 4,5 Hz) și amortizarea lui să fie cât mai

Articulațiile flexibile substituie articulațiile sferice necesare asigurării rezolvării constrângerilor de mișcare a platformei ca mecanism spațial (robot paralel cu șase grade de libertate). Cercetările de laborator cu privire la transmisibilitatea pe direcția 0z

redușă pentru ca la frecvențe superioare ale excitației, caracteristica transmisibilității să tindă rapid la valori negative. Aceasta înseamnă că răspunsul sistemului este subunitar (amplitudinea mișcării vibratorii la platoul superior este inferioară amplitudinii mișcării la platoul inferior), realizându-se funcția de izolare pasivă. Pentru amortizări mici ale acestui mod de corp rigid se realizează o atenuare tipică de 40 dB/octavă (la creșterea frecvenței de excitație de la 10 la 100 Hz factorul de amplificare relativ scade cu 40 dB). Practic platforma Stewart se comportă ca izolator de tip pasiv începând cu frecvența de excitație a punctului A, când magnitudinea (în dB) devine negativă. Pentru frecvențe de excitație inferioare punctului A se realizează intervenția cu amortizare de tip activ (cu aport energetic exterior), aspect asupra căruia vom reveni.

Tendența descendentă de la dreapta punctului A este din păcate atenuată de efectele modurilor de vibrație locale (laterale, perpendicular pe direcția axei, la reprezentarea din figura 3.49) ale celor șase structuri mecatronice active care „împing” caracteristica în sus. Poziția celor șase structuri face ca aceste moduri de vibrație să se regăsească pe direcția axei Oz. Vârfulurile rezonante corespunzătoare celor șase moduri locale sunt notate pe figură (au frecvențe între 70 și 130 Hz, valoarea frecvenței depinde esențial de starea de deformare în direcție axială a membranelor actualelor).

Practic la dreapta punctului B (transmisibilitate de -19,5 dB sau cu o magnitudine liniară de 0,106, adică răspunsul este de $1/0,106 = 9,43$ ori inferior excitației) caracteristica are o tendință ascendentă. Mai mult, în zona vârfulurilor 1, 2 dispăre comportarea de izolator (magnitudine este pozitivă).

Corectarea caracteristicii din figura 3.51 urmărește înlăturarea efectelor modurilor locale de vibrație, în principal prin amortizarea acestora. Se demonstrează în continuare eficiența utilizării unui TMD plasat pe fiecare dintre structurile mecatronice active, în zona marcată cu A (vezi figura 3.50).

Construcția TMD utilizată aici se prezintă în figura 3.52. O piesă de tip coroană cilindrică cu rol de masă a TMD este dispusă prin lipire pe trei piese din material viscoelastic (Sorbothane [8]), acestea la rândul lor se fixează prin lipire pe o piesă suport. Piesa suport are prevăzute patru găuri de trecere cu ajutorul cărora se fixează în zona marcată cu A pe structura mecatronică activă, folosind șuruburile S (vezi figura 3.50).

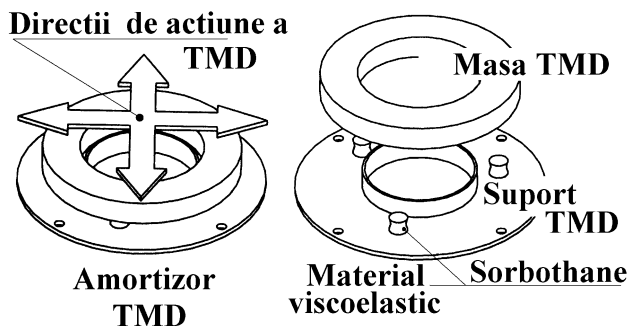


Figura 3.52 Elemente ale construcției TMD.

Piesele din material viscoelastic realizează simultan funcțiile suspensiei arc-amortizor pentru masa TMD. Se preconizează ca TMD să fie eficient în corectarea ambelor moduri de vibrație laterală (conform

săgeților de pe figura 3.52).

Pentru determinarea practică a condițiilor de utilizare a TMD s-a construit un stand experimental conform figurii 3.53.

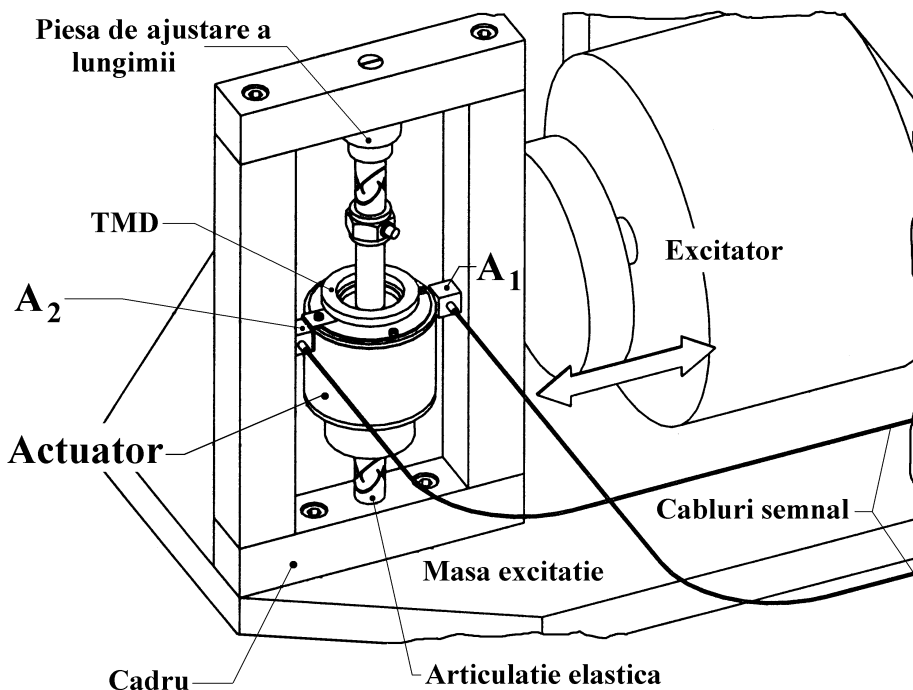


Figura 3.53 Vedere asupra standului experimental pentru încercarea efectelor TMD în amortizarea modurilor laterale.

Structura mecatronică activă a fost fixată în poziție verticală pe un cadru, plasat la rândul său pe o masă de excitație. Masa de excitație poate fi deplasată în mișcare vibratorie pe direcția săgeții cu ajutorul unui excitator cu acțiune inerțială. Pe cadru este fixat un accelerometru A_1 (B&K 4507C), pe actuatorul structurii mecatronice active (SMA) este fixat un accelerometru A_2 (B&K 4507C), cu ajutorul semnalelor generate de acestea (în condiții de excitație controlată) se realizează cercetarea răspunsului SMA la frecvență.

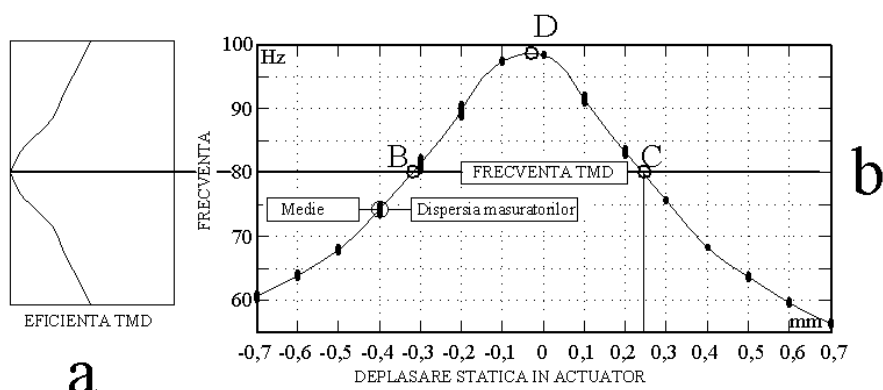


Figura 3.54 Evoluția frecvenței modului lateral de vibrație cu deplasarea statică în actuator (și deformație a membranelor).

Experimentele au demonstrat că frecvența modului de vibrație lateral depinde esențial de deformația statică a sistemului elastic a actuatorului SMA. Rigiditatea radială a membranelor (vezi figura 3.50) se modifică drastic cu deformarea acestora în direcție axială (deformația se realizează prin deplasarea echipajului mobil al actuatorului). Rigiditatea radială a membranelor determină direct valoarea frecvenței modului de vibrație lateral. În figura 3.54 b se prezintă evoluția (determinată experimental) a acestei frecvențe cu deplasarea statică a actuatorului. Aici deplasarea statică a fost raportată la valoarea zero, poziția de echilibru a membranelor, actuatorul pe mijlocul cursei (*middle stroke*). Deplasarea statică s-a realizat prin utilizarea unor piese de ajustare a lungimii (figura 3.53) de diferite lungimi, de la $-0,7$ mm până la $+0,7$ mm (față de cursa totală de $\pm 1,5$ mm realizabilă prin interacțiunea curent-câmp magnetic). Așa cum se observă pe figura 3.54 b, evoluția înregistrează un maxim (punctul D) corespunzător unei valori apropiate de zero ale deformației statice (foarte apropiat de mijlocul cursei

actuatoarei), și are o evoluție aproape simetrică față de verticala prim punctul D.

| Valoarea masei adiționale (totale) [g] | Masă inel selectat | | | | | Magnitudinea la rezonanță [dB] |
|--|--------------------|----|----|----|----|--------------------------------|
| | 0,5 | 1g | 2g | 4g | 8g | |
| 0,5 (2,62) | ■ | | | | | 40,887 |
| 1 (3,12) | | ■ | | | | 39,144 |
| 1,5 (3,62) | ■ | ■ | | | | 36,678 |
| 2 (4,12) | | | ■ | | | 33,84 |
| 2,5 (4,62) | ■ | | ■ | | | 31,878 |
| 3 (5,12) | | ■ | ■ | | | 29,598 |
| 3,5 (5,62) | ■ | ■ | ■ | | | 27,768 |
| 4 (6,12) | | | | ■ | | 25,578 |
| 4,5 (6,62) | ■ | | | ■ | | 23,64 |
| 5 (7,12) | | ■ | | ■ | | 21,849 |
| 5,5 (7,62) | ■ | ■ | | ■ | | 20,751 |
| 6 (8,12) | | | ■ | ■ | | 18,888 |
| 6,5 (8,62) | ■ | | ■ | ■ | | 17,58 |
| 7 (9,12) | | ■ | ■ | ■ | | 16,668 |
| 7,5 (9,62) | ■ | ■ | ■ | ■ | | 16,299 |
| 8 (10,12) | | | | | ■ | 16,788 |
| 8,5 (10,62) | ■ | | | | ■ | 17,208 |
| 9 (11,12) | | ■ | | | ■ | 17,589 |
| 9,5 (11,62) | ■ | ■ | | | ■ | 18,42 |
| 10 (12,12) | | | ■ | | ■ | 18,45 |
| 10,5 (12,62) | ■ | | ■ | | ■ | 19,419 |
| 11 (13,12) | | ■ | ■ | | ■ | 19,56 |
| 11,5 (13,62) | ■ | ■ | ■ | | ■ | 19,998 |
| 12 (14,12) | | | | ■ | ■ | 20,568 |
| 12,5 (14,62) | ■ | | | ■ | ■ | 21,168 |
| 13 (15,12) | | ■ | | ■ | ■ | 21,27 |
| 13,5 (15,62) | ■ | ■ | | ■ | ■ | 21,738 |
| 14 (16,12) | | | ■ | ■ | ■ | 22,278 |
| 14,5 (16,62) | ■ | | ■ | ■ | ■ | 22,368 |
| 15 (17,12) | | ■ | ■ | ■ | ■ | 22,86 |
| 15,5 (17,62) | ■ | ■ | ■ | ■ | ■ | 22,938 |

Tabelul 3.1

Presupunând o evoluție a eficienței amortizării cu TMD cu frecvența conform figurii 3.54 a apare evident că cea mai potrivită alegere a frecvenței pe care se va face acordul TMD se situează în jurul valorii de 80 Hz (la jumătatea excursiei de frecvență din figura 3.54 b). De aici este de așteptat că -odată acordul TMD realizat-comportarea acestuia să fie identică în punctele B și C ale caracteristicii din figura 3.54 b.

Experimentele urmăresc determinarea valorii masei TMD pentru care amortizarea modului lateral se realizează cu performanțe maxime pentru situația punctului B, (cu frecvența modului lateral al SMA de 80 Hz). Pentru aceasta s-au realizat cinci inele cu mase în progresie geometrică cu rația 2 (0,5g, 1g, 2g, 4g respectiv 8g). Cu ajutorul acestora se pot realiza $2^5-1 = 31$ valori distincte de masă adițională ce se poate

atașa (prin lipire temporară cu ceară de albine, *bee wax*) la masa inițială a TMD (2,12 g), conform tabelului 3.1 (în care zonele înegrite au semnificația masei inelului selectat în formarea combinației). În prima coloană este precizată între paranteze masa totală a TMD (prin adunare sistematică a 2,12 g la valorile din dreapta).

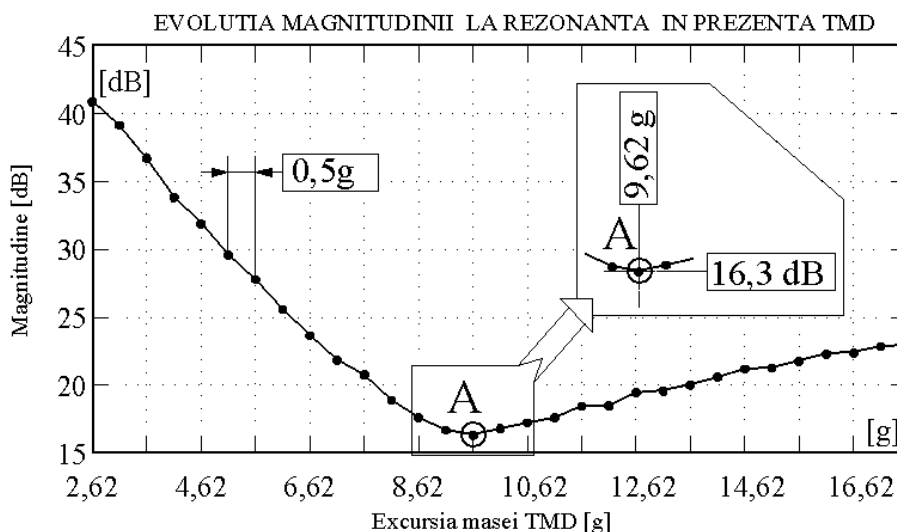


Figura 3.55 Evoluția magnitudinii la rezonanță la variația masei TMD (pentru modul lateral al SMA).

Pentru fiecare dintre aceste situații s-a realizat ridicarea caracteristicii factorului de amplificare (între accelerometrele A_1 și A_2 din figura 3.53) și s-a reținut valoarea maximă a magnitudinii (în dB) la rezonanță, precizată ca atare în tabelul 3.1. Evoluția valorii acestui maxim în funcție de masa TMD se poate urmări în figura 3.55.

Așa cum se observă, se reliefează clar existența unui minim (16,3 dB pentru o masă totală a TMD de 9,62 g), aspect care dovedește dependența performanțelor amortizării de valoarea masei amortizorului, deci necesitatea ajustării acesteia, de unde și denumirea, *Tune Mass Damper*, amortizor cu masă acordată.

Se observă caracterul asimetric al evoluției față de verticala prin punctul de minim (A), de unde se desprinde concluzia unei influențe mai mici a erorii de acord a masei, dacă această eroare este pozitivă.

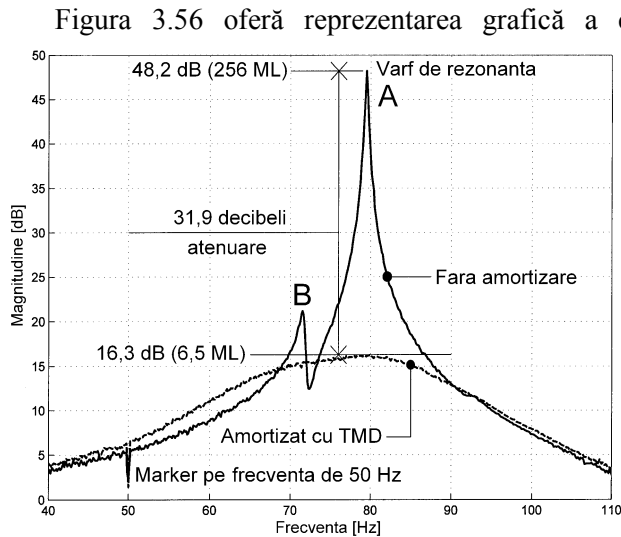


Figura 3.56 Descrierea efectelor TMD în corecția caracteristicii amplificării relative-pulsăție pentru modul lateral de vibrație al SMA.

ML), ceea ce este evident spectaculos (mai clar aspectul apare la redarea

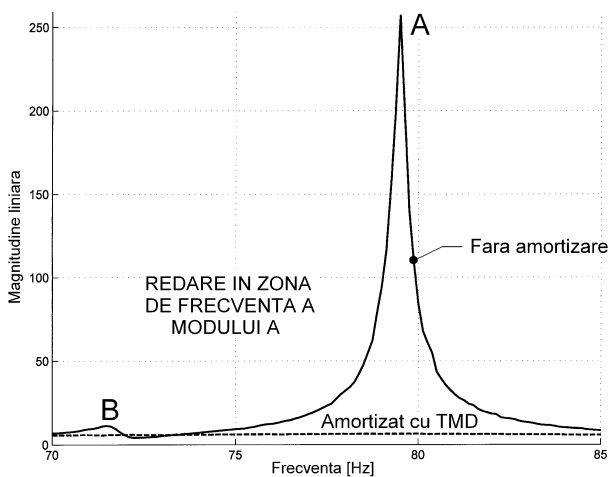


Figura 3.57 Redarea figura 3.56 cu magnitudine liniară (cu bandă de frecvențe mai redusă).

complet decuplate (nu lucrează pe direcții plasate riguros la 90°).

relativă-frecvență cu și fără TMD (variantele acordate optim) pentru situația punctului B din figura 3.54.

Efectele utilizării TMD sunt remarcabile, s-a obținut referitor la vârful A - o atenuare cu 31,9 dB, ceea ce înseamnă reducerea amplitudinii relative maxime de la 256 la numai 6,5 (magnitudine liniară

evoluțiilor cu magnitudine liniară din figura 3.57). Vârful B (din ambele figuri) corespunde unui al doilea mod de vibrație laterală, care teroretic ar trebui să lucreze perpendicular pe modul vârfului A. Cercetarea acestuia se poate face rotind SMA cu 90° în cadrul din figura 3.53. De aici se vede că aceste două moduri nu sunt

Markerul pe frecvența de 50 Hz corespunde de fapt unui fenomen din

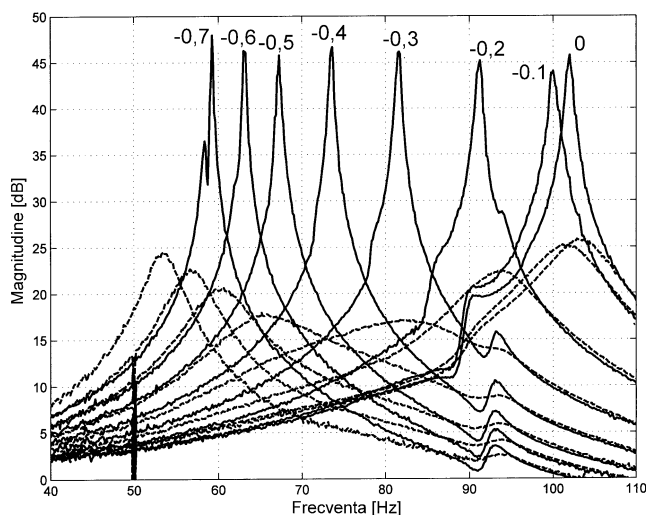


Figura 3.58 Efectul utilizării TMD pentru diferite deplasări statice ale actuatorului (valori negative).

circuitul de prelucrare a semnalului ce provine de la accelerometrul A_1 . Nu se realizează un ecranaj perfect pe circuitul de intrare al amplificatorului (*charge amplifier*) ce prelucrează semnalul acestuia, se preia din mediu componenta de 50 Hz a rețelei de

alimentare electrică prin fenomene de radiație electromagnetică.

Se poate acum proceda la cercetarea experimentală a ipotezelor privind eficacitatea TMD din figura 3.52, prin trasarea caracteristicii amplificare relativă-frecvență pentru SMA (pe structura experimentală din figura 3.53) cu și fără TMD

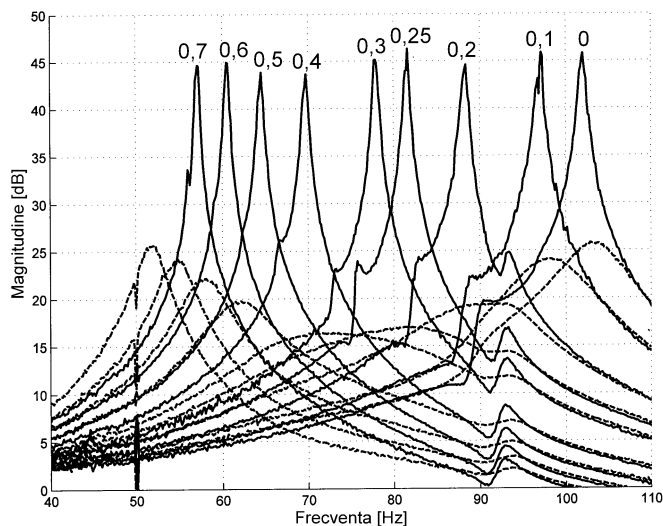


Figura 3.59 Efectul utilizării TMD pentru diferite deplasări statice ale actuatorului (valori pozitive).

acordat, pentru deplasările statice de stânga punctului D din figura 3.54, cu

reprezentare conform figurii 3.58 (curbele cu linie întreruptă corespund evoluțiilor cu TMD).

Pe figură s-a făcut marcarea curbelor evoluțiilor neamortizate cu deplasarea statică corespunzătoare. În primul rând se observă că în condițiile unei variații semnificative a frecvenței între 60 și 100 Hz se asigură o atenuare cu peste 20 dB. Se observă apoi că

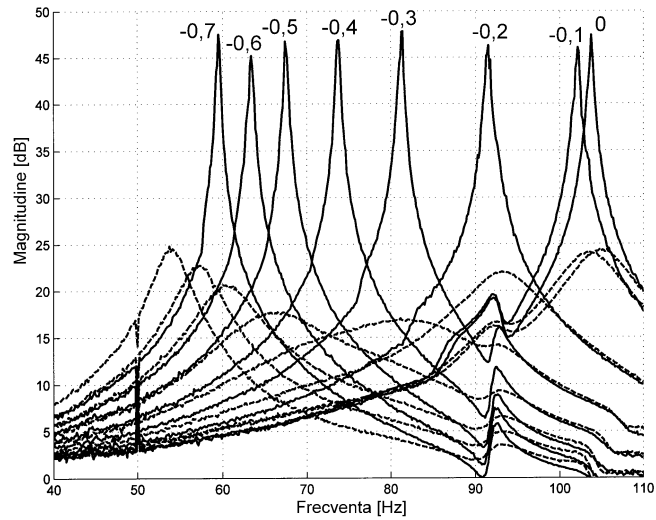


Figura 3.60 Echivalentul figurii 3.34 dar cu SMA rotită cu 90° în cadrul din figura 3.53.

eficacitatea maximă se asigură pentru frecvența de cca. 80 Hz (corespunzător

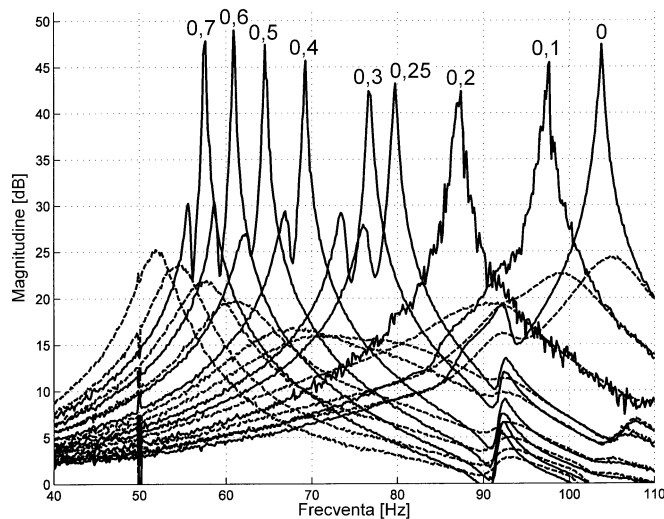


Figura 3.61 Echivalentul figurii 3.35 dar cu SMA rotită cu 90° în jurul axei longitudinale din figura 3.53.

amplitudine-frecvență pentru SMA cu deplasări statice pozitive ale

punctului B din figura 3.54, de fapt nu a fost posibilă generarea condițiilor exacte aferente acestui punct) după care aceasta scade la stânga și la dreapta acestei frecvențe.

În figura 3.59 se prezintă evoluția caracteristicilor

actuatoarei, între 0 și 0,7 mm, corespunzător situațiilor de la dreapta punctului D din figura 3.54, cu și fără actuator.

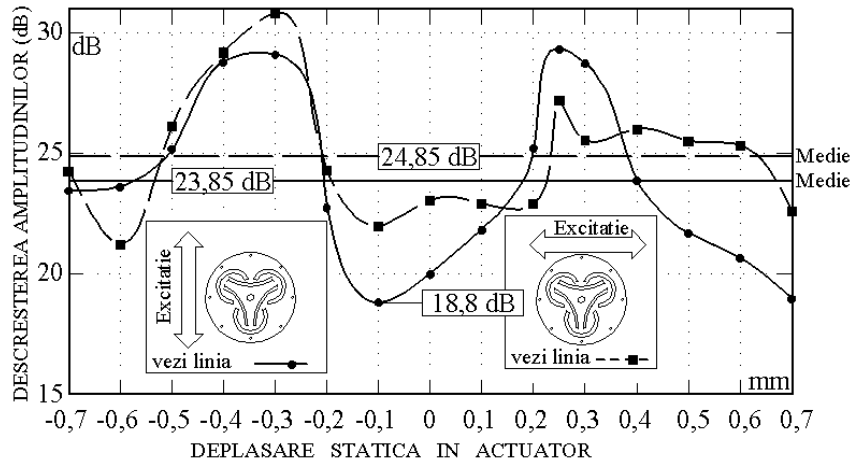


Figura 3.62 Evoluția atenuării (cu TMD) pentru cele două moduri de vibrație.

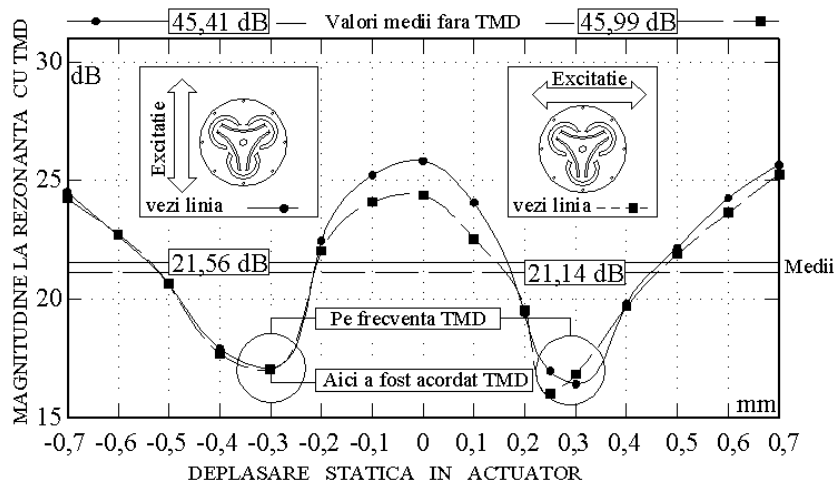


Figura 3.63 Evoluția magnitudinii relative a răspunsului lateral cu utilizarea TMD.

Se observă același tip de comportament al TMD, eficiență maximă în amortizare pentru o deplasare statică a actuatoarei între 0,25 și 0,3 mm (corespunzător punctului C din figura 3.54). Pentru frecvențe mai mici

respectiv mai mari eficiența scade, menținându-se totuși sistematic peste 20 dB atenuare.

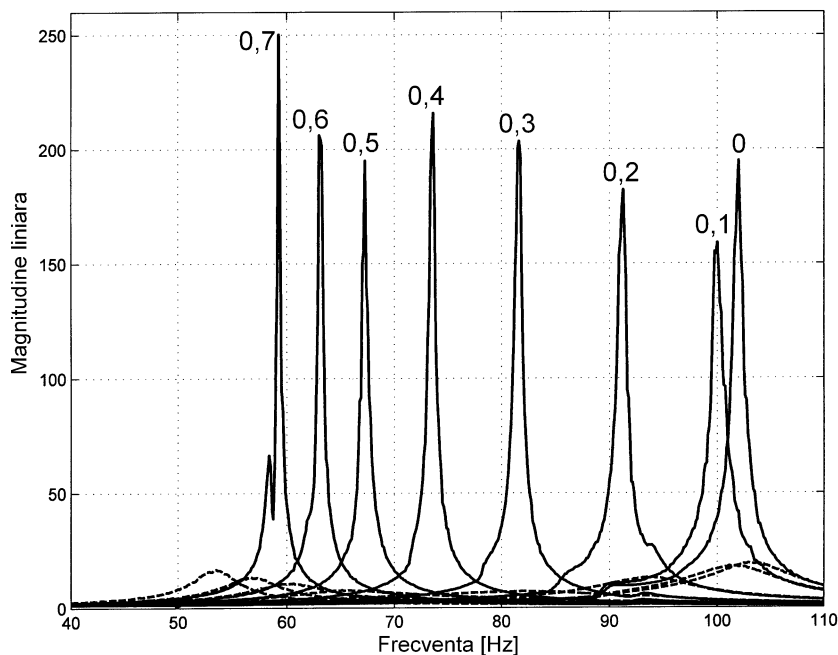


Figura 3.64 Reluarea evoluției din figura 3.58 în coordonate liniare.

Un aspect cu totul remarcabil este faptul că amortizorul TMD descris în figura 3.52 și acordat conform procedurilor de la figura 3.55 lucrează foarte bine, în termeni calitativi și cantitativi asemănători și în ceea ce privește al doilea mod lateral, care lucrează pe direcție perpendiculară pe cea a modului avut în vedere până acum. S-a rotit cu 90° SMA în cadrul din figura 3.53 și s-au repetat procedurile experimentale care au condus la obținerea figurii 3.58, cu descrierea rezultatelor în figura 3.60. În aceeași situație s-au repetat procedurile experimentale care au condus la reprezentările din figura 3.59, cu descrierea rezultatelor din figura 3.61.

Se poate da acum o reprezentare sintetică a aportului TMD în corectarea caracteristicii amplificării relative a SMA funcție de deplasarea statică în actuator, conform figurii 3.62, care prezintă evoluția atenuării.

Fiecare dintre cele două moduri sunt definite în raport cu poziția membranelor actuatorului. În figura 3.63 se prezintă evoluția amplitudinii la rezonanță pentru SMA cu TMD pentru cele două moduri de vibrație. Se

observă aici faptul că sunt confirmate previziunile din figura 3.30 privind eficiența TMD.

O imagine și mai sugestivă asupra eficienței TMD se poate obține și prin redarea evoluțiilor din figura 3.58 dar cu cu magnitudine liniară conform figurii 3.64.

Se observă o reducere drastică a amplitudinii vârfurilor rezonante, aproape neverosimilă. Creșterea de masă a SMA urmare a adăugării TMD este de numai cca. 4%.

S-a dotat cu TMD fiecare dintre cele 6 SMA ale platformei Stewart din figura 3.49. Dacă se reia acum experimentul de prelevare a transmisibilității platformei Stewart în direcția 0z, se obține rezultatul din figura 3.65.

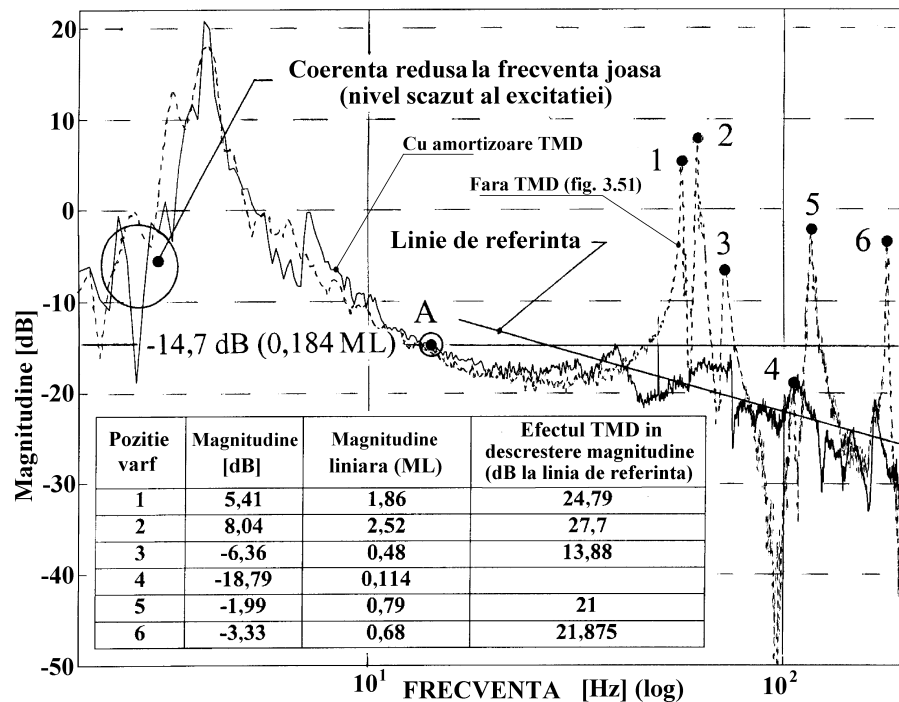


Figura 3.65 Evoluția transmisibilității platformei în direcția 0z cu și fără amortizoare TMD (evoluția factorului relativ de amplificare ieșire platou superior/intrare platou inferior).

Față de evoluția din figura 3.51 (reluată aici cu linie întreruptă) s-a realizat înlăturarea vârfurilor rezonante. Practic la dreapta frecvenței punctului

A platforma se comportă ca izolator. Numai 18,4% din elongația unei mișcări vibratorii aplicată platoului inferior se regăsește la nivelul platoului superior.

Se impune precizarea că pentru ridicarea evoluțiilor temporale de mai sus au fost utilizate accelerometre piezoelectrice B&K. Acestea au o sensibilitate extrem de scăzută la frecvențe joase (motiv pentru care nici nu se recomandă utilizarea lor în acest context), din această cauză semnalul are coerență (*the coherence*, funcție ce descrie în ce măsură două semnale sunt caracterizate de relație cauzală) scăzută la începutul înregistrării.

Este evident că prezența amortizoarelor TMD corectează și răspunsurile în frecvență pentru celelalte grade de libertate ale platformei.

Capitolul 4

CORECȚIA ACTIVĂ A AMPLIFICĂRII REZONANTE

Spre deosebire de corecția amplificării rezonante prin mijloace pasive, utilizarea mijloacelor active se definește esențial prin utilizarea unui aport energetic exterior indus în sistemul elastic de corectat. Acest aport energetic exterior ajută sistemul elastic să disipe rapid energia disponibilă de tip conservativ (în cazul răspunsului liber) sau să limiteze (tot prin disipație) valoarea acesteia în cazul excitației pe frecvențele de rezonanță. Mijloacele active presupun realizarea unei reacții între o mărime de stare a sistemului și o intrare suplimentară prin care este realizat aportul energetic exterior. Dacă reacția este negativă (cazul avut în vedere aici) se realizează reducerea valorii mărimii de stare (se spune că s-a realizat creșterea stabilității). Dacă reacția este pozitivă atunci scade rezerva de stabilitate, mărimea de stare crește. Această situație este net evitată în practica corectării vibrațiilor sistemelor mecanice, dar din plin utilizată în circuitele electronice de acord, pentru construcția amplificatoarelor selective (de bandă de frecvență).

Cititorul își va aminti desigur de utilizarea leagănului în copilărie. În absența oricărei legături cu exteriorul, copilul plasat în leagăn poate prin mișcări adecvate ale corpului (relative la scaunul leagănului) să crească amplitudinea mișcării de pendulare a leagănului chiar pornind de la zero, cu evoluție progresivă chiar până la rotația completă în jurul axei de oscilație. Se produce iată situația intervenției active cu realizarea reacției pozitive (creierul comandă corpului să genereze o forță dinamică *în sensul vitezei* leagănului), sistemul își crește energia de tip conservativ (care evoluează permanent între forma cinetică și cea potențială).

Pentru oprirea leagănelui copilul are două posibilități: fie să aștepte relativ mult disiparea naturală a energiei de tip conservativ (prin frecări uscate și vâscoase în lagărele axei de rotație și numai vâscoase cu aerul), fie să intervină activ cu realizarea reacției negative, tot prin mișcări adecvate ale corpului (creierul comandă corpului să genereze o forță dinamică *în sens opus vitezei* leagănelui) realizându-se oprirea foarte rapidă.

Evident avem aici un exemplu de comportare instinctiv-dobândită prin experiență, cum tot instinctive sunt mișcările de stabilizare ale biciclistului, călărețului sau ale artistului de circ în deplasare pe sârmă. Asupra afirmațiilor legate de relația dintre forța dinamică și viteză se va reveni.

4.1 Principiile corecției prin amortizare activă, aplicații.

Fie conform figurii 4.1 un sistem elastic cu un singur grad de libertate, ideal (fără frecări) cu o masă (m) suspendată de un suport S fix, cu un arc (de rigiditate k).

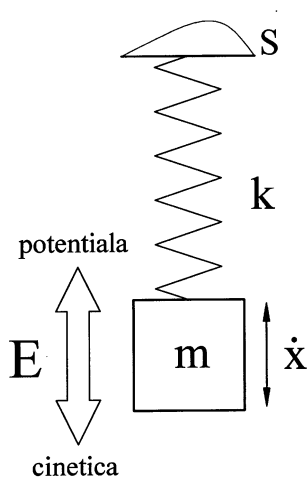


Figura 4.1

Sistemul are energie disponibilă de tip conservativ (E) în prezența căreia masa execută mișcare vibratorie de viteză dx/dt (cu transformarea perpetuă a energiei cinetice a masei în energie potențială de deformare a arcului și invers). Energia disponibilă a fost indusă în sistem de exemplu prin excitație impuls. Mișcarea se perpetuează la infinit.

Dacă sistemul este excitat armonic (la nivelul masei) pe pulsația de rezonanță $\rho=(k/m)^{0,5}$, energia disponibilă și amplitudinea mișcării crește până la valori teoretic infinite. Pentru a evita acest aspect sistemele elastice trebuie prevăzute cu elemente care să asigure disiparea energiei disponibile de exemplu prin

frecări. Evident că toate sistemele reale au elemente disipative, în cazul figurii 4.1 chiar la plasarea sistemului în vid există încă frecările histeretice, în interiorul materialului din care este confecționat arcul. Cea mai cunoscută manieră de realizare a disipării energiei este amortizarea pasivă prin frecare

vâscoasă, de exemplu prin imersarea masei m într-un recipient cu fluid vâscos.

Teoria vibrațiilor [15] prezintă maniera de obținere a ecuației diferențiale (4.1) ce caracterizează elongația mișcării pentru un sistem elastic masă-arc-amortizor (MAA) cu un grad de libertate:

$$(4.1) \quad m \cdot \frac{d^2 x}{dt^2} + c \cdot \frac{dx}{dt} + k \cdot x = F_e$$

sub acțiunea forțelor de excitație (F_e), de inerție, elastică din arc și de frecare vâscoasă care își fac echilibrul conform principiului lui *d'Alembert* care afirmă că într-un sistem cu legături forța de inerție este egală cu suma forțelor ce decurg din legături, aici elastică din arc, de excitație și de frecare vâscoasă, adică:

$$(4.2) \quad F_i = F_{ea} + F_e + F_{fv}$$

Ecuația (4.1) a fost obținută din (4.2) dacă se ignoră semnul forței de excitație.

În (4.1) primul termen descrie forța de inerție ($F_i = -m \cdot d^2 x / dt^2$ proporțională cu accelerația și *de sens opus acesteia*), al doilea termen este legat forța de frecare vâscoasă ($F_{fv} = -c \cdot dx / dt$, proporțională cu viteza, și *de sens contrar acesteia*), al treilea termen este forța elastică din arc $F_{ea} = -k \cdot x$, și aceasta cu *sens opus deplasării*). Regăsirea cu semn schimbat în (4.1) se datorează deplasării termenilor din membrul drept în membrul stâng.

Ecuația diferențială omogenă dedusă din (4.1) ce caracterizează răspunsul liber al sistemului elastic post excitație ($F_e = 0$) se poate prelucra prin forțarea în factor a masei m și adoptarea unor notații, conform cu:

$$(4.3) \quad \frac{d^2 x}{dt^2} + 2n \frac{dx}{dt} + p^2 = 0$$

unde $n = c/2m$ se numește raport de amortizare, $p = (k/m)^{0.5}$ se numește pulsație proprie a sistemului neamortizat. Soluția ecuației (4.3), care caracterizează răspunsul liber al sistemului, este descrisă de:

$$(4.4) \quad x(t) = a \cdot e^{-n \cdot t} \cdot \sin(p_1 \cdot t + \varphi_0)$$

ca evoluție temporală a elongației unei mișcări periodice amortizate, care se stinge cu atât mai repede (prin disiparea energiei disponibile) cu cât

raportul de amortizare este mai mare. Cu notația $\zeta = n/p$ (aici ζ fiind gradul de amortizare, la care s-a făcut referire adesea anterior), răspunsul din (4.4) – în care p_1 se numește pulsație proprie a sistemului MAA amortizat- se poate scrie conform cu:

$$(4.5) \quad x(t) = a \cdot e^{-\zeta \cdot p \cdot t} \cdot \sin(p_1 \cdot t + \varphi_0)$$

Dacă masa m din MAA este excitată armonic, atunci raportul dintre amplitudinea mișcării masei m și amplitudinea mișcării de excitație (raport numit și amplificarea relativă) este descris ca fiind dependent de pulsația ω a excitației cu relația :

$$(4.6) \quad A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(1 - (\frac{\omega}{p})^2)^2 + (2 \cdot \zeta)^2 \cdot (\frac{\omega}{p})^2}}$$

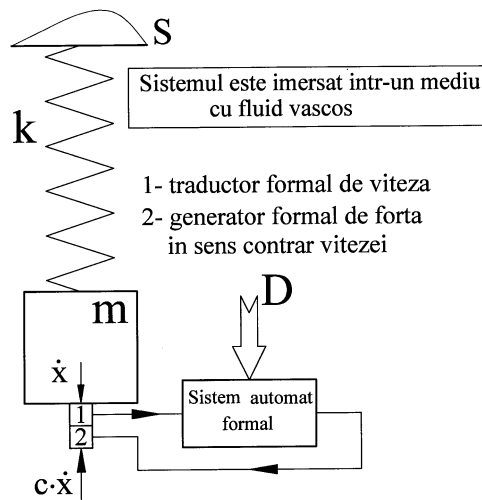


Figura 4.2 Descriere formală a amortizării.

unei reacții negative (*feedback*) realizate de către un sistem automat formal (SAF) care primește la intrare viteza de deplasare a masei (dx/dt) și furnizează la ieșire o forță proporțională cu viteza ($-c \cdot dx/dt$) aplicată masei m în sens contrar vitezei. Sistemul automat formal are funcția de transfer egală cu c ,

O simulare grafică a evoluției $A(\omega)$ cu pulsația (în maniera din figura 3.1) dovedește că valoarea amplificării relative la rezonanță depinde teoretic numai de gradul de amortizare ζ (cu $A_{rez} = 1/2\zeta$), și scade drastic cu creșterea valorii acestuia, deci a constantei c din expresia forței de amortizare vâscoasă. Se poate considera conform figurii 4.2 că forța de frecare vâscoasă apare asupra masei m urmare a

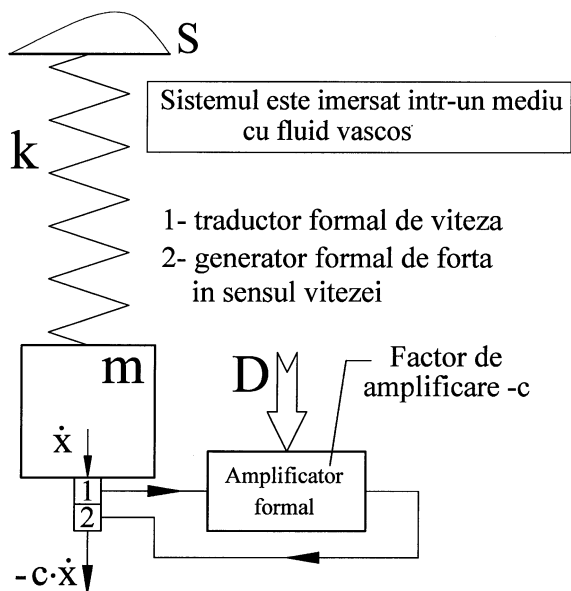


Figura 4.3 Substituția sistemului automat din figura 4.2 cu un amplificator formal.

acesta poate fi substituit de un amplificator formal cu factorul de amplificare c . Sensul opus vitezei pentru forța vâscoasă se obține din maniera de utilizare a generatorului formal de forță 2 (dacă acesta este de tip electrodinamic fără fir de masă, atunci sensul opus vitezei se obține din sensul de conectare a bornelor de alimentare).

Altfel - generalizând conform figurii 4.3- este necesar ca amplificatorul să realizeze și funcția de inversare (factorul de amplificare $-c$). Și aici și în figura 4.2, bucla de reacție negativă lucrează obligatoriu în condiții de colocalizare a traductorului formal de viteză (*velocity sensor*) respectiv al generatorului formal de forță (*actuator*). Colocalizarea [1, 3, 24] presupune acțiunea în același punct a traductorului și a generatorului, raportată la sistemul elastic. Din acest motiv sistemul automat formal mai poartă denumirea consacrată de: *velocity feedback virtual system with collocated sensor and actuator* (reacție negativă virtuală după viteză cu colocalizare a traductorului cu actuatorul). În absența colocalizării (mai ales pentru sistemele cu masă distribuită) bucla de reacție se complică, aceasta trebuie să conțină un regulator cu funcție de transfer adesea imposibil de prezumat teoretic.

În ambele figuri (4.2 și 4.3) se intervine cu aport energetic formal din exterior (energia D , formală cerută de funcționarea sistemului automat). Dacă funcționarea sistemului automat pe perioada de timp elementară Δt implică variația energiei disponibile E din sistemul elastic cu ΔE atunci aportul energetic extern este $D = \Delta E$. Vibrațiile libere își diminuează amplitudinea

dacă $\Delta E < 0$, ca atare $D < 0$ (adică sensul săgeții generat în actuator din figurile 4.1 și 4.2 trebuie inversat), sistemul automat intervine cu energie negativă, ajută sistemul elastic să piardă energie prin disipație. Energia disipată este regăsită în mediu în căldura produsă prin frecare.

Dacă factorul de amplificare al amplificatorului din figura 4.3 devine pozitiv, atunci se realizează reacție pozitivă, sistemul contribuie cu aport energetic pozitiv la creșterea energiei disponibile E ($\Delta E > 0$ și $D > 0$), amplitudinea mișcării vibratorii crește. Evident însă că aceasta este doar o posibilitate teoretică, imposibilă în sistemele reale naturale.

Cu aceasta se pot introduce imediat principiile corecției răspunsului sistemelor elastice prin amortizare activă, conform și cu figura 4.4.

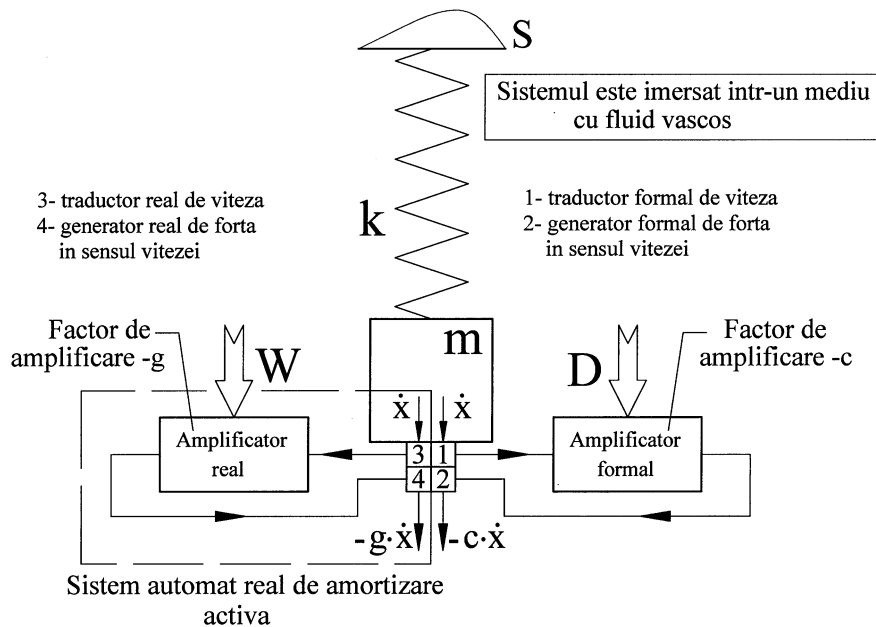


Figura 4.4 Introducerea conceptuală a principiului corecției prin amortizare activă.

În mod absolut firesc corecția prin amortizare activă se poate face adăugând sistemului elastic (aici la nivelul masei) un sistem real care să reproducă identic funcțiile sistemului formal (entitatea cu linie întreruptă din figura 4.4) cu excepția amplificării g (câștigul, *gain*) aici controlabil electronic. Se utilizează un traductor real de viteză 3, un amplificator inversor

cu câștig controlabil g , și un generator de forță real 4. Rămâne esențială condiționarea legată de colocalizarea traductorului și generatorului.

Prin contrapondere cu sistemul formal, sistemul automat real (SAR) poartă denumirea consacrată de: *velocity feedback control based on tuned gain with collocated sensor and actuator* (reacție negativă după viteză cu câștig reglabil și colocalizare a traductorului cu actuatorul). Dacă SAF introduce în sistem o forță de frecare vâscoasă $F_{fv} = -c \cdot dx/dt$ considerată în echilibrul de forțe conform cu (4.2) și care a dus la obținerea ecuației diferențiale a mișcării (4.1), pe considerente absolut identice SAR introduce o forță de amortizare $F_a = -g \cdot dx/dt$ care intervine în echilibrul de forțe conform cu:

$$(4.7) \quad F_i = F_{ea} + F_e + F_{fv} + F_a$$

și implică rescrierea ecuației diferențiale (4.2) a mișcării conform cu:

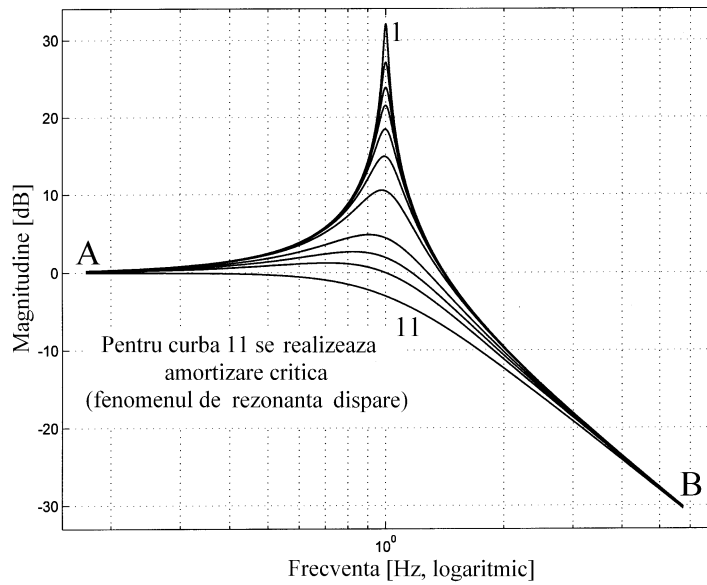


Figura 4.5 Influența raportului de amortizare asupra caracteristicii amplificare relativă/pulsatie relativă.

$$(4.8) \quad m \cdot \frac{d^2 x}{dt^2} + (c + g) \cdot \frac{dx}{dt} + k \cdot x = F_e \quad \text{cu}$$

redefinirea gradului de amortizare $\xi = (c + g) / 2mp$. Se obține astfel un sistem

elastic cu raport de amortizare parțial controlabil, pe cale electronică. Efectele sale asupra amplificării relative pot fi considerate asemănătoare cu cele prezentate în orizontul figurii 3.1 (mai ales legat de rezonanță), reprezentate aici prin simulare în coordonate dublu logaritmice, conform figurii 4.5. Pentru reprezentare s-a utilizat programul *fig45* cu listing redat mai jos.

```

                PROGRAM fig45
close all;clear all;pulsprop=109.25;
zaia(1)=0.0125034;zaia(2)=0.022;zaia(3)=0.032;
zaia(4)=0.042;zaia(5)=0.06;zaia(6)=0.09;zaia(7)=0.15;
zaia(8)=0.3;zaia(9)=0.4;zaia(10)=0.5;zaia(11)=0.7071067;
for k=1:11;zai=zaia(k);
i=1;
for frecventa=3:0.01:100;
    pulsatie=2*pi*frecventa;
    pulsrel=pulsatie/pulsprop;
    term1=abs(1-pulsrel*pulsrel)^2;
    term2=(2*zai*pulsrel)^2;
    amplif(i)=1/(sqrt(term1+term2));
    amplif(i)=20*log10(amplif(i));
    abscisa(i)=pulsrel;
    i=i+1;
end;semilogx(abscisa,amplif,'k');hold on
end ;axis([0.15,7,-33,34])
title('CARACTERISTICA AMPLIFICARE RELATIVA/PULSATIE
      RELATIVA')
xlabel('Pulsatia relativa (log)')
ylabel('Amplificare relativa [dB]')

```

S-au realizat reprezentarea evoluției din (4.6), pentru pulsația proprie $p=109,25$ rad/s, pentru diferite valori ale raportului de amortizare (pe abscisă s-a folosit pulsația relativă ω/p), până la amortizarea critică ($\xi^2=1/2$, curba 11) pentru care fenomenul de amplificare rezonantă nu se mai produce. Tipic amortizării pasive și active în maniera prezentată este faptul că amortizarea modifică alura curbelor doar în zona de rezonanță. Pentru valori foarte mari respectiv foarte mici ale pulsației relative toate curbele coincid (toate curbe au aceleași asimptote în A și B). Pentru reprezentare s-au utilizat coordonatele dublu logaritmice (dB în ordonată și logarimul pulsației relative în abscisă). Cititorul este invitat să modifice programul *fig45* pentru a obține reprezentarea în coordonate liniare. Cu această ocazie se vor observa avantajele reprezentării în coordonate dublu logaritmice.

Conform figurii 4.4 SAR intervine cu aport de energie W , regăsit în

bilanțul energetic al sistemului elastic conform relației: $\Delta E = D + W$. Cu $\Delta E < 0$

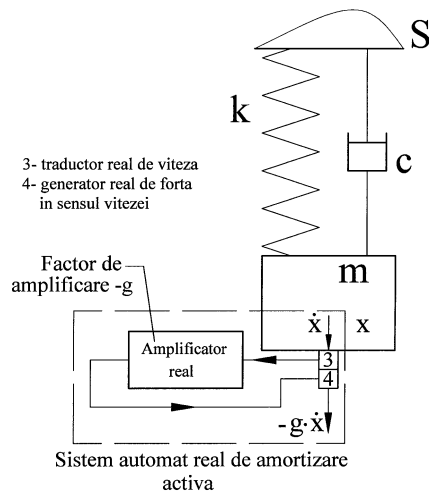


Figura 4.6 Reprezentarea simbolică a SAF prin element disipativ c (amortizor).

sistemelor este fundamentată teoretic așa numita comandă (suplimentară, prin reacție negativă) după derivată. Și în cazul de față se realizează reacția după derivata deplasării (viteza).

În practică SAF se înlocuiește la reprezentare cu simbolul unui element disipativ (amortizor), figura 4.4 refăcându-se conform figurii 4.6.

Dacă fundamentarea teoretică a SAR în amortizarea activă este simplă, transpunerea în practică poate ridica unele probleme.

Atât traductorul 3 cât și generatorul 4 trebuie realizate ca aparate fără punct fix, seismice, numite încă și cvasistatice (pentru situații cu totul particulare se pot utiliza aparate cu punct fix, a se vedea aplicația propusă în figura 2.14). Ca traductor se poate folosi un TEGAS, conform soluțiilor constructive din figurile 2.18, 2.21 respectiv 2.24. Din cauza rigidității axiale reduse a elementelor elastice posibilitatea de utilizare a acestuia este însă limitată la aplicații cu vibrații în plan orizontal, sau indiferent de poziție doar pentru aplicațiile în absența gravitației.

Este interesant de remarcat că TEGAS poate fi utilizat și ca generator cvasistatic de forță dinamică (*proof mass actuator* [24]), de exemplu pe structura elastică prezentată în figura 4.7.

(sistemul elastic pierde energie disponibilă) este evident că $D < 0$ și $W < 0$, din acest punct de vedere SAR lucrează ca un absorbitor reglabil de energie (*energy sink*, formularea din [24]). Cu definirea energiei ca produsul dintre forță și viteză, rezultă imediat că:

$$(4.9) \quad W = -g \cdot \left(\frac{dx}{dt} \right)^2$$

Principiile amortizării active expuse aici își găsesc confirmarea și în automatică [27]. Pentru creșterea stabilității

Aici o masă concentrată realizează împreună cu două arcuri un sistem elastic ce evoluează pe orizontală în raport cu suportul S (se utilizează formal

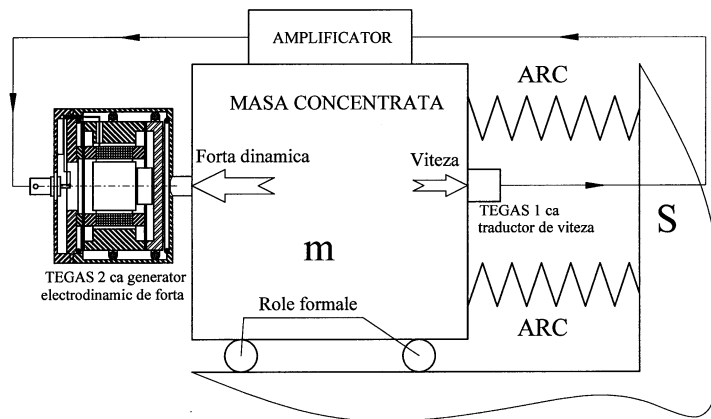


Figura 4.7 Utilizarea TEGAS ca generator electrodinamic de forță (proof mass actuator).

două role care preiau greutatea masei concentrate, și care nu introduc nici un fel de forță de frecare). SAR pentru amortizare activă utilizează un TEGAS 1 ca traductor cvasistatic (seismic) pentru mărimea de intrare în sistem (viteza) și un TEGAS 2 (corespunzător dimensionat) ca generator de forță dinamică (mărimea de ieșire din sistem). Sub acțiunea unui semnal armonic aplicat TEGAS 2 se realizează mișcarea masei acestuia (a concentratorului de câmp magnetic) cu condiția învingerii forței de inerție. Reacțiunea acestei forțe se aplică suportului TEGAS 2 deci masei concentrate a sistemului elastic. Pentru frecvențe suprazonante (referitor la suportul elastic al TEGAS 2), forța exercitată asupra masei concentrate este proporțională cu tensiunea la borne și în fază cu aceasta (vezi considerațiile de la figurile 2.16 și 2.17). S-a obținut astfel un generator cvasistatic de forță. Performanțele acestuia sunt cu atât mai bune cu cât masa concentratorului este mai mare și suspensia elastică este mai moale.

În figura 4.7 condiția colocalizării este îndeplinită dacă masa concentrată este compactă (rigidă). Funcția de inversare a amplificatorului poate fi substituită prin schimbarea succesiunii bornelor de alimentare a TEGAS 2 (dacă nici una dintre borne nu este legată la masă). La utilizarea TEGAS ca excitator, pentru amplificator se folosește denumirea de amplificator de

putere, (*power amplifier*, cu curenți mari la ieșire, impedanța bobinei TEGAS fiind mică).

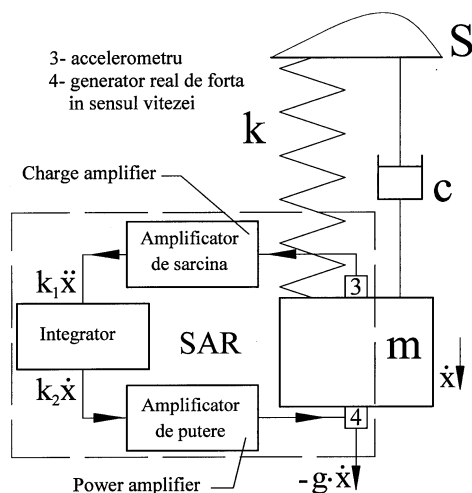


Figura 4.8 SAR pentru amortizare activă cu utilizarea unui accelerometru.

rezultând la ieșire un semnal proporțional cu accelerația ($k_1 \cdot d^2x/dt^2$).

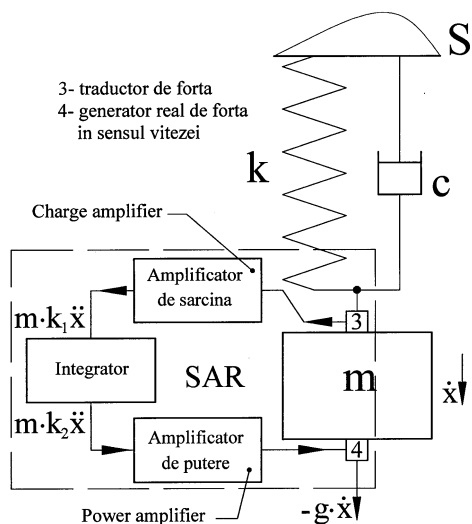


Figura 4.9 SAR pentru amortizare activă cu utilizarea unui traductor de forță.

Să punctăm încă două circumstanțe de utilizare a SAR în amortizarea activă pe modelul conceptual din figura 4.6. Prima este legată de utilizarea ca traductor a unui accelerometru, conform figurii 4.8. SAR folosește în acest caz ca mărime de reacție accelerația mișcării vibratorii (d^2x/dt^2).

Uzual semnalul furnizat de accelerometru (construcția cu cristal cu efect piezoelectric) trebuie amplificat cu ajutorul unui amplificator de sarcină (numit și *charge amplifier*),

Dacă înaintea amplificatorului de putere în bucla de reacție se introduce un integrator electronic (care integrează accelerația aplicată la intrare rezultând la ieșire un semnal proporțional cu viteza, $k_2 \cdot dx/dt$) atunci SAR pe ansamblu realizează aceeași funcție de generare a unei forțe proporțională cu viteza, regăsită în corecția activă pe considerentele deja prezentate.

Aplicațiile sunt limitate de sensibilitatea scăzută a accelerometrului la frecvențe

joase (în pofida definirii accelerației prin multiplicarea elongației mișcării cu pătratul pulsației).

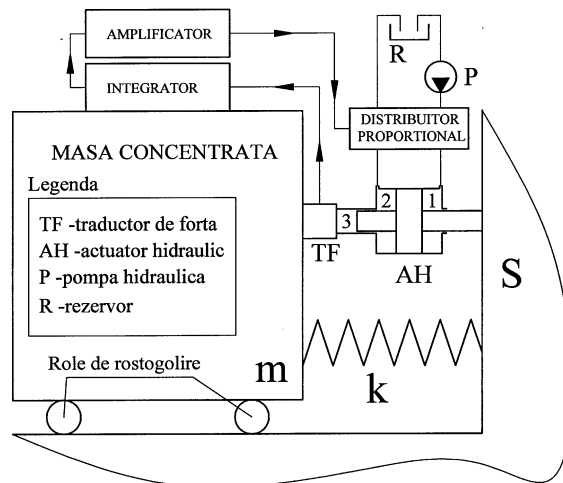


Figura 4.10 SAR de amortizare activă pe baza IFF cu generarea forței folosind actuator hidraulic (adaptare la sistemul elastic din figura 4.7).

piezoelectrice B&K). Semnalul furnizat de traductorul 3 este proporțional cu forța de inerție ($m \cdot d^2x/dt^2$) deci cu accelerația, însă masa apare ca factor de amplificare natural (înainte de amplificator) cu efect în creșterea sensibilității traductorului. Semnalul este în continuare prelucrat ca și în cazul soluției din figura 4.8, cele două scheme au în comun faptul că utilizează accelerația ca mărime de intrare. S-a realizat în fapt reacția cu integrarea semnalului de descriere a forței (*integral force feedback IFF*, [1, 2]).

Se poate acum adapta schema din figura 4.9 cu utilizarea IFF conform figurii 4.10. În cazul sistemelor elastice cu frecvențe proprii joase (mase concentrate mari) pentru generarea forței dinamice se poate utiliza un actuator hidraulic AH , ca hidromotor cu tijă bilaterală. Traductorul de forță TF este colocalizat cu actuatorul, realizarea SAR presupune integrarea semnalului dat de TF , amplificarea acestuia, și alimentarea unui distribuitor proporțional care realizează comanda AH . Forța dinamică este realizată prin diferența de presiune dintre camerele 1 și 2 (diferența de presiune generată fiind proporțională cu semnalul aplicat distribuitorului), pe baza deplasării relative

A doua circumstanță de utilizare a SAR din punctul de vedere al traductorului se referă la folosirea unui traductor de forță pentru generarea mărimii de intrare, conform figurii 4.9. Sistemul arc-amortizor este conectat la masa m prin intermediul traductorului de forță 3 (în practică s-a consacrat utilizarea traductoarelor

a carcasei hidromotorului (solidară cu *TF*) față de tija acestuia (solidară cu suportul *S*). Camera 3 (neetanșă) trebuie să permită evacuarea pierderilor eventuale de ulei din camera 2 către rezervorul *R*.

Remarcabil este faptul că structura din figura 4.10 poate fi utilizată pentru amortizarea activă a vibrațiilor masei concentrate dar și ale suportului *S*. Să ne imaginăm că suportul *S* este materializat de către peretele unei încăperi plasate la ultimul nivel al unei clădiri înalte, cu masa concentrată plasată pe role, pentru compensarea efectului gravitației, în condițiile în care se dorește reducerea frecării la deplasarea relativă pe orizontală. Deoarece SAR din figura 4.10 amortizează mișcarea relativă masă concentrată-suport, oscilațiile clădirii (provocate de exemplu de cutremure de pământ, vânt intens, etc.) sunt și ele amortizate, cu utilizarea masei concentrate ca referință inerțială, vezi și considerațiile utilizării TEGAS ca generator de forță (*proof mass actuator*).

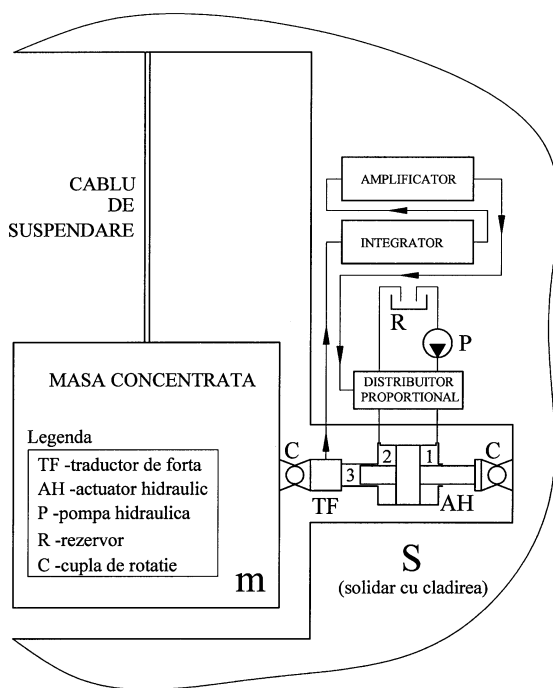


Figura 4.11 Adaptarea soluției din figura 4.10 la protecția antiseismică a clădirilor înalte.

clădirii) și masa concentrată se dispune structura activă cu colocalizare (SAC)

Amortizare activă în cazul vibrațiilor induse seismic în clădirile înalte se face cel mai adesea cu substituția sistemului masă-arc-amortizor cu un sistem de tip pendul, cu masă suspendată. Acesta permite realizarea unor frecvențe proprii foarte joase, care plasează vibrațiile seismice la frecvențe suprarezonante. Descrierea principală se face conform figurii 4.11. Între suportul *S* (solidar cu peretele

realizată de actuatorul hidraulic *AH* colocalizat cu traductorul de forță *TF*, prevăzută la ambele capete cu cuple de rotație *C* (având în vedere mișcarea de pendulare a masei concentrate). Toate elementele principiului de lucru și de tratare a semnalelor se păstrează.

Această soluție de amortizare se poate dezvolta pe două direcții reciproc perpendiculare, eventual cu utilizarea aceleiași mase concentrate (pe figura 4.11 se plasează încă o structură activă *C-AH-TF-C* împreună cu echipamentul corespunzător, cu acțiune perpendiculară pe planul figurii). În acest caz cuplele de rotație se transformă în articulații universale (cardanice). Plasarea sistemului la partea superioară a clădirii valorifică amplitudinea accelerației mișcării vibratorii. Dacă actuatorul și traductorul de forță din figura 4.11 se înlocuiesc cu un element de disipare a energiei (amortizor) se poate obține disiparea energiei induse seismic cu efect în reducerea amplitudinii vibrațiilor (vezi considerațiile de la § 3.2.1, amortizorul pasiv cu masă acordată, *tuned mass damper*) cu condiția ajustării corespunzătoare a masei. Față de soluția pasivă, soluția activă are avantajul unei mase concentrate radical mai mici pentru aceleași efecte de amortizare.

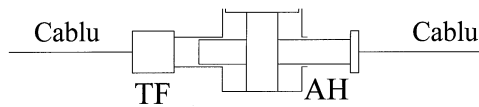


Figura 4.12 Plasarea SAC pe un cablu flexibil.

O soluție principial asemănătoare figurii 4.11 se folosește pentru atenuarea amplitudinii mișcărilor de ruliu și tangaj ale navelor de croazieră în vederea creșterii confortului pasagerilor. Fie acum o modificare a SAC din figura 4.11, conform figurii 4.12. Structura activă cu colocalizare poate fi prevăzută la capete cu două cabluri flexibile. Dacă se face abstracție de faptul că prin cabluri nu se pot transmite decât eforturi de întindere, atunci structura din figura 4.12 poate fi plasată în locul celei din figura 4.11 (cablurile substituind cuplele de rotație *C*). Rezultă de aici o aplicație foarte interesantă, descrisă în figura 4.13. SAC se poate plasa la baza cablurilor de ancorare ale unei construcții svelte de tip turn înalt, din grinzi metalice (pe figură SAC s-a reprezentat formal prin câte un cilindru plasat la sol). Actuatorele hidraulice pot asigura reglarea controlată a tensiunilor de întindere din cabluri în scopul echilibrării statice a ancorării și suplimentar, împreună cu traductoarele de forță, funcția de amortizare activă a vibrațiilor

periculoase ale construcției după principiul deja expus. Vibrațiile pot fi induse de exemplu de rafalele de vânt sau prin efectul de *flutter* la vânt constant, cu

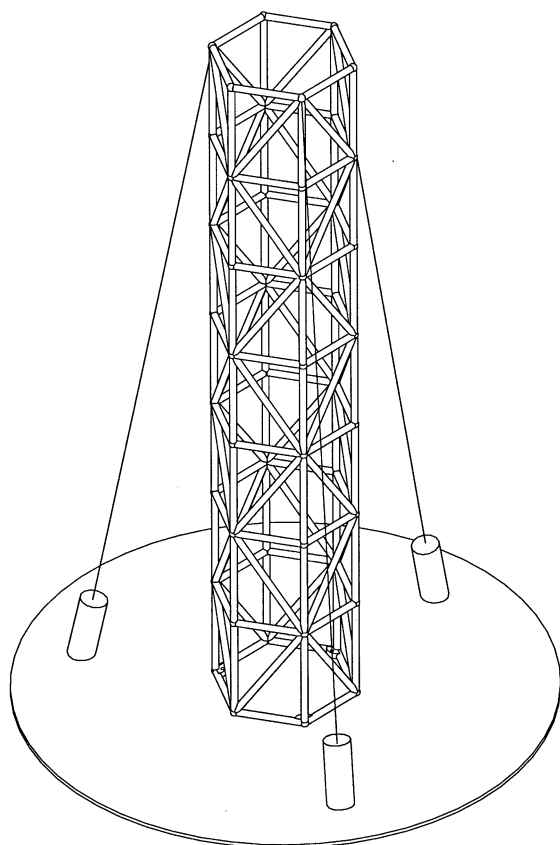


Figura 4.13 Utilizarea SAC la amortizarea vibrațiilor structurilor mecanice svelte prin intermediul cablurile de ancorare.

Se pot imagina pe aceste considerente o multitudine de alte aplicații, una dintre cele mai interesante referindu-se la amortizarea activă a podurilor svelte prevăzute cu cabluri de ancorare. Aici reducerea severă a masei construcției cumulată cu lungimi mari ale tronsoanelor în consolă (sau în general datorită creșterii mai rapide a rezistenței structurilor decât a rigidității acestora) implică uneori apariția unor moduri de vibrație foarte slab amortizate.

În acest caz vibrațiile periculoase pentru integritatea construcției (prin

vibrații datorate turbulențelor generate de curenții de aer.

Peste tensiunea de întindere cerută de ancorare se suprapune tensiunea provenită urmare a generării forțelor dinamice de amortizare activă. Funcționarea în regim activ este condiționată de existența permanentă a unei tensiuni rezultante de întindere.

Este interesant de remarcat că în [3] și [5] se demonstrează faptul că se poate realiza amortizarea activă eficientă a vibrațiilor cu utilizarea doar a unui singur cablu activ (celelalte două, fără SAC, folosite doar la ancorare).

depășirea eforturilor limită admisibilă sau prin efectul cumulativ al oboselii) pot proveni din trafic (automobilistic sau feroviar), din efectele dinamice ale vântului -sau vânt plus rafale de ploaie- sau ale cutremurelor de pământ.

O imagine asupra posibilităților legate de amortizarea activă a podurilor svelte ce utilizează cabluri de suspendare este oferită plecând de la figura 4.14

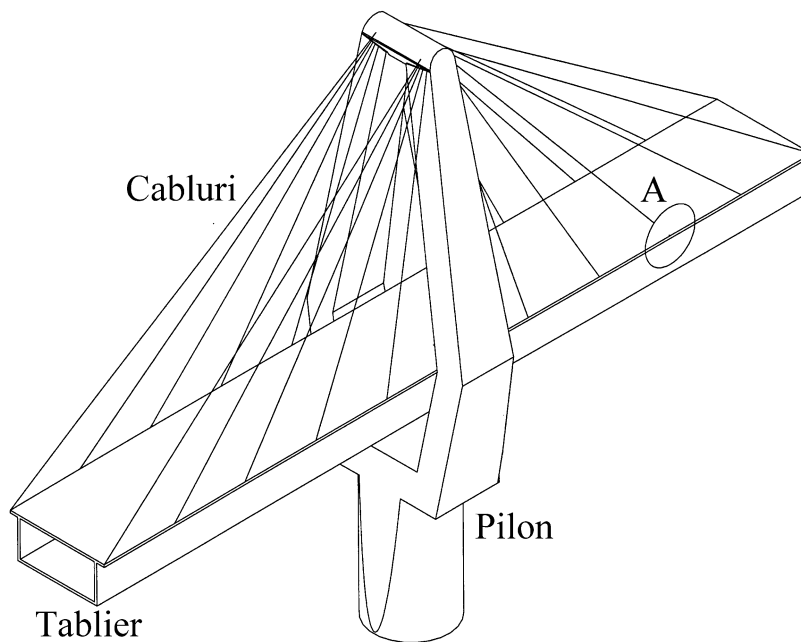


Figura 4.14 Exemplu de structură cu tablier suspendat pe pilon din construcția podurilor svelte moderne.

care reprezintă un sector de tablier suspendat prin cabluri în zona unui pilon de pod. Lungimea unui asemenea tablier poate fi foarte mare, deoarece în general se evită plasarea pilonilor pe cursul de apă mai ales dacă acesta este navigabil. Două asemenea structuri -adesea asimetrice- pot materializa podul în întregime.

Amplitudinea vibrațiilor tablierului poate fi limitată prin amortizare activă (măsurile pasive implică mase adiționale mari). Vibrațiile care au ca origine excitarea modurilor locale ale tablierului (care implică deformația acestuia, de exemplu încovoiere și torsiune) pot fi controlate activ cu *IFF* prin intermediul unuia sau mai multor cabluri prevăzute cu SAC plasat în zona de legătură cu

tablierul (de exemplu în zona încercuită, marcată cu A, din figura 4.14) conform specificațiilor din figurile 4.12 și 4.13.

Vibrațiile care au ca origine excitarea modurilor de solid rigid a tablierului (de pendulare ca masă suspendată) pot fi amortizate dacă se face observația că tablierul din figura 4.14 nu este rezemat direct pe pilon. Cum aici cele mai periculoase sunt mișcările de pendulare laterală și de rotație a tablierului în jurul axei sale longitudinale, se poate imagina imediat un sistem de amortizare activă plasat în pilonul podului conform figurii 4.15. Pentru

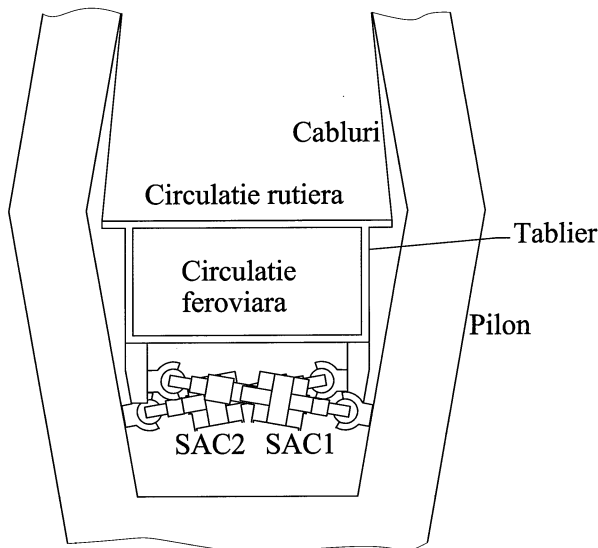


Figura 4.15 Plasarea SAC pentru amortizarea activă a modurilor de corp rigid ale tablierului (pendulare laterală și rotație în jurul axei longitudinale).

aceasta se plasează două SAC cu reacțiune pe pilon și acțiune pe tablier. Sistemul lucrează evident și cu un singur SAC. Din rațiuni economice echipamentul de amortizare activă poate intra în funcțiune doar când vibrațiile tablierului devin periculoase.

Actuatoarele hidraulice sunt imbatabile în ceea ce privește generarea forțelor dinamice mari și foarte mari

dar prezintă un neajuns important, acestea nu pot lucra decât la frecvențe foarte joase. La creșterea frecvenței mișcării vibratorii de corectat se înregistrează dificultăți de comandă, între semnalul aplicat pe distribuitorul proporțional și forța generată în AH există un defazaj important.

Din acest motiv în practica amortizării active cu SAC a structurilor mecanice de mici dimensiuni pentru moduri de vibrație de frecvență înaltă se

utilizează actuatori liniare piezoelectrice bazate pe efectul piezoelectric invers, conform considerațiilor sumare din figura 4.16.

Efectul piezoelectric a fost descoperit de Pierre și Jacques Curie în 1880.

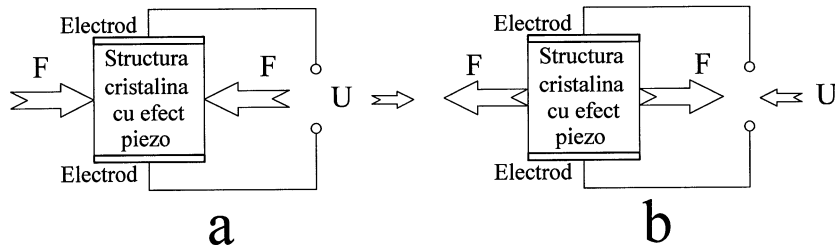


Figura 4.16 Prezentarea conceptuală a efectului piezoelectric direct (a) și invers (b).

Efectul piezoelectric direct (EPD) constă în capacitatea anumitor materiale izolatoare electrice (materiale cu structură cristalină fără centru de simetrie, cel mai utilizat este titanatul de plumb-zirconiu) de a genera sarcină electrică la aplicarea unei forțe exterioare. Conform figurii 4.16 a, sarcina generată produce un câmp electric perpendicular pe direcția de aplicație a forței, regăsit ca diferență de potențial U pe cei doi electrozi (de tip pelicular). În anumite condiții de orientare a structurii cristaline față de electrozi este posibilă generarea unui câmp electric paralel cu direcția de aplicație a forței. Între forța aplicată și diferența de potențial există proporționalitate. EPD face ca structura din figura 4.16 a să se comporte ca un condensator care se încarcă cu sarcină pe armături la aplicarea unei forțe.

Utilizarea acestei sarcini (ca măsură a forței aplicate, în construcția traductoarelor de forță și indirect a accelerometrelor) presupune utilizarea unor amplificatoare speciale (*charge amplifiers*) al căror principiu de funcționare constă în prelevarea informației prin descărcarea periodică a sarcinii. De aici rezultă imediat că EPD în construcția traductoarelor se poate utiliza numai pentru forțe dinamice (variabile în timp).

Efectul piezoelectric invers (EPI) se obține conform figurii 4.16 b prin aplicarea unei diferențe de potențial U pe electrozi, careia i se asociază o deformare a cristalului pe direcție perpendiculară pe câmpul electric creat (deformația relativă maximă poate fi de până la 0,15%). Dacă deformația este împiedicată atunci EPI permite obținerea unei forțe proporționale cu tensiunea

U, chiar și în regim dinamic foarte pronunțat (cu frecvențe mari de variație a tensiunii U). Acesta este principiul folosit în construcția actuatorilor piezoelectrice, utilizabile în două circumstanțe importante, pentru acționare în sistemele de nanopозиționare și ca generatoare de forță (cu utilizare practică imediată în cazul generatoarelor de sunet, de exemplu în cazul telefoanelor celulare).

Conceptual cele două efecte EPD și EPI se pot utiliza pentru obținerea unei structuri piezoelectrice active cu colocalizare (SPAC), conform figurii 4.17.

S-au utilizat două entități de tip stivă, fiecare alcătuită din câte patru structuri cristaline cu efect piezoelectric. Prima (cu structurile 1÷4) este utilizată ca traductor de forță, pentru creșterea sensibilității s-a realizat

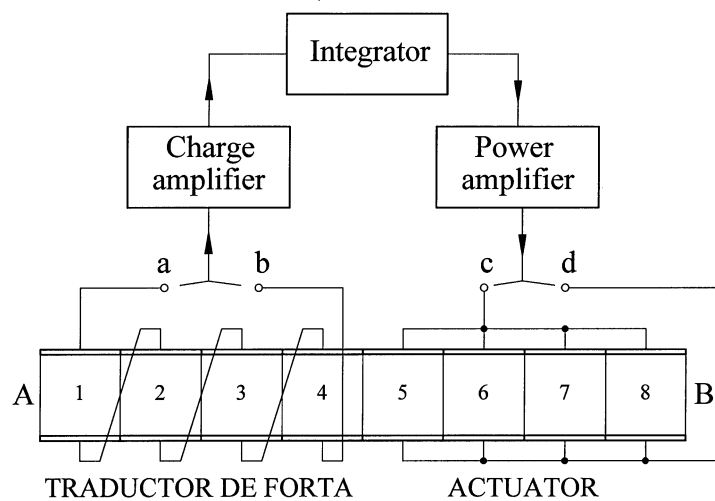


Figura 4.17 Dezvoltare conceptuală a SPAC pe baza considerentelor din figura 4.16.

înserierea semnalelor generate de fiecare structură. De pe bornele *a*, *b* se culege semnalul de intrare în bucla IFF (în amplificatorul de sarcină *charge amplifier*). A doua entitate (cu structurile 5÷8) este utilizată ca actuator (generator de forță), motiv pentru care structurile se leagă în paralel (pentru a evita tensiunile mari de lucru). Alimentarea actuatorului se face de la bornele *c*, *d*, cu semnalul de ieșire din bucla IFF (din amplificatorul de putere, *power amplifier*).

Capetele A, B constituie interfața cu restul structurii în care se amplasează SPAC. Adesea traductorul și actuatorul sunt două entități diferite cu colocalizarea realizată extern, prin asamblare pe cale mecanică.

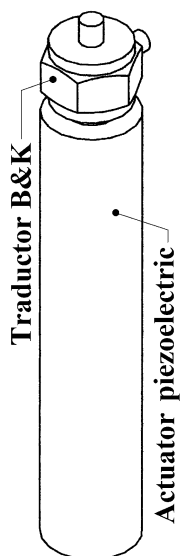


Figura 4.18

De exemplu în figura 4.18 se folosește un traductor de forță dinamică B&K asociat cu un actuator piezoelectric cilindric.

Utilitatea unei asemenea SPAC este legată de amortizarea vibrațiilor structurilor cu masă distribuită. De exemplu în cazul structurii din figura 4.13, excitarea modurilor de vibrație proprie poate implica un răspuns liber cu durate de zeci de secunde,

deranjant pentru eventualele echipamente sensibile montate pe aceasta. Ca alternativă la soluția cu cabluri de ancorare se poate

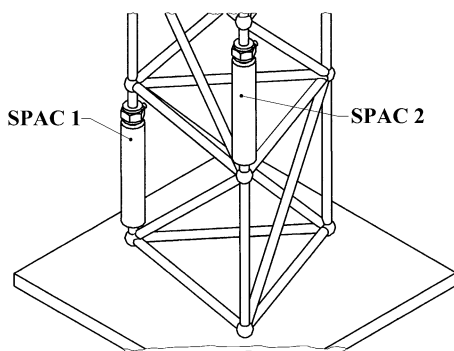


Figura 4.20 Detaliu de plasare SPAC la figura 4.19.

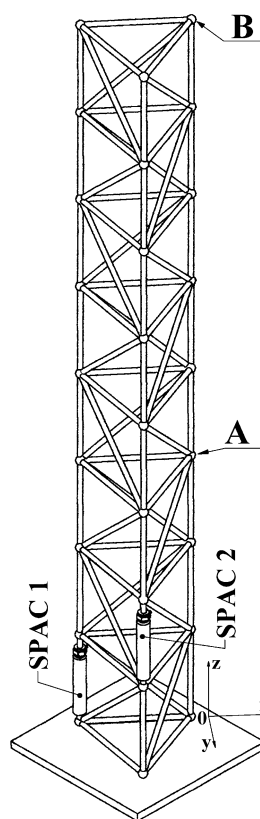


Figura 4.19 Exemplu de utilizare SPAC

proceda la amortizare activă dacă pe una sau

mai multe dintre zăbrelele structurii se plasează câte o SPAC controlată

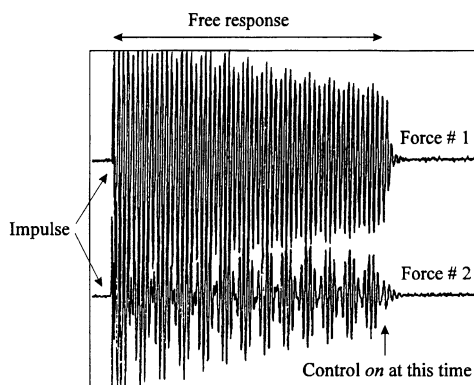


Figura 4.21 Efectele utilizării SPAC în amortizarea activă IFF a răspunsului liber [6] (#1 – SPAC1; #2 – SPAC2)

începând cu figura 4.19 în care se descrie unul dintre primele experimente de amortizare activă pe această cale (Active Structure Laboratory, Université

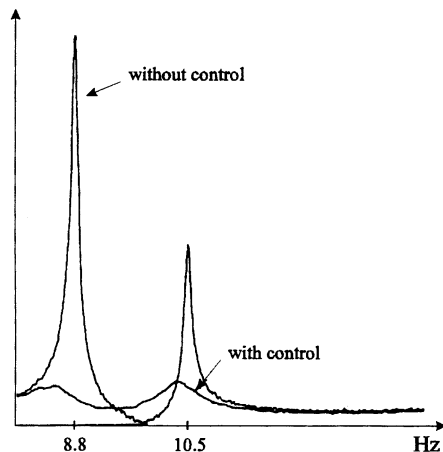


Figura 4.22 Evoluția amplificării relative între punctele A și B (la fig. 4.19) cu și fără

(încovoiere în planul Oxz cu ventru în B și nod în încastrare, fig. 4.19) celălalt mod având frecvența de 10,5 Hz (cu ventru tot în B dar cu încovoiere în planul Oyz).

corespunzător în buclă închisă cu IFF. Este de preferat plasarea pe zăbreaua pe care tensiunea generată de modul de vibrație excitat este maximă (din proximitatea încastrării). Un exemplu experimental legat de posibilitatea utilizării SPAC la amortizarea activă pe structuri cu masă distribuită este redat

Libre de Bruxelles, director prof. André PREUMONT, [24]).

La baza unei structurii cu proiecție transversală triunghiulară se plasează conform figurii 4.20 două SPAC (descrise în figura 4.18), controlate în buclă închisă IFF (elementele buclei nu sunt figurate). Cu aceasta se pot controla în principal două moduri de vibrație flexională, unul cu frecvența de 8,8 Hz

Excitația impuls asupra structurii implică un răspuns liber amortizat pe

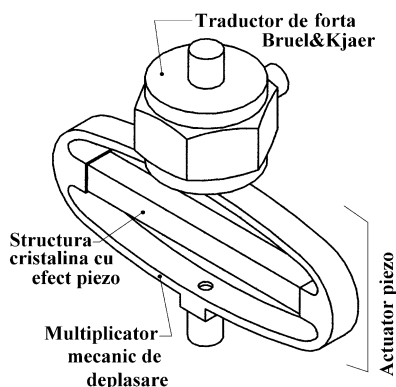


Figura 4.23 Variantă SPAC cu actuator piezo CEDRAT (cu multiplicator mecanic de deplasare).

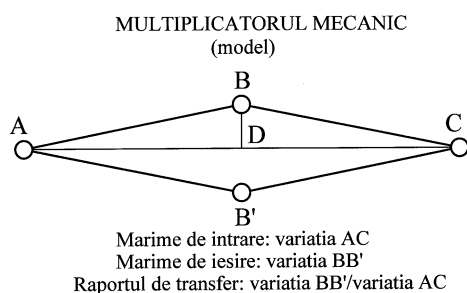


Figura 4.24 Asupra funcționării mecanismului de multiplicare mecanică.

ambele moduri, tradus în fluctuații de tensiune în zăbrelele pe care sunt montate SPAC 1 și SPAC 2, deci în semnal de descriere a forței generat de traductoarele celor două SPAC. În figura 4.21 se prezintă în termeni calitativi (preluare din [24], pag. 222) evoluția semnalului de descriere a forței generate de traductoarele din SPAC fără și cu control activ al vibrațiilor (cu bucla IFF deschisă și închisă).

Evoluția corespunzătoare răspunsului liber la excitația impuls (fără IFF) este caracterizată de o amortizare redusă (pentru traductorul #1 din SPAC 1 s-au redat 58 perioade de semnal corespunzător unei durate de 6,59 s). De aici este de așteptat ca amplitudinea mișcării

punctului B la rezonanță să fie extrem de ridicată. La închiderea buclei IFF (pe figura 4.21 moment marcat cu *control on at this time*), oscilațiile structurii se sting aproape instantaneu. Ca observație cu caracter general, cele două moduri nu sunt complet decuplate, de unde și fenomenul de bătăi în semnalul generat de traductorul din SPAC 2 (Force #2).

O imagine și mai clară a eficacității amortizării pe această cale o oferă figura 4.22 (preluată din [24], pag. 223) care prezintă evoluția amplificării relative între punctele B și A (vezi fig. 4.19) ridicată în cazul răspunsului la frecvență (excitație la baza structurii, cu și fără buclă IFF).

Dezavantajul esențial al actuatorilor piezoelectrice (lungimi mari pentru

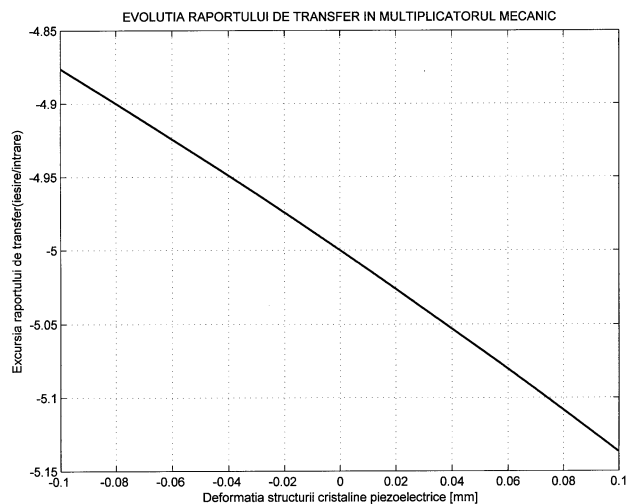


Figura 4.25 Evoluția raportului de transfer al multiplicatorului cu deformația structurii cristaline (simulare).

a obține curse rezonabile) poate fi eliminat utilizând un actuator cu multiplicator mecanic de deplasare (varianta realizată de firma CEDRAT) în cadrul structurii SPAC reprezentată în figura 4.23. Structura cu efect piezo este plasată perpendicular pe direcția de lucru a SPAC. Acțiunea multiplicatorului mecanic se poate explica sumar pe baza modelului din figura 4.24. Multiplicatorul se comportă ca un mecanism cu bare articulat în punctele A,B,C,B'. Modificarea distanței AC (a structurii cu efect piezo) duce la modificarea distanței BB'. Raportul celor două variații definește raportul de transfer al mecanismului. Figura 4.25 prezintă evoluția simulată a acestui raport (cu AC=50mm, BB'=10 mm, și o variație pentru AC între -0,1mm și 0,1mm). Evoluția din figura 4.25 s-a obținut prin rularea programului **fig425**:

PROGRAM fig425

```
close all;clear all;
ad=25;bd=5;alfa=atan (bd/ad) ;ab=ad/cos (alfa) ;p=1;med=0;
for dd1=-0.1:0.0003:0.1;
    abscisa (p)=dd1;dd1=dd1/2;
    alfaprim=acos ((ad+dd1)/ab) ;
    dd2=ab*sin (alfaprim)-bd;dd2=dd2*2;
    ordonata (p)=dd2/abscisa (p) ;med=med+ordonata (p) ;
```

```

    p=p+1;
end
p=p-1;med=med/p;%vaoare medie raport de transfer;
plot(abscisa,ordonata,'k','LineWidth',1.5)
axis([-0.1,0.1,-5.15,-4.85]);grid
Title('EVOLUTIA RAPORTULUI DE TRANSFER IN MULTIPLICATORUL
      MECANIC')
xlabel('Deformatia structurii cristaline piezoelectrice
      [mm]')
ylabel('Excursia raportului de transfer
      (iesire/intrare)')

```

După cum se observă pe figura 4.25 mecanismul se comportă ca multiplicator dar și inversor, cu o valoare medie a raportului de tranfer $-5,002$ (variabila *med* din program). Construcția își asumă variabilitatea cvasiliniară a raportului de transfer (în limite rezonabil de mici).

Construcția din figura 4.23 poate realiza o deplasare totală (*stroke*) de 0,25 mm (0,125 mm pentru funcționare în condiții de simetrie).

Una dintre cele mai interesante aplicații ale SPAC din figura 4.23 se leagă de construcția unui sistem activ cu șase grade de libertate de amortizare a vibrațiilor bazat pe platformă Stewart, dezvoltat la Université Libre de Bruxelles, Belgia (ULB piezoelectric Stewart platform, PSP, [1]). Autorul prezentei lucrări a avut privilegiul efectuării [17] unor studii privind dezvoltarea unor noi arhitecturi de sisteme cu masă distribuită bazate pe PSP utilizabile în aplicații spațiale (*free floating structures*).

4.2 Utilizarea sistemului de amortizare activă piezo cu șase grade de libertate (PSP) în arhitecturi cu masă distribuită

Platforma Stewart a fost prezentată pentru prima dată în 1965 [29], ca mecanism destinat deplasării controlate după toate cele șase grade de libertate definite pentru un punct material în sistemul ortogonal $Oxyz$. Ea face parte din categoria roboților paraleli destinați deplasării controlate total pentru solidele rigide.

Pe baza SPAC din figura 4.23 se dezvoltă conceptual o PSP în configurație cubică conform figurii 4.26. Se observă inserat formal cubul de

definire al PSP. Pe șase dintre laturile cubului conform figurii se plasează câte o SPAC, prin aceasta definindu-se șase traverse active (TA, *active struts*) între

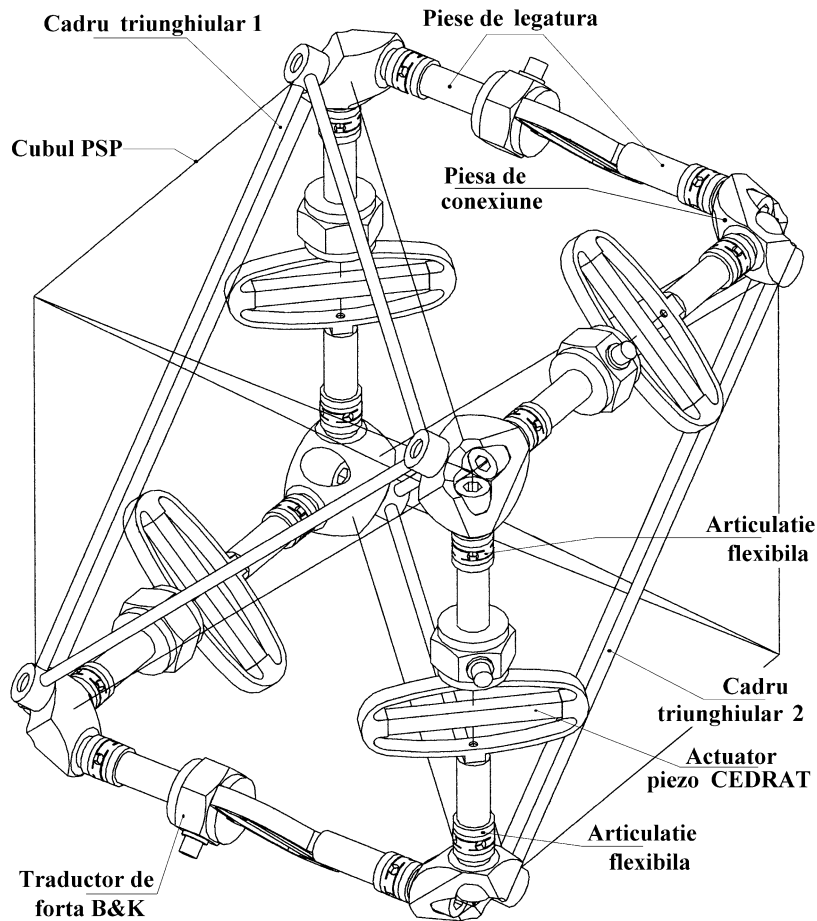


Figura 4.26 Sistem de amortizare activă piezo cu șase grade de libertate bazat pe platformă Stewart (PSP) în configurație cubică.

două suprafețe materializate aici prin zonele de montaj al celor două cadre triunghiulare. Poziția tipică de utilizare a PSP este redată în figura 4.27, relativ la cele două cadre triunghiulare.

Dacă se consideră cadrul 1 fix atunci, raportat la sistemul de coordonate $Oxyz$, cadrul 2 poate fi deplasat controlat după cele șase grade de libertate prin alungirea/comprimarea traverselor active. De exemplu translația pură în

sensul pozitiv al axei $0z$ se asigură prin alungirea simultană identică a tuturor

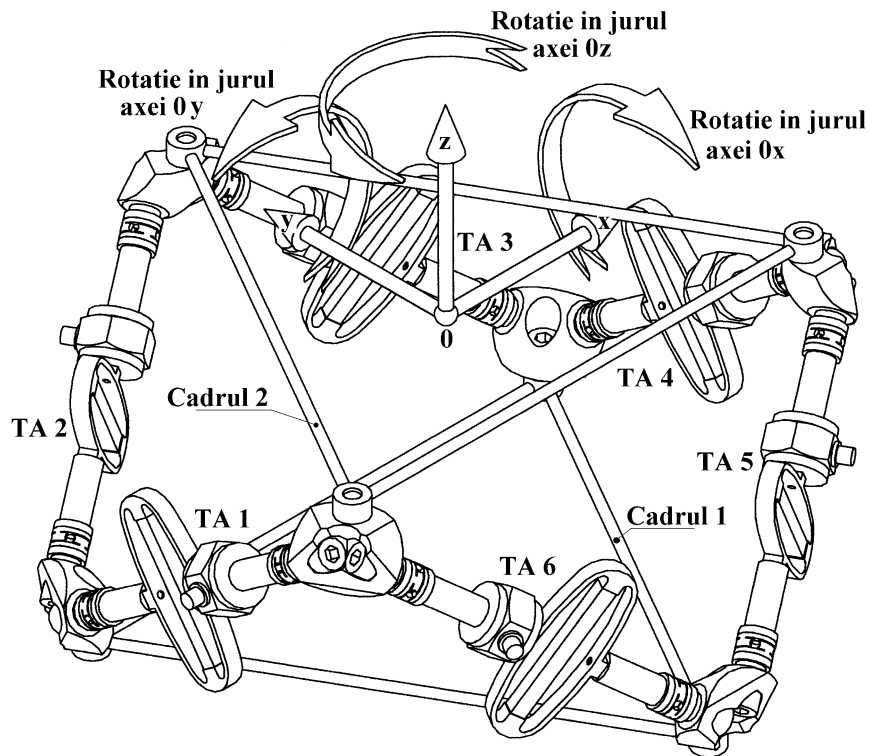


Figura 4.27 Poziția tipică de utilizare a PSP.

TA. Rotația în jurul axei $0z$ (sensul din figur 4.27) se asigură prin alungirea Δ a TA 1, TA 3, TA 5 și comprimarea $-\Delta$ a TA 2, TA 4, TA 6.

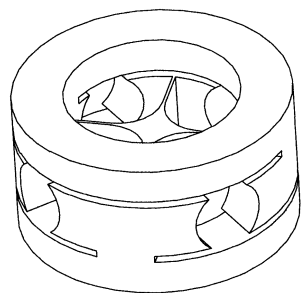


Figura 4.28 Articulație flexibilă (conceptual).

Pentru respectarea constrângerilor cinematice este necesar ca fiecare TA să fie conectat la cele două triunghiuri prin intermediul câte unei cuple sferice (sau articulații universale, cardanice). Din considerente simplificatoare (și pentru a elimina jocurile) aici s-au folosit articulații elastice (vezi figura 4.28), cu rigiditate flexională limitată la încovoiere în două plane reciproc perpendiculare. Figura 4.28 prezintă o vedere asupra articulației

flexibile utilizate aici.

Dacă fiecare TA din fig. 4.26 și 4.27 ar conține un actuator și un traductor

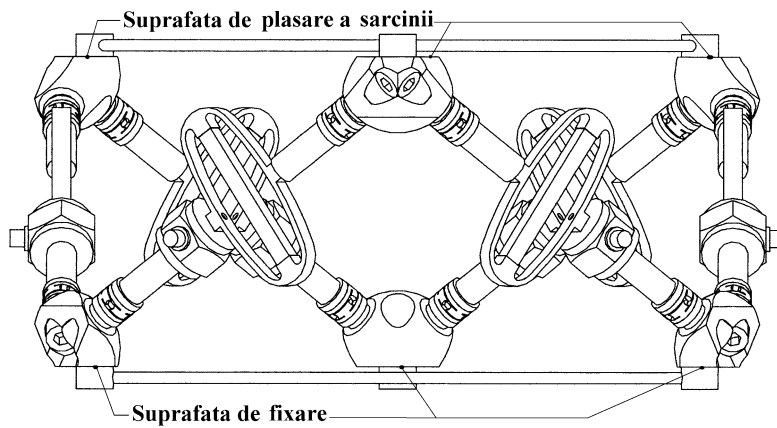


Figura 4.29 Vedere laterală a PSP.

de deplasare atunci PSP poate lucra ca sistem de microdeplasare/ poziționare controlată. În structura actuală realizându-se reacția *IFF* între traductorul de

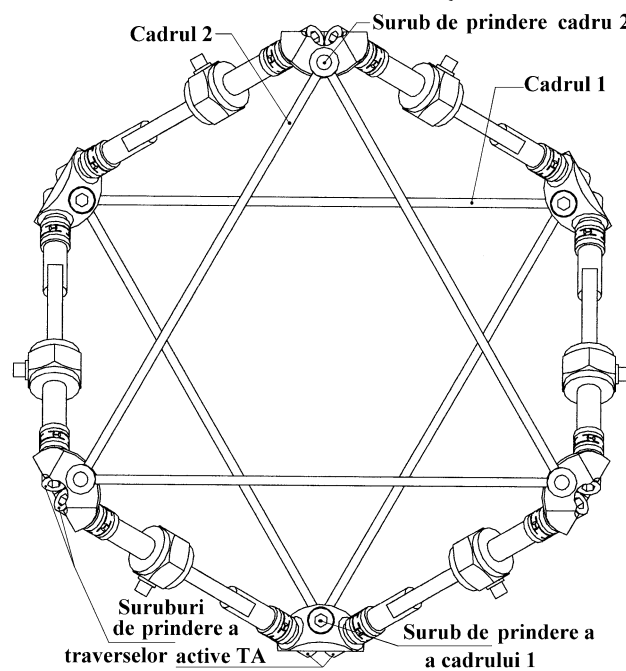


Figura 4.30 Vedere de sus asupra PSP.

forță și actuator pe fiecare TA se obține un sistem activ de amortizare a vibrațiilor după șase grade de libertate (eficace pentru amortizarea activă a vibrațiilor mecanice rectilinii sau torsionale ale solidului rigid pe orice direcție). În plus, arhitectura cubică a PSP (oricare două TA învecinate sunt perpendiculare) permite utilizarea unui sistem de control decentralizat (controlul *IFF* al fiecărei TA este independent), deformarea unei TA are componente nule pe direcțiile celorlalte TA.

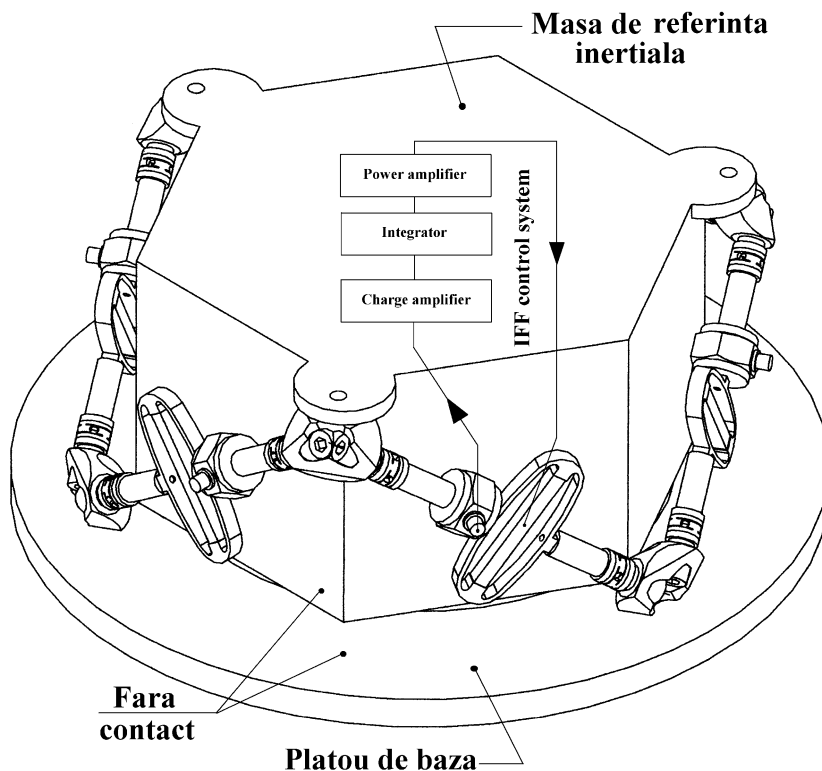


Figura 4.31 Amortizor activ cu șase grade de libertate, bazat pe PSP.

Posibilitățile de utilizare în arhitecturi cu masă distribuită rezultă din proprietățile geometrice ale PSP. Astfel din figura 4.29 (vedere laterală a PSP din figura 4.27) rezultă că cele două cadre triunghiulare se plasează pe suprafețe plane paralele. Din figura 4.30 (vedere de sus asupra PSP din figura 4.27) rezultă posibilitatea plasării PSP în cadrul unor structuri cu masă distribuită și secțiune transversală cerc, hexagon sau triunghi.

Cele mai interesante aplicații cu PSP se regăsesc în domeniul microgravitației (aerospațial) unde forțele de greutate sunt evasinate (*free floating structures*). Astfel în figura 4.31 se prezintă conceptual un amortizor activ (*sky-hook damper*) bazat pe PSP. S-au îndepărtat cele două cadre triunghiulare (utilizate doar ca elemente structurale de protecție la

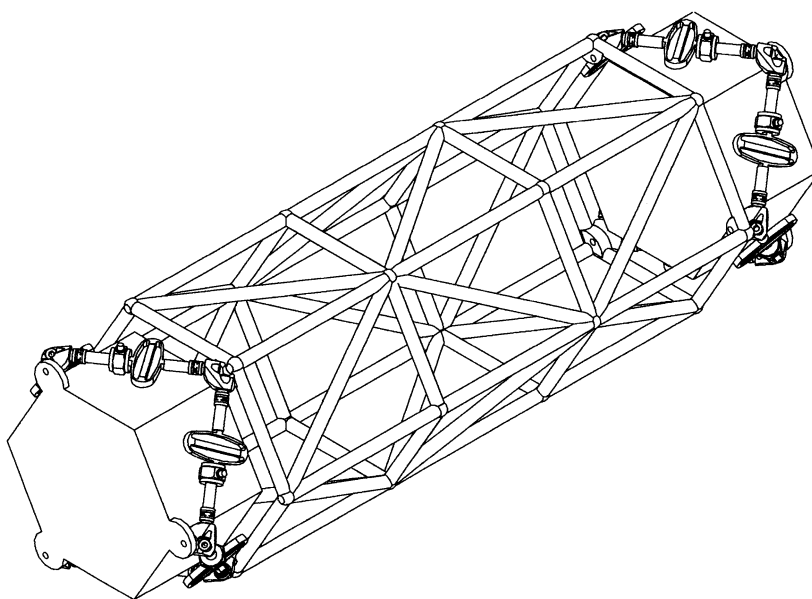


Figura 4.32 Aplicație a amortizorului cu PSP.

manipulare). În locul cadrului 1 s-a montat un platou de bază (ca piesă de tip coroană cilindrică). În locul cadrului 2 s-a montat o piesă poliedrică cu secțiune transversală hexagonală cu masă mare având rol de referință inerțială. Amortizorul se plasează prin intermediul platoului de bază pe structura ale cărei vibrații trebuie amortizate activ. Aferent fiecărei TA există câte o buclă IFF de amortizare activă (pe figura 4.31 a fost figurată doar una), alcătuită din traductor de forță, amplificator de instrumentație (*charge amplifier*), integrator, amplificator de ieșire (*power amplifier*), actuator. Echipamentul exterior SPAC se poate plasa în interiorul entității cu rol de masă de referință inerțială.

Atunci când platoul de bază vibrează în TA apar forțe de inerție (datorită masei de referință). Aceste forțe sunt prelucrate de către sistemul de reacție

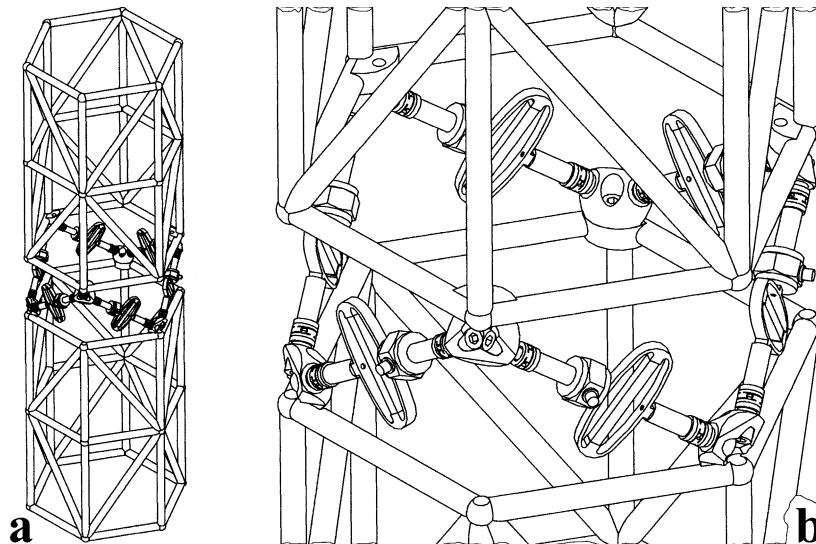


Figura 4.33 Soluție de amortizare activă cu PSP cu integrarea în structură (a) și detaliu de plasare (b).

IFF care comandă generarea forțelor de amortizare din actuatori deci asupra structurii pe care se plasează platoul de bază. Semnalele furnizate de cele șase traductoare de forță pot fi utilizate în descrierea accelerațiilor mișcării vibratorii ale structurii. Entitatea din figura 4.31 are aici rolul unui accelerometru cu șase grade de libertate. Utilitatea imediată a amortizorului este reliefată în figura 4.32 pentru o aplicație spațială în microgravitație. La ambele capete ale unei structuri cu masă distribuită cu zăbrele și secțiune transversală hexagonală se plasează câte un amortizor cu PSP. Cele două amortizoare sunt plasate direct pe structură (s-a renunțat la platourile de bază din figura 4.31). Pe structura cu zăbrele se pot plasa echipamente diverse (antene, telescoape, aparate interferometrice, motoare de propulsie și corecție, aparatură de navigație, giroscop, etc.) din a căror funcționare, de regulă temporară, rezultă energie disponibilă manifestată ca vibrații mecanice de frecvență relativ ridicată care se sting foarte lent (în zeci sau chiar sute de secunde), cu efecte nedorite asupra aparatului sensibil la zgomot de natură mecanică. Amortizoarele cu PSP pot reduce drastic acest zgomot ca și duratele vibrațiilor libere. Este interesant de remarcat faptul ca

amortizorul realizează și funcția de izolare. Un echipament sensibil la vibrații care este plasat pe masa de referință inerțială a amortizorului este izolat cu privire la vibrațiile de restul structurii.

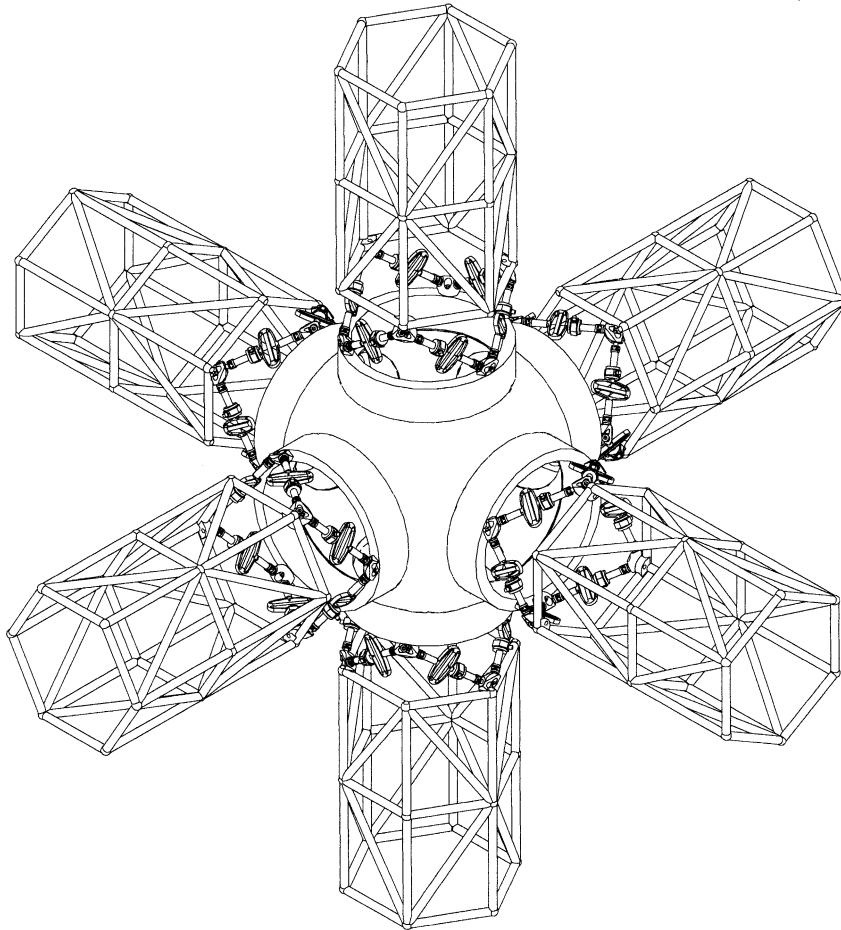


Figura 4.34 Utilizarea conceptuală a PSP ca sistem de amortizare activă pe o structură de tip nod de comunicație (cuplare hexagon-cilindru/sferă).

Utilizarea amortizorului cu PSP are însă dezavantajul masei adiționale care se adaugă în sistem. Din acest motiv se poate prefera amortizarea activă prin integrarea PSP în interiorul structurii cu zăbrele, conform figurii 4.33.

Se valorifică aici proprietățile geometrice reliefate în figurile 4.29 și 4.30, cu definirea a două semistructuri cuplate prin intermediul PSP. În funcționare PSP *utilizează masa unei semistructuri ca referință inerțială pentru*

amortizarea vibrațiilor din cealaltă semistructură. Evident nu se poate

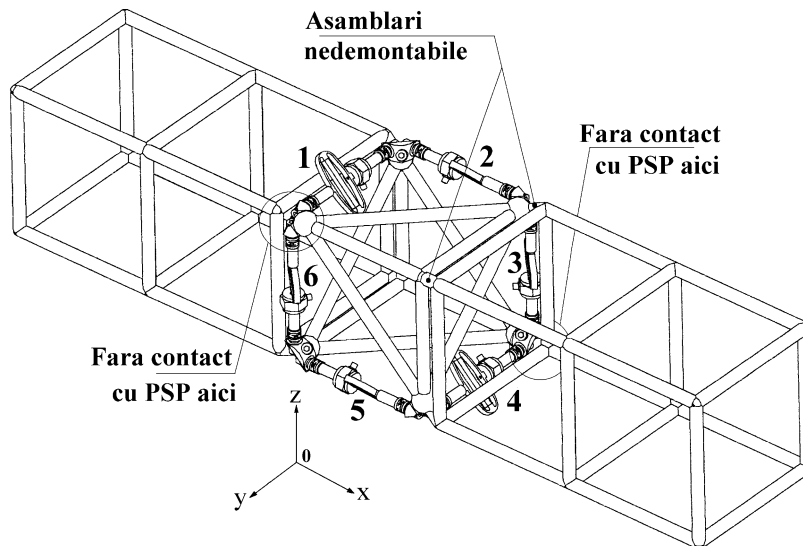


Figura 4.35 Integrarea PSP în structuri cu secțiune rectangulară (pătrat).

intervenii activ asupra acelor moduri de vibrație care nu au nodurile plasate pozițional la nivelul PSP sau care nu implică apariția tensiunilor la nivelul TA.

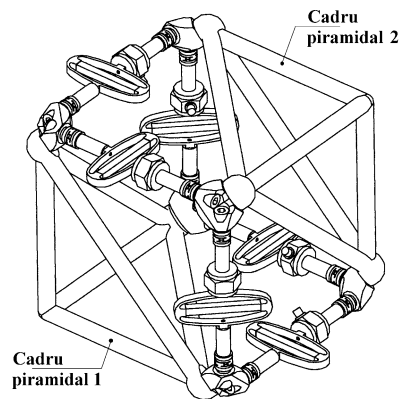


Figura 4.36 PSP cu cadre piramidale pentru integrare în structuri cu secțiune rectangulară.

Și aici se poate considera că PSP exercită funcția de izolare antivibratorie între cele două structuri. Să remarcăm trei aspecte foarte importante:

- prin renunțarea la cadrele triunghiulare (vezi figura 4.30) plasarea PSP nu modifică secțiunea transversală a structurii (aici hexagonală) aceasta păstrându-și funcționalitatea și comportându-se ca un întreg;

- PSP poate cumula pe lângă funcția de amortizare activă și pe cea de robot paralel pentru micropoziționare relativă a celor două semistructuri

(de exemplu pentru alinierea axelor optice în sistemele optice distribuite sau în sistemele interferometrice);

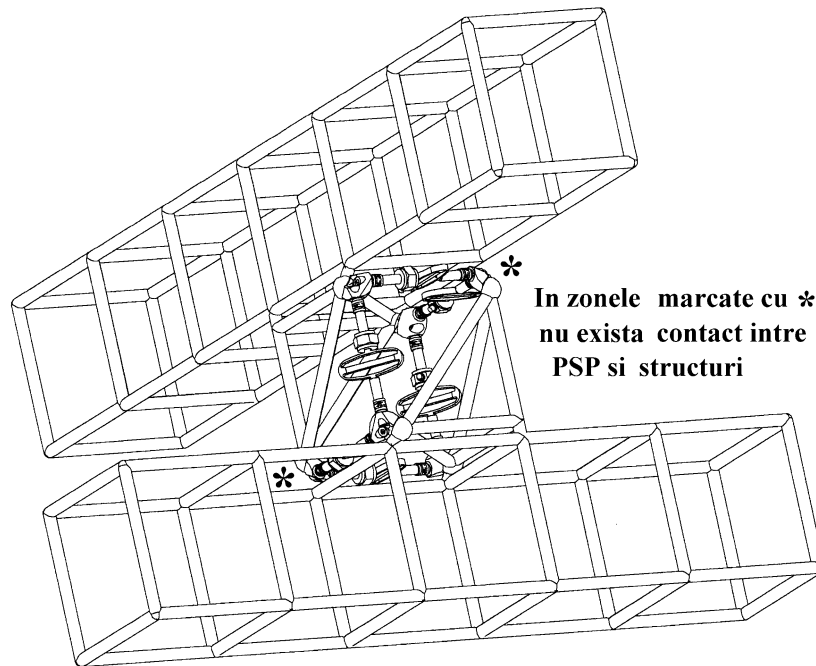


Figura 4.37 Interconectarea a două structuri perpendiculare cu axe neintersectate.

-eforturile statice și dinamice ce iau naștere în traversele active ale PSP sunt practic întotdeauna numai de întindere și compresiune.

Figura 4.34 prezintă o posibilă aplicație de amortizare cu PSP pe o structură de tip nod de comunicație pe o stație spațială eventual populată. Se exemplifică aici conectarea hexagon-cilindru.

Este interesant de remarcat faptul că PSP se poate include și în structuri cu secțiune transversală rectangulară (pătrat), conform figurii 4.35. În această situație cadrele triunghiulare ale PSP din figura 4.27 sunt substituite cu două cadre piramidale, conform figurii 4.36, valorificându-se proprietățile arhitecturii cubice ale PSP.

Pe figura 4.35 se poate exemplifica cel mai ușor posibilitățile PSP în ceea ce privește micropoziționarea ca robot paralel. Pe figură s-au notat traversele active cu 1, 2,.....6.

Dacă se consideră structura din stânga fixă, atunci în raport cu sistemul $Oxyz$ poziția structurii din dreapta poate fi modificată după cum urmează. Translația pură în jurul axelor Ox , Oy respectiv Oz se asigură la deformația cu aceeași cantitate, în același sens (alungire sau comprimare) a TA 2 și 5, 1 și 4

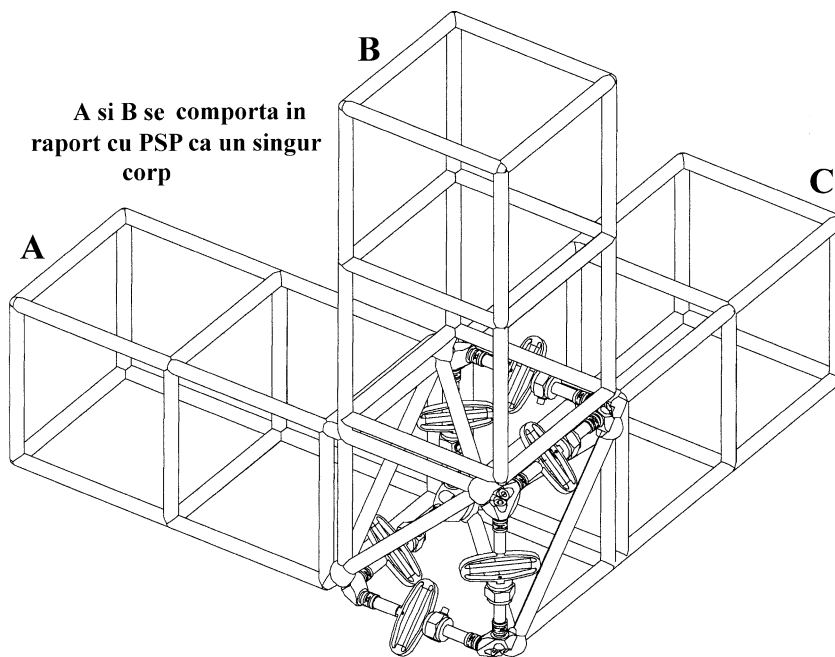


Figura 4.38 Interconectare a structurilor cu axe intersectate (perpendiculare).

respectiv 6 și 3.

Rotația pură în jurul aceluiași axe se asigură la deformația cu aceeași cantitate, în sensuri contrare a TA 6 și 3, 2 și 5 respectiv 1 și 4.

Este interesant de remarcat -de exemplu- că dilatarea sau comprimarea simultană a TA 2 și 5 determină translația în lungul axei Ox în timp ce modificarea lungimii în sensuri contrare pentru aceleași TA are drept efect rotația în jurul axei Oy . Cititorul este invitat să studieze comportarea perechilor 1, 4 respectiv 6, 3.

Utilizarea PSP în poziția clasică (vezi figura 4.27) păstrează evident posibilitatea controlului tuturor celor șase grade de libertate dar complică controlul mișcării.

Cu titlu informativ să facem precizarea că pentru construcția simulatoarelor de zbor se utilizează plasarea capsulei pilotului pe o platformă Stewart (în general cu arhitectură necubică) cu TA realizate cu hidromotoare liniare cu cursă mare și control individual al poziției. Se poate astfel asigura - în limite rezonabile- orice mișcare necesară pentru capsulă.

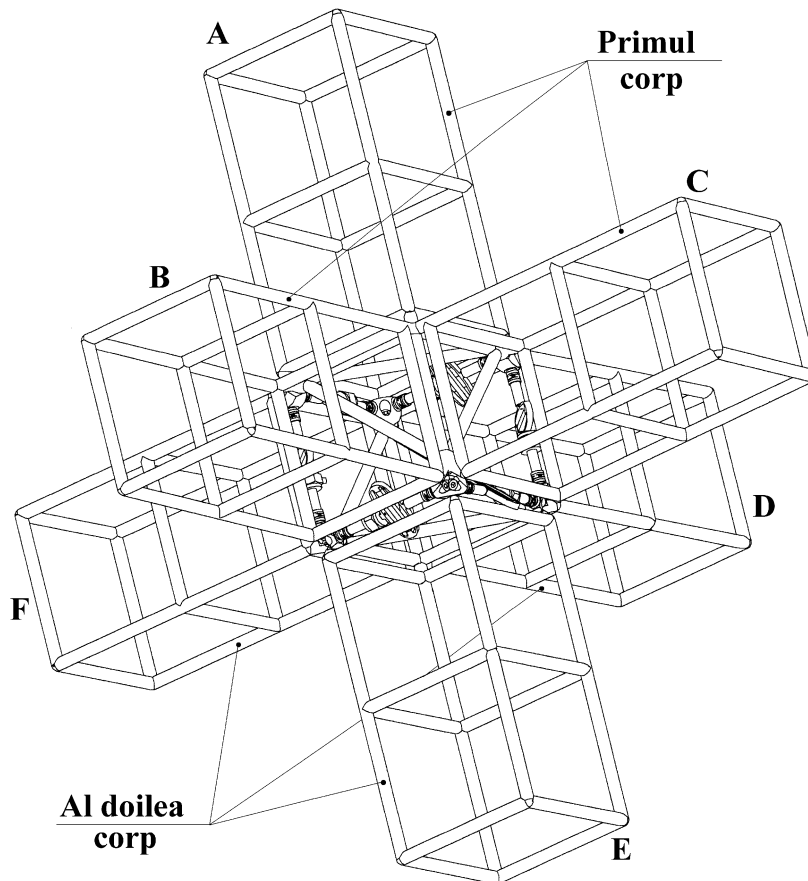


Figura 4.39 Generalizare a construcției cu structuri cu axe intersectate din figura 4.38.

Este posibilă deasemeni interconectarea a două structuri cu axele longitudinale neintersectate, plasate în plane reciproc perpendiculare, conform figurii 4.37, respectiv cu axe intersectate conform figurii 4.38.

În ambele figuri structurile nu intră în contact direct ci intermediat de PSP. În figura 4.38 structurile A și B se comportă ca un singur corp. Există

din acest punct de vedere un dezavantaj, eficiența amortizării vibrațiilor din structurile A, B este mai mică decât cea a vibrațiilor provenind din structura C din cauza diferențelor de masă.

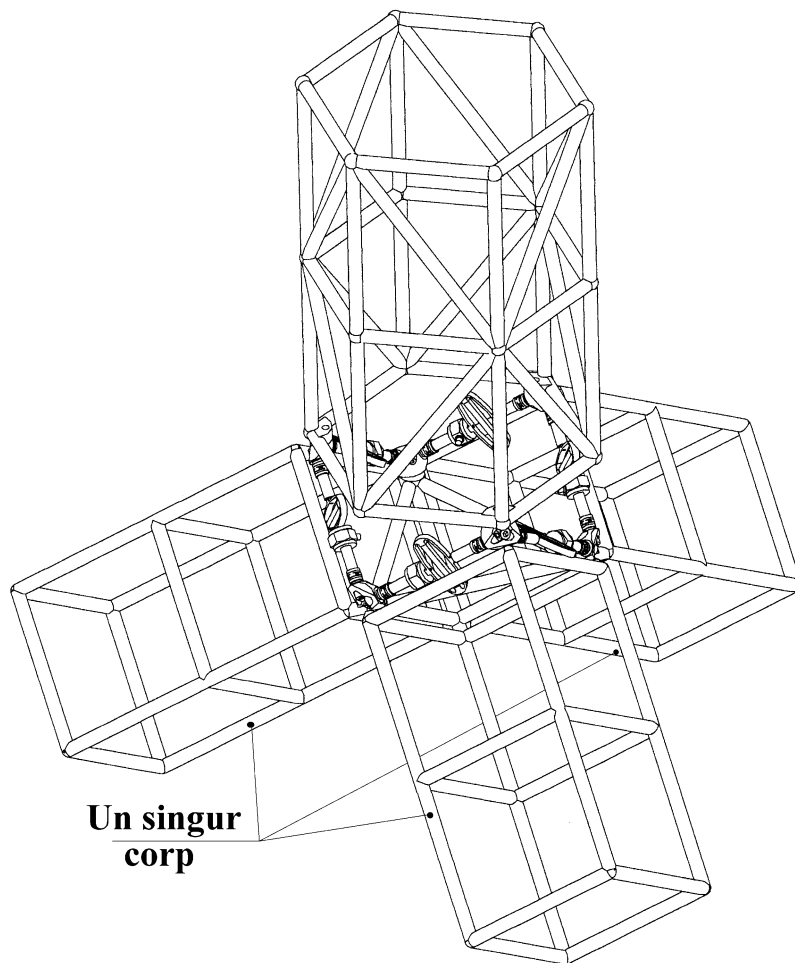


Figura 4.40 Construcție cu structuri cu secțiune transversală hexagonală și rectangulară.

Se poate acum realiza o generalizare a construcției din figura 4.38, conform figurii 4.39.

Aici structurile A, B și C alcătuiesc un prim corp, structurile D,E și F alcătuiesc un al doilea corp. Ca și anterior între cele două corpuri nu există

contact direct, ci intermediat de PSP. Distribuția de mase este identică pe cele două cadre piramidale ceea ce face ca eficiența amortizării să fie aceeași.

Se poate realiza o construcție hibridă conform figurii 4.40 din cuplarea

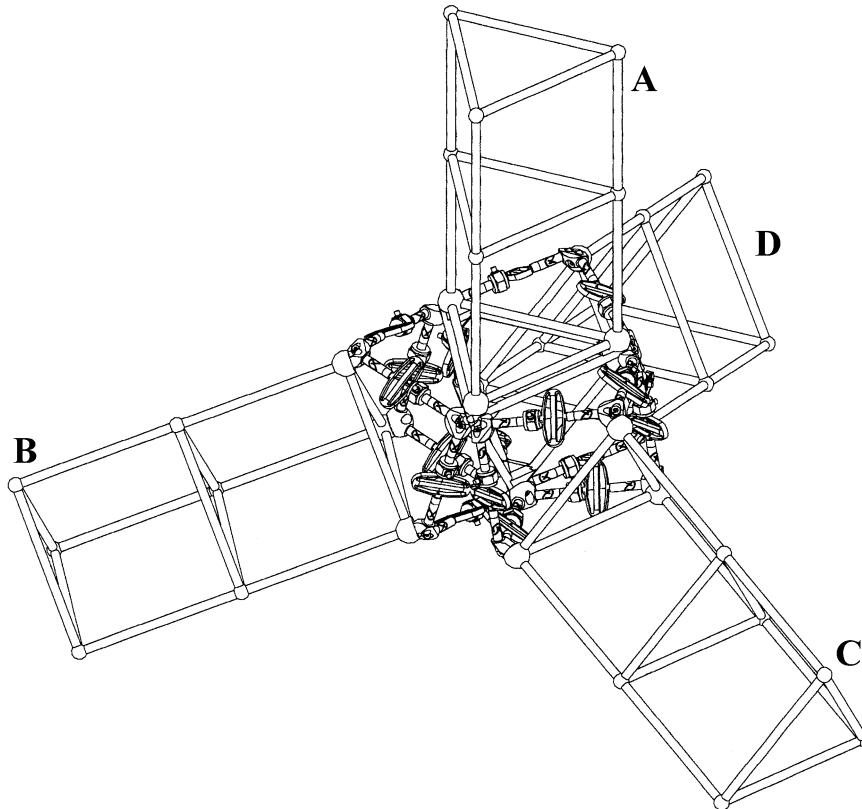


Figura 4.41 *Cuplarea structurilor cu secțiune transversală triunghi echilateral.*

unei structuri cu secțiune hexagonală cu trei structuri cu secțiune rectangulară.

La partea inferioară se utilizează un cadru piramidal (structurile prinse aici alcătuiesc un singur corp), la cea superioară se utilizează prinderea direct pe PSP (ca și în cazul figurii 4.33).

În sfârșit, figura 4.41 prezintă soluția cuplării mai multor structuri identice cu secțiune triunghi echilateral (triunghi identic cu triunghiul de plasare a cadrului triunghiular din figura 4.27).

Elementele de arhitectură a structurilor cu masă distribuită amortizate cu PSP prezentate aici se pot utiliza evident și pentru aplicații în prezența gravitației, având în vedere rigiditatea relativ ridicată a elementelor ce alcătuiesc TA. De aici rezultă totuși un dezavantaj: PSP integrat în structură nu poate asigura amortizarea vibrațiilor de joasă și foarte joasă frecvență din cauza sensibilității scăzute a traductoarelor de forță.

Capitolul 5

ASPECTE ALE IZOLĂRII ANTIVIBRATORII

5.1 Considerații generale

Funcționarea aparaturii de mare precizie (microscope de explorare și prelucrare nanostructurală, aparatură interferometrică, echipamente de transfer date pe suport de memorie, etc.) este condiționată esențial de existența unui mediu curat în raport cu perturbațiile de natură mecanică (vibrații în regim permanent sau tranzitoriu).

Să ne imaginăm desfășurarea unui experiment robotizat în microbiologie pe o stație spațială plasată pe orbită staționară constând în intervenție la nivel nanometric pe material genetic. Funcționarea de ansamblu a stației presupune existența unor surse foarte diverse de perturbații mecanice (motoare reactive, motoare pas cu pas, elemente cu acțiuni de tip releu, motoare cu dezechilibru dinamic, elementele mecanice ale calculatoarelor de bord, mișcările executate de astronauți, acțiunea mecanică a cordului uman, etc.) și deci existența cvasipermanentă a vibrațiilor în structura elastică a stației.

Vibrațiile compromit evident experimentul, motiv pentru care se impun acțiuni de limitare a acestora. Prima categorie de acțiuni constă în amortizarea pasivă și activă a vibrațiilor conform principiilor deja expuse anterior. Adesea însă aceste proceduri sunt insuficiente sau au costuri foarte mari, motiv pentru care se preferă izolarea antivibratorie, locală, a mediului din imediata proximitate a experimentului (așa numitul *clean body*) față de mediul de referință (*dirty body*).

La limită, construcția suspensiei unui autovehicul este o problemă de izolare antivibratorie.

Plastic vorbind se poate defini un echivalent al acțiunii de izolare antivibratorie. Pentru păstrarea la rece a unui recipient cu alimente se poate realiza răcirea întregii camere în care se află acesta sau, cu costuri incomparabil mai mici, numai a zonei din imediata proximitate a recipientului, prin plasarea acestuia în frigider.

Există evident și soluția separării fizice totale a mediului de izolat (*clean body CB*) față de cel de referință (*dirty body DB*), dificil sau chiar imposibil de realizat.

5.2 Elemente de principiu ale izolării antivibratorii

Cea mai simplă metodă de a realiza izolarea antivibratorie a celor

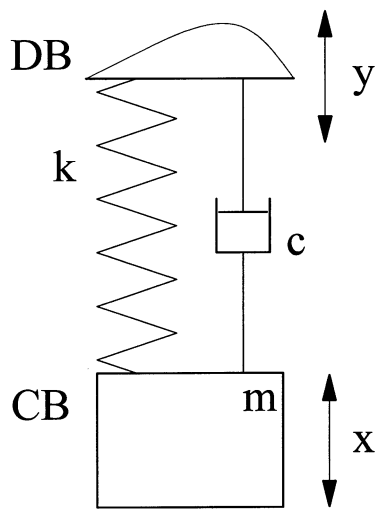


Figura 5.1 Structură formală de izolator cu un grad de libertate.

stabili ecuația diferențială a mișcării CB. Există aici trei forțe reactive:

Forța de inerție:

$$(5.1) \quad F_i = -m \cdot \ddot{x} \quad \text{proporțională și de sens contrar cu accelerația absolută;}$$

două entități (DB și CB) este utilizarea unei suspensii cu ajutorul unui arc, ca element de legătură, conform figurii 5.1. Inerent intervine fizic și un amortizor (element nedorit după cum se va demonstra ulterior). Comportarea ca izolator a sistemului din figura 5.1 poate fi demonstrată cercetând caracterul mișcării $x(t)$ al CB în raport cu cel al mișcării $y(t)$ al DB. Aplicând principiul lui *D'Alembert* relativ la mișcarea masei m a CB (suma forțelor reactive este egală cu suma forțelor active) se poate

Forța de amortizare:

(5.2) $F_a = -c \cdot (\dot{x} - \dot{y})$ proporțională și de sens contrar cu viteza relativă a CB față de DB (aici c este factorul de amortizare);

Forța elastică din arc:

(5.3) $F_e = -k \cdot (x - y)$ proporțională și de sens contrar cu deplasarea relativă a CB față de DB (aici k este constanta elastică a arcului);

Nu există forțe active care să acționeze asupra masei m . Pe baza relațiilor (1), (2) și (3) se poate scrie ecuația echilibrului de forțe:

$$(5.4) \quad F_i + F_a + F_e = 0$$

Sau:

$$(5.5) \quad m \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + c \cdot \left(\frac{dx}{dt} - \frac{dy}{dt} \right) + k \cdot (x - y) = 0$$

Sau încă:

$$(5.6) \quad m \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + c \cdot \frac{dx}{dt} + k \cdot x = c \cdot \frac{dy}{dt} + k \cdot y$$

Rezolvarea ecuației diferențiale (5.6) permite determinarea caracterului mișcării masei m .

Fie o evoluție armonică a mișcării DB de forma:

$$(5.7) \quad y(t) = Y \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

La instalarea acestei mișcări (ca excitație a sistemului din figura 5.1) masa m răspunde cu două componente de mișcare: o componentă de răspuns liber care se stinge relativ rapid și o componentă permanentă, de răspuns forțat (care interesează aici), de forma:

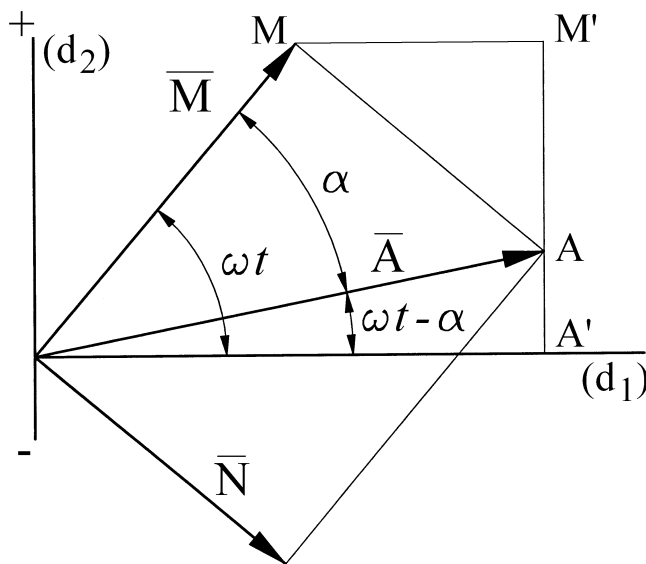
$$(5.8) \quad x(t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha)$$

Componenta de răspuns permanent $x(t)$ are aceeași pulsație (frecvență) dar amplitudine (A) și fază (α) la originea timpului diferite față de cele ale excitației $y(t)$.

În practică se preferă utilizarea unei alte forme de scriere a răspunsului (5.8), după cum urmează:

$$(5.9) \quad x = M \cdot \sin(\omega \cdot t) + N \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

Cele două forme de scriere ((5.8) și (5.9)) sunt echivalente cu condiția respectării considerațiilor reprezentării fazoriale din figura 5.2.



Fie fazorul \overline{M} ca vector învârtitor plasat sub unghiul $\omega \cdot t$ relativ la originea reprezentării fazoriale (dreapta (d_1)). Fazorul \overline{M} se rotește în sens orar -de exemplu- cu viteza unghiulară ω . Fie fazorul

Figura 5.2 Reprezentare fazorială asociată relațiilor (5.8) și (5.9).

\overline{N} rotindu-se solidar cu fazorul \overline{M} , dar defazat cu $-\pi/2$. Fie fazorul \overline{A} ca rezultantă a compunerii vectoriale:

$$(5.10) \quad \overline{A} = \overline{M} + \overline{N}$$

Proiecțiile celor trei vectori pe o dreaptă paralelă la (d_2) , care la rândul ei este perpendiculară pe dreapta (d_1) , sunt (în ordinea în care apar în relația (5.10)) segmentele: $A'A = A \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha)$, $A'M' = M \cdot \sin(\omega \cdot t)$

respectiv $AM' = AM \cdot \cos(\omega \cdot t) = N \cdot \cos(\omega \cdot t)$. Aici A , M și N sunt modulele vectorilor din relația (5.10). Este evidentă relația geometrică:

$$(5.11) \quad A'A = A'M' - AM'$$

care, ținând seama de definiția fiecărui segment, poate fi rescrisă în forma:

$$(5.12) \quad A \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha) = M \cdot \sin(\omega \cdot t) - N \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

Dacă se face abstracție de semnul minus din membrul drept, relația (5.12) confirmă de fapt identitatea scrierilor (5.8) și (5.9). Semnul minus se datorează faptului că -pentru reprezentarea din figura 5.2- proiecția vectorului \overline{N} este plasată în zona sensului negativ al dreptei (d_2).

Din figura 5.2 rezultă imediat și relația dintre A , M și N :

$$(5.13) \quad A = \sqrt{M^2 + N^2}$$

Respectiv relația dintre α , M și N :

$$(5.14) \quad \operatorname{tg}(\alpha) = \frac{N}{M}$$

Ecuția diferențială (5.6) se poate rescrie împărțind ambii membri la masa m , cu adoptarea unor notații adecvate, conform cu:

$$(5.15) \quad \frac{d^2x}{dt^2} + 2 \cdot n \cdot \frac{dx}{dt} + p^2 \cdot x = 2 \cdot n \cdot \frac{dy}{dt} + p^2 \cdot y$$

Aici $n = c/2 \cdot m$ este așa numitul raport de amortizare, p este așa numita pulsație proprie a sistemului neamortizat.

Forma (5.9) (sau (5.8)) este o soluție particulară a ecuației diferențiale (5.6). Forma (5.9) împreună cu descrierea teoretică a excitației din (5.7), (presupusă cunoscută) verifică această ecuație. În aceste condiții relația (5.15) devine:

(5.16)

$$-\omega^2 M \sin(\omega t) - \omega^2 N \cos(\omega t) + 2n\omega M \cos(\omega t) - 2n\omega N \sin(\omega t) \\ + p^2 M \sin(\omega t) + p^2 N \cos(\omega t) = 2\omega n Y \cos(\omega t) + p^2 Y \sin(\omega t)$$

Ecuția (5.16) se poate rescrie în forma:

$$(5.17) \quad [-\omega^2 M - 2n\omega N + p^2 M - p^2 Y] \sin(\omega t) + \\ [-\omega^2 N + 2n\omega M + p^2 N - 2\omega n Y] \cos(\omega t) = 0$$

Sau încă:

$$(5.18) \quad F_1 \cdot \sin(\omega t) + F_2 \cdot \cos(\omega t) = 0$$

Aici cu F_1 și F_2 s-au notat factorii din parantezele pătrate din (5.17). Ecuția (5.18) se verifică pentru orice valoare a timpului t doar dacă simultan $F_1 = 0$ și $F_2 = 0$, ceea ce permite definirea sistemului de ecuații:

$$(5.19) \quad -\omega^2 M - 2n\omega N + p^2 M - p^2 Y = 0$$

$$(5.20) \quad -\omega^2 N + 2n\omega M + p^2 N - 2\omega n Y = 0$$

Rezolvarea acestui sistem asigură determinarea celor două necunoscute, valorile lui M și N , descrise conform cu:

$$(5.21) \quad M = \frac{p^2(p^2 - \omega^2) + 4\omega^2 n^2}{(p^2 - \omega^2)^2 + 4\omega^2 n^2} \cdot Y = C \cdot Y$$

$$(5.22) \quad N = \frac{2\omega n}{p^2 - \omega^2} \cdot (1 - C) \cdot Y$$

Cu aceasta, pe baza relațiilor (5.13), (5.21) și (5.22), se poate defini amplitudinea A a răspunsului $x(t)$ (din (5.8)) pentru partea CB a sistemului din figura 5.1, conform cu:

$$(5.23) \quad A = Y \cdot \sqrt{C^2 + \left[\frac{2\omega n}{p^2 - \omega^2} \cdot (1 - C) \right]^2} \quad \text{sau} \quad A = Y \cdot T$$

În (5.23) T apare definit ca raportul dintre amplitudinea A a mișcării CB și amplitudinea Y a mișcării DB, adică:

$$(5.24) \quad T = \frac{A}{Y} \quad \text{respectiv} \quad T = \sqrt{C^2 + \left[\frac{2\omega n}{p^2 - \omega^2} \cdot (1 - C) \right]^2}$$

Cu C definit în (5.21) și reluat aici:

$$(5.25) \quad C = \frac{p^2(p^2 - \omega^2) + 4\omega^2 n^2}{(p^2 - \omega^2)^2 + 4\omega^2 n^2}$$

În (5.24) T este așa numita transmisibilitate a izolatorului din figura 5.1. O prelucrare matematică a lui T permite determinarea unei forme de scriere consacrate în literatura de specialitate [1]:

$$(5.26) \quad T = \frac{\sqrt{1 + \left(2 \frac{\omega n}{p} \right)^2}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{p^2} \right)^2 + \left(2 \frac{\omega n}{p} \right)^2}}$$

Sau:

$$(5.27) \quad T = \frac{\sqrt{1 + (2\eta\xi)^2}}{\sqrt{(1 - \eta^2)^2 + (2\eta\xi)^2}}$$

În (5.27) s-au folosit notațiile $\eta = \omega/p$ pentru așa numita pulsație relativă, respectiv $\xi = n/p$ pentru așa numitul grad de amortizare. Faptul că formele (5.24) și (5.26) ale transmisibilității sunt identice poate fi demonstrat și prin simulare grafică după cum urmează.

Evoluția transmisibilității T a izolatorului (conform cu (5.24) și (5.25)), pentru diferite valori ale raportului de amortizare n , poate fi reprezentată grafic (figura 5.3) prin simulare Matlab, pe baza programului:

```
clear all;close all;p=1;
```

```

for n=.12:0.2:1.5;i=1;
for omega=0:0.0015:5;
    absc(i)=(omega);
    const(i)=(p^2*(p^2-omega^2)+4*n^2*omega^2)/(p^2-
omega^2)^2+4*n^2*omega^2);
    ord(i)=(((const(i))^2+(2*n*omega*(1-
const(i))/(p^2-omega^2))^2)^0.5);i=i+1;
end
plot(absc,ord,'k');clear absc:clear ord;hold on;
end

```

Deoarece în simulare s-a utilizat valoarea $p=1$, aici $\eta = \omega$ respectiv $\zeta = n$. Practic figura 5.3 prezintă evoluția $T(\eta)$ pentru diferite valori ζ .

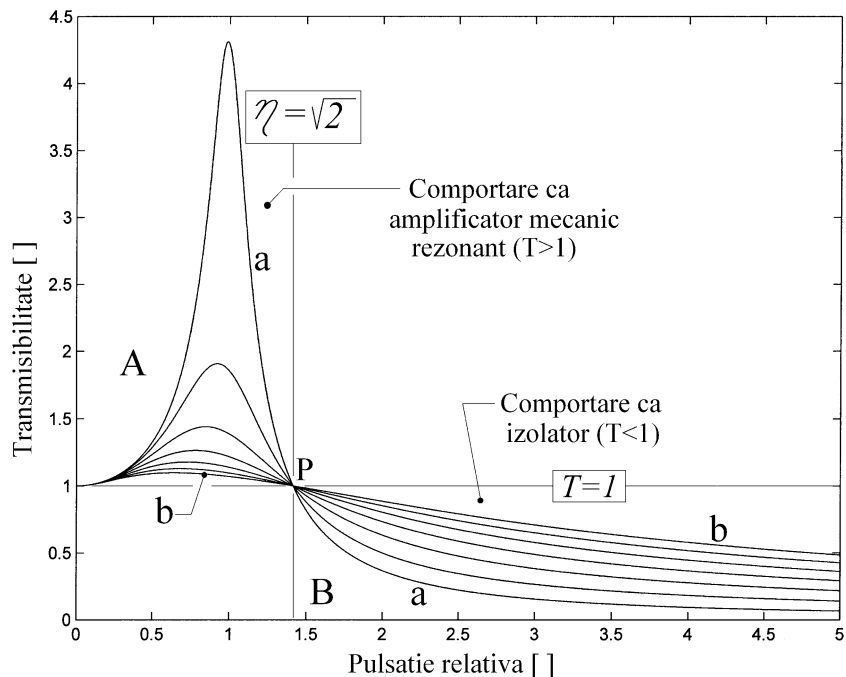


Figura 5.3 Evoluția transmisibilității $T(\eta)$ pentru diferite valori ale gradului de amortizare ζ .

Exact aceleași evoluții se obțin dacă se efectuează simularea grafică a transmisibilității folosind expresia (5.26) a transmisibilității, folosind programul Matlab:

```

clear all;close all;p=1;
for n=.12:0.2:1.5;i=1;
for omega=0:0.0015:5;absc(i)=(omega);
    numar=(1+(2*omega/p*n/p)^2)^0.5;
    numit=((1-(omega/p)^2)^2+(2*omega/p*n/p)^2)^0.5;
    ord(i)=numar/numit;
    i=i+1;
end
plot(absc,ord,'k');clear absc:clear ord;hold on;
end

```

Pe evoluțiile din figura 5.3, corelat și cu definierea analitică (5.27), să notăm câteva observații importante:

- toate curbele pleacă din același punct, de coordonate $\eta = 0, T = 1$;
- toate punctele trec prin același punct P, de coordonate $\eta = \sqrt{2}, T = 1$ (pentru $\eta = \sqrt{2}$ rezultă $T = 1$, oricare ar fi valoarea gradului (raportului) de amortizare;

-coordonatele punctului P definește două zone importante privind comportarea sistemului din figura 5.1: zona A în care se produce amplificarea rezonantă ($T > 1$) și zona B în care $T < 1$, deci $A < Y$, sistemul funcționând **ca izolator**;

-curba **a** (corespunzătoare unui grad de amortizare ξ_a de valoare redusă) realizează valori mari ale amplificării în zona A (aspect nedorit!) dar și transmisibilitate foarte mică în zona B (aspect foarte favorabil);

-curba **b** (corespunzătoare unui grad de amortizare ξ_b de valoare ridicată) realizează valori mici ale amplificării în zona A (aspect favorabil!) dar -din păcate- și transmisibilitate mai puțin redusă în zona B (aspect nefavorabil);

Ultimele două afirmații pot fi mai bine ilustrate printr-o simulare grafică a evoluției din zona B, pentru două valori mult diferite ale gradului de amortizare. Se utilizează programul Matlab:

```

clear all;close all;p=1;
for zeta=0.01:4:20;k=1;

```

```

for omega=1.3:0.015:50;eta=omega/p;
    numerator=sqrt(1+(2*zeta*eta)^2);
    numitor=sqrt((1-eta^2)^2+(2*zeta*eta)^2);
    t(k)=numerator/numitor;
    puls(k)=omega;k=k+1;
end
plot(puls,t,'k','LineWidth',1);clear t;clear
puls;hold on;
end

```

Rezultatul rulării programului este prezentat în figura 5.4.

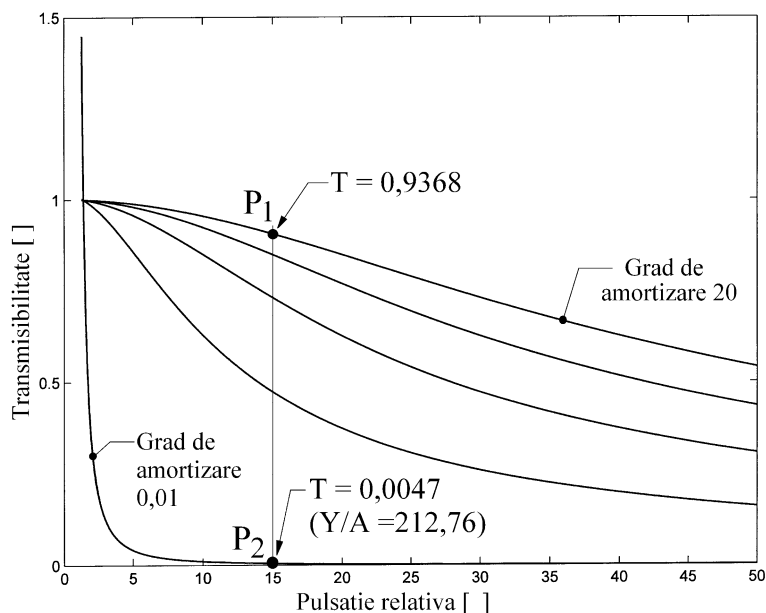


Figura 5.4 Ilustrare (simulare) a dependenței transmisibilității de amortizare în zona de funcționare ca izolator (B).

Este evident faptul că o amortizare cât mai redusă crește performanțele sistemului din figura 5.1 în funcționarea ca izolator în zona B. De exemplu în P_2 (pentru $\zeta = 0,01$) amplitudinea mișcării CB este de 212,76 ori mai mică decât a excitației la DB ($Y/A = 212,76$). În P_1 (pentru $\zeta = 20$) amplitudinea mișcării CB este doar de 1,067 ori mai mică decât a DB ($Y/A = 1,076$). Din acest punct de vedere amortizorul din figura 5.1 ar trebui să lipsească. Din păcate acest lucru nu este

posibil câtă vreme nu se poate asigura permanent condiția $\eta > \sqrt{2}$ pentru excitație. Dacă excitația are loc -fie și numai temporar- în zona A (de amplificare rezonantă), lipsa amortizorului este catastrofală.

5.3. Izolatorul ideal cu amortizor cuplat selectiv

Din acest punct de vedere este evident faptul că prezența amortizorului (cu factor de amortizare cât mai mare) în structura izolatorului este necesară

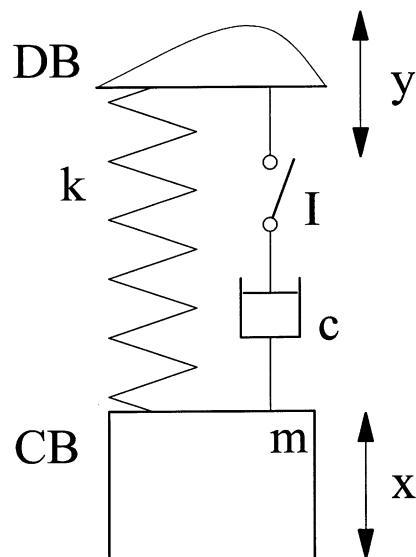


Figura 5.5 Soluție formală de izolator ideal.

numai câtă vreme $\eta \leq \sqrt{2}$. Pe aceste considerente, un izolator ideal ar trebui să aibă structura din figura 5.5.

Un întrerupător mecanic I este plasat în serie cu amortizorul. Starea acestui întrerupător (închis sau deschis) depinde de pulsația excitației.

Întrerupătorul I este închis (amortizorul este plasat în sistem) dacă pulsația ω a excitației DB îndeplinește condiția: $\omega/p = \eta \leq \sqrt{2}$. În acest fel se evită amplificarea

rezonantă din zona A (conform considerațiilor din figura 5.3). Întrerupătorul I este deschis (amortizorul este eliminat din sistem) dacă pulsația ω a excitației DB îndeplinește condiția: $\omega/p = \eta > \sqrt{2}$. În acest fel se asigură cea mai bună comportare ca izolator (cele mai mici valori posibile ale transmisibilității în zona B (figura 5.3). Curba $T(\eta)$ a transmisibilității unui astfel de izolator ar trebui să coincidă cu curba b la stânga punctului P (pe figura 5.3, considerând că ξ_b este

practic infinit) și cu curba a la dreapta acestui punct (cu ξ_a practic zero).

În figura 5.6 se prezintă simularea grafică a transmisibilității unui asemenea izolator, reprezentată cu linie îngroșată. Transmisibilitatea a fost obținută prin rularea programului Matlab, pe baza relațiilor (5.24), (5.25):

```

clear all;close all;max=-1000;p=1
for n=.005:10:10.005;k=1;
    for omega=0:0.0015:5;
        c=(p^2*(p^2-omega^2)+4*omega^2*n^2)/((p^2-
omega^2)^2+4*omega^2*n^2);
        t(k)=sqrt(c^2+(2*omega*n/(p^2-omega^2)*(1-
c))^2);
        puls(k)=omega;k=k+1;
    end
    plot(puls,t,'k');clear t;clear puls;hold on
end;k=1;
    for omega=0:0.0015:5;
        if omega<=2^0.5*p;n=10005;else end
        if omega>2^0.5*p;n=0.005;else end
        c=(p^2*(p^2-omega^2)+4*omega^2*n^2)/((p^2-
omega^2)^2+4*omega^2*n^2);
        t(k)=sqrt(c^2+(2*omega*n/(p^2-omega^2)*(1-
c))^2);
        puls(k)=omega;
    k=k+1;
    end
    plot(puls,t,'k','LineWidth',1.5);
    axis([0 4.5 0 1.5])

```

Din păcate un asemenea izolator este utopic. Chiar dacă s-ar putea imagina sistemul fizic care să schimbe automat starea întrerupătorului I, în practică intervine adesea o situație în care excitația DB se face cu un semnal cu componente armonice. Pot interveni două sau mai multe componente, de exemplu una plasată la stânga punctului P, alta la

dreapta acestuia, ceea ce ar însemna că întrerupătorul I trebuie să fie în același timp și închis și deschis, ceea ce este imposibil în practică.

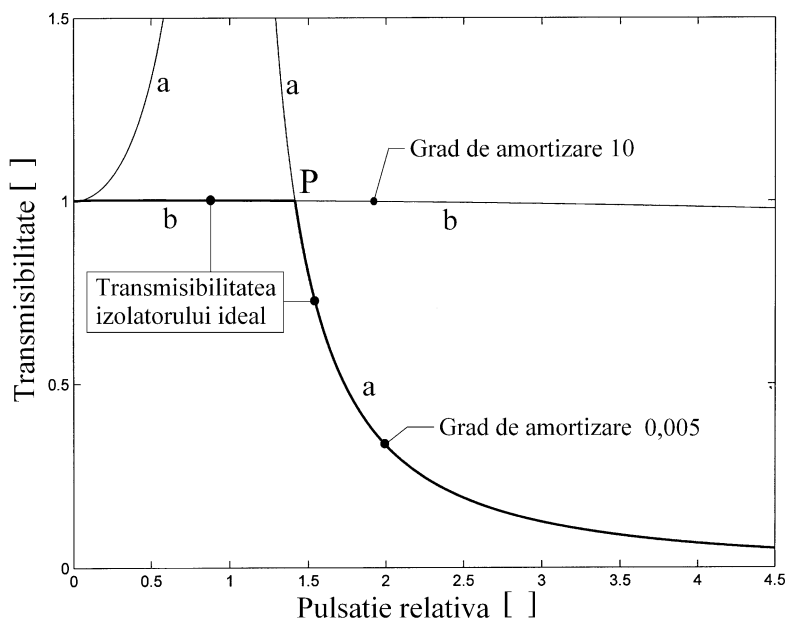


Figura 5.6 *Transmisibilitatea izolatorului ideal (simulare).*

Evident trebuie căutate soluții constructive diferite sau de compromis. Soluția de compromis cea mai folosită este cea din figura 5.1 (de exemplu în suspensia autovehiculelor) la care amortizorul are un grad de amortizare ales astfel încât pe de o parte să fie suficient de mare încât să reducă la limite acceptabil de mici amplificarea rezonantă în zona A. Pe de altă parte gradul de amortizare trebuie să fie suficient de mic încât să nu crească foarte mult transmisibilitatea în zona B. Extinderea domeniului de funcționare ca izolator la pulsații (frecvențe) de excitație) mici se face evident cu suspensii moi (pulsații proprii p de valori cât mai reduse).

5.4. Izolatorul ideal cu amortizor nenatural

În abordarea teoretică de la § 5.2 s-a considerat că amortizorul dezvoltă o forță proporțională cu viteza, cu factor de proporționalitate c

constant (tipic amortizoarelor ce utilizează fluide newtoniene). Raportul respectiv gradul de amortizare sunt și ele constante.

Pe baza soluției propuse la § 5.3 se poate acum imagina un amortizor al cărui grad de amortizare nu este constant ci scade cu creșterea pulsației relative, descriabil de exemplu prin relația:

$$(5.28) \quad \xi = \frac{u}{\eta^z}$$

În care u și z sunt constante pozitive.

Transmisibilitatea unui asemenea izolator poate fi dedusă prin simulare (cu u variabil și $z = 1$) pe baza relației (5.27), cu reprezentare în figura 5.7, prin rularea programului Matlab:

```
clear all;close all;i=1;
for eta=0.1:.001:10;pulsrel(i)=(eta);zeta=.00001;
    a(i)=(sqrt(1+4*eta^2*zeta^2)/((1-
eta^2)^2+4*zeta^2*eta^2)^0.5);i=i+1;
end
plot(pulsrel,a,'k','LineWidth',1.5);hold on
for u=.12:.2:1.5;i=1;
for eta=0.1:.001:10;pulsrel(i)=(eta);zeta=u/(eta);
    a(i)=(sqrt(1+4*eta^2*zeta^2)/((1-
eta^2)^2+4*zeta^2*eta^2)^0.5);i=i+1;
end
plot(pulsrel,a,'k');hold on
end
axis([0 4 0 4.5])
```

Pe figura (5.7) s-a reprezentat cu linie îngroșată transmisibilitatea unui izolator cu amortizor natural și grad de amortizare extrem de mic ($\xi = 0,00001$) și cu linii subțiri transmisibilitățile izolatorului cu amortizor nenatural cu grad de amortizare descris de (5.28), în care u primește câteva valori distincte, progresiv crescătoare (conform instrucțiunii 8) și $z = 1$. Prin comparație cu figura 5.3 se observă aici că

dispersia transmisibilităților în zona de funcționare ca izolator este mai mică.

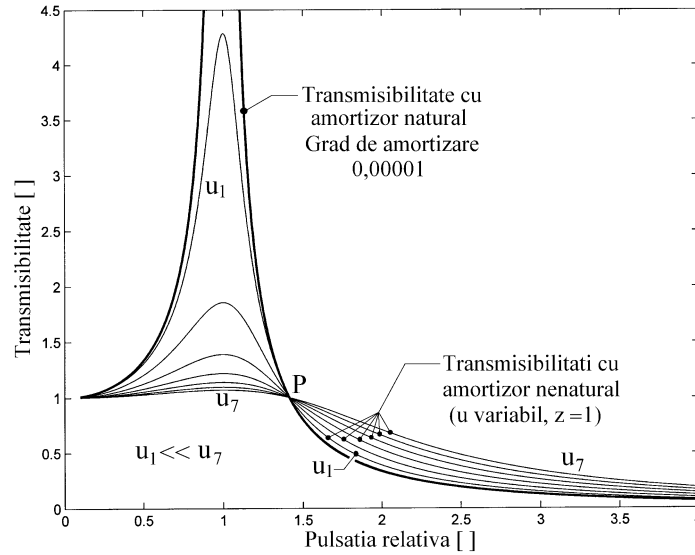


Figura 5.7 Simulare a transmisibilității unui izolator cu amortizor natural și nenatural ($z = 1$, câteva valori distincte pentru constanta u).

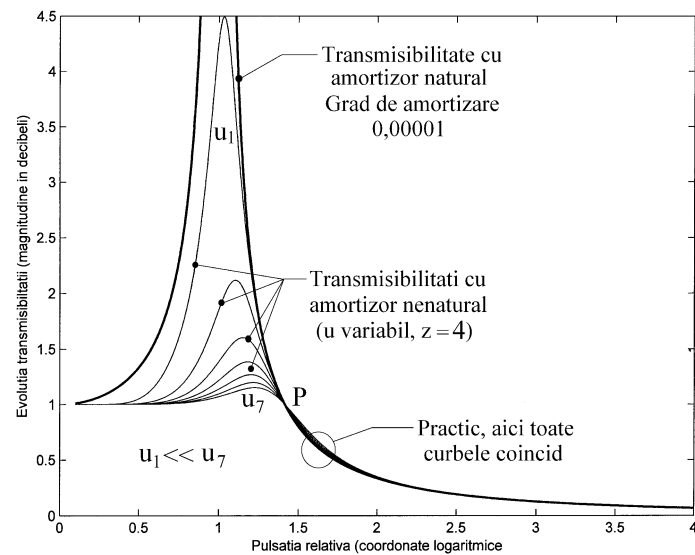


Figura 5.8 Simulare a transmisibilității unui izolator cu amortizor natural și nenatural ($z = 4$, câteva valori distincte pentru constanta u).

O reducere și mai semnificativă a dispersiei transmisibilității în zona de funcționare ca izolator se obține dacă, pentru aceleași condiții de simulare, se utilizează în relația (5.28) o constantă $z = 4$. În programul anterior se înlocuiește instrucțiunea: $zeta = u / (\eta)$; (marcată cu caractere îngroșate) cu instrucțiunea: $zeta = u / (\eta^4)$; Rezultatul simulării se prezintă în figura 5.8. Se observă faptul că se obține cea mai bună comportare ca izolator, toate curbele coincid, influența factorului u este aproape nulă

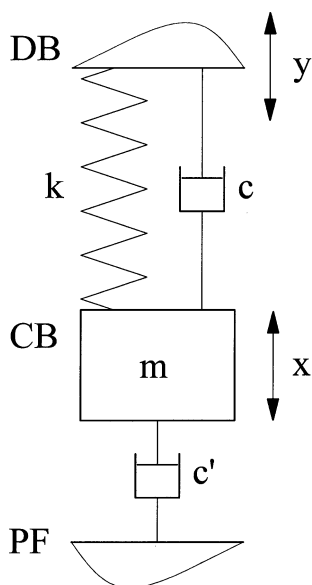


Figura 5.9 Structură de izolator cu amortizor cu punct fix.

Cititorul este invitat să studieze reprezentarea figurilor 5.3, 5.7 și 5.8 în coordonate logaritmice (magnitudinea în decibeli). Astfel zona de funcționare ca izolator este mai bine descrisă. Și această soluție de ameliorare a performanțelor izolatorului (folosind amortizor nenatural) este evident utopică, nu există posibilități practice de a construi amortizoare reale cu grad de amortizare dependent de pulsația ω în maniera descrisă în (5.28). Totuși, pentru situația $z = 1$, există posibilitatea realizării de amortizoare virtuale folosind actuatoare electrodinamice (*voice-coil actuators*)

și circuite pasive de șunt inductiv plasate pe bornele acestora (cu bobină, § 5.7.2). Folosind un așa numit circuit de șunt activ (§ 5.8) se poate admite formal posibilitatea cercetării situațiilor cu $z > 1$.

5.5. Izolatorul ideal cu amortizor cu punct fix

Fie structura de izolator prezentată în figura 5.9. Față de structura din figura 5.1, aici s-a introdus suplimentar un amortizor cu factorul de amortizare c' , plasat între CB și un punct fix PF din spațiu. Acesta

lucrează ca amortizor de mișcare absolută. Față de forțele reactive care acționează asupra CB (deja reliefate în (5.1), (5.2), (5.3)) apare aici suplimentar o:

Forța de amortizare absolută:

(5.29) $F_{aa} = -c \cdot (\dot{x})$, proporțională și de sens contrar cu viteza absolută a CB față de PF (aici c' este factorul de amortizare al amortizorului de mișcare absolută);

Cu aceasta, ecuația echilibrului de forțe (5.4) se rescrie:

$$(5.30) \quad F_i + F_a + F_{aa} + F_e = 0$$

Iar ecuația (5.5) devine:

$$(5.31) \quad m \frac{d^2x}{dt^2} + c \left(\frac{dx}{dt} - \frac{dy}{dt} \right) + c' \frac{dx}{dt} + k(x - y) = 0$$

Sau încă:

$$(5.32) \quad m \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + (c + c') \cdot \frac{dx}{dt} + k \cdot x = c \cdot \frac{dy}{dt} + k \cdot y$$

Sau, pe baza convențiilor din (5.15):

$$(5.33) \quad \frac{d^2x}{dt^2} + 2 \cdot (n + n') \cdot \frac{dx}{dt} + p^2 \cdot x = 2 \cdot n \cdot \frac{dy}{dt} + p^2 \cdot y$$

Aici $n' = c'/(2m)$ este raportul de amortizare al amortizorului cu punct fix.

În (5.33) fie notația $b = n + n'$. În (5.33) se utilizează formele (5.7) și (5.9) ale excitației y (la DB) și ale răspunsului x (la CB). Ecuația (5.33) devine:

$$(5.34) \quad -\omega^2 M \sin(\omega t) - \omega^2 N \cos(\omega t) + 2b\omega M \cos(\omega t) - 2b\omega N \sin(\omega t) \\ + p^2 M \sin(\omega t) + p^2 N \cos(\omega t) = 2\omega n Y \cos(\omega t) + p^2 Y \sin(\omega t)$$

Sau:

$$(5.35) \quad \begin{aligned} & [-\omega^2 M - 2b\omega N + p^2 M - p^2 Y] \sin(\omega t) + \\ & [-\omega^2 N + 2b\omega M + p^2 N - 2\omega n Y] \cos(\omega t) = 0 \end{aligned}$$

Ecuția (5.35) se verifică pentru orice moment de timp dacă se produc simultan egalitățile:

$$(5.36) \quad -\omega^2 M - 2b\omega N + p^2 M - p^2 Y = 0$$

$$(5.37) \quad -\omega^2 N + 2b\omega M + p^2 N - 2\omega n Y = 0$$

Rezolvarea sistemului de ecuații permite determinarea expresiei lui M conform cu:

$$(5.38) \quad M = \frac{p^2(p^2 - \omega^2) + 4n\omega^2 n}{(p^2 - \omega^2)^2 + 4\omega^2 b^2} \cdot Y = B \cdot Y$$

Respectiv a expresiei lui N conform cu:

$$(5.39) \quad N = \frac{2\omega}{p^2 - \omega^2} \cdot (n - b \cdot B) \cdot Y$$

Pe baza definiției amplitudinii A a răspunsului $x(t)$ din (5.13) rezultă:

$$(5.40) \quad A = Y \cdot \sqrt{B^2 + \left[\frac{2\omega}{p^2 - \omega^2} \cdot (n - bB) \right]^2} \quad \text{sau} \quad A = Y \cdot T_I$$

(de comparat cu expresia (5.23) obținută anterior)

În (5.40) cu T_I s-a notat transmisibilitatea sistemului din figura 5.9, factorul B este definit în relația (5.38).

$$(5.41) \quad T_I = \frac{A}{Y} \quad \text{cu} \quad T_I = \sqrt{B^2 + \left[\frac{2\omega}{p^2 - \omega^2} \cdot (n - bB) \right]^2}$$

Prelucrarea matematică a relației (5.41) conduce la o formă mai simplă a transmisibilității T_I , derivată din expresia (5.26) a transmisibilității T , conform cu:

$$(5.42) \quad T_I = \frac{\sqrt{1 + \left(2 \frac{\omega n}{p}\right)^2}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{p^2}\right)^2 + \left[2 \frac{\omega(n+n')}{p}\right]^2}}$$

Această expresie poate fi rescrisă în maniera deja utilizată în (5.27), după cum urmează:

$$(5.43) \quad T_I = \frac{\sqrt{1 + (2\eta\xi)^2}}{\sqrt{(1 - \eta^2)^2 + [2\eta(\xi + \xi')]^2}}$$

Față de notațiile utilizate în (5.27), intervine aici suplimentar gradul de amortizare $\xi' = n'/p$ al amortizorului cu punct fix.

Simularea grafică a evoluției transmisibilității $T_I(\eta)$ se poate face cu ajutorul programului Matlab:

```
clear all;close all;p=1;n=.09;
for nprim=0:0.1:0.7;i=1;for omega=0:0.0015:5;
    absc(i)=(omega);
    const(i)=(p^2*(p^2-
omega^2)+4*n*(n+nprim)*omega^2)/((p^2-
omega^2)^2+4*(n+nprim)^2*omega^2);
    ord(i)=(((const(i))^2+(2*omega*(n-
(n+nprim)*const(i)))/(p^2-omega^2))^2)^0.5);i=i+1;
end;
plot(absc,ord,'k');clear absc:clear ord;hold on;
end
clear absc;
for nprim=0:0.1:0.7;i=1;for omega=1.03:0.0015:5;
    eta=omega/p;
    zeta1=n/p;zeta2=(nprim)/p;
```

```

    absc(i)=(omega) ;
    ord(i)=(sqrt(1+4*eta^2*zeta1^2) / ((1-
eta^2)^2+4*(zeta1+zeta2)^2*eta^2)^0.5) ;
    i=i+1;
end;
plot(absc,ord,'k','LineWidth',1.5);clear
absc:clear ord;hold on;
end

```

Rezultatul grafic al simulării este prezentat în figura 5.10.

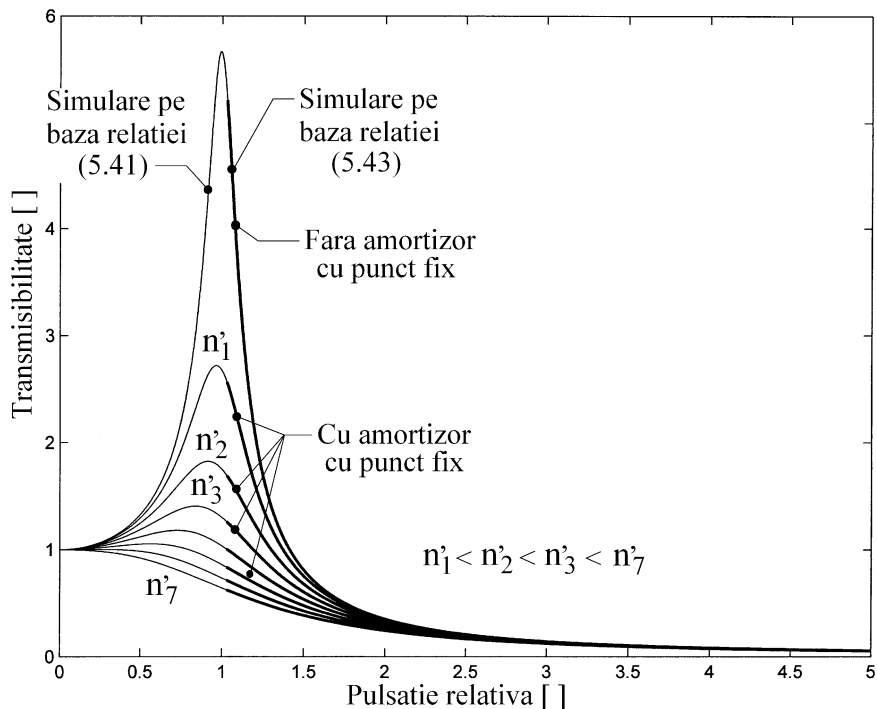


Figura 5.10 Simulare grafică a evoluției transmisibilității izolatorului cu amortizor cu punct fix.

Prima concluzie evidentă este că relațiile (5.41) și (5.43) sunt identice, ambele conduc la același rezultat grafic. Porțiunea cu linie subțire este generată pe baza relației (5.41), porțiunea cu line groasă este generată pe baza relației (5.43), utilizându-se secvența marcată cu caractere îngroșate din program.

A doua concluzie este că (prin comparație cu figura 5.3) amortizorul cu punct fix rezolvă ambele probleme ale izolatorului ideal:

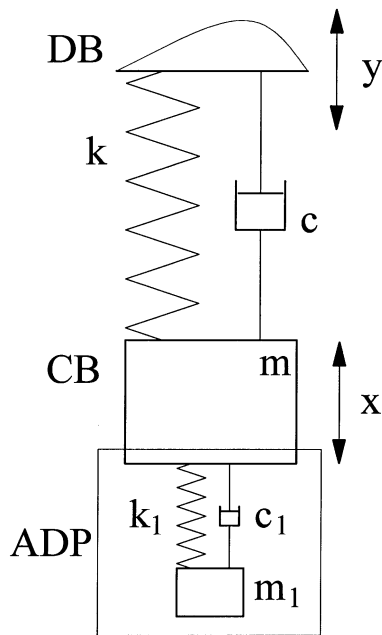


Figura 5.11 Soluție de corecție a transmisibilității folosind un absorbtor dinamic pasiv.

materializa punctul fix necesar amortizorului avut în vedere anterior. Acest tip de amortizor conceptual este cunoscut și sub denumirea de *sky-hook damper*. Acest demers are totuși o finalitate interesantă: există în practică soluția realizării artificiale a funcțiilor amortizorului cu punct fix. Această finalitate va fi ilustrată experimental ulterior.

5.6. Corecția transmisibilității izolatorului cu absorbtor dinamic pasiv

O astfel de soluție, descrisă principial în figura 5.11, utilizează un sistem de amortizare pasivă deja cercetată în capitolul 3, anume un

reduce amplificarea rezonantă și asigură valori reduse ale transmisibilității la pulsații de excitație suprarezonante. Cu cât factorul (raportul, gradul) de amortizare al acestui amortizor este mai mare cu atât efectul este mai favorabil în cele două direcții.

Mai mult, se poate renunța complet la amortizorul plasat între DB și CB, sau în eventualitatea în care nu poate fi eliminat, eficiența izolatorului este cu atât mai ridicată cu cât factorul (raportul, gradul) de amortizare al acestuia este mai mic.

Din păcate, și acest tip de amortizor este adesea dificil de utilizat, în majoritatea structurilor uzuale de izolator nu se poate

sistem masă-arc-amortizor plasat pe CB, funcționând ca absorbtor dinamic pasiv (ADP), care introduce amortizare în suspensia izolatorului numai în vecinătatea amplificării rezonante, fără să influențeze transmisibilitatea în zona de funcționare ca izolator. Așa cum s-a văzut anterior, ADP absoarbe și disipă energie modală maximă (în propriul amortizor) în zona de rezonanță a izolatorului, dacă condiția de corezonanță a izolatorului și a absorbtorului este realizată ($k/m = k_1/m_1$). Și aici este de preferat ca amortizorul dintre DB și CB să lipsească.

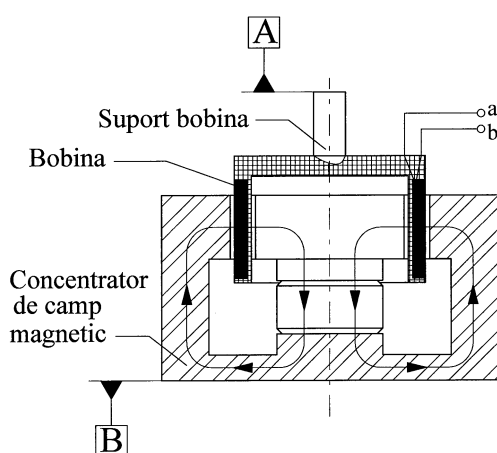


Figura 5.12 *Descriere formală a actuatorului electrodinamic.*

Unul dintre dezavantajele acestei soluții este acela că dacă condiția de corezonanță nu poate fi păstrată (de exemplu dacă masa m a CB se modifică) eficacitatea ADP se reduce radical. La fiecare modificare a masei CB trebuie realizată și modificarea masei m_1 a ADP pentru

refacerea condiției de corezonanță. Un alt dezavantaj este legat de necesitatea asigurării unui spațiu pe CB pentru amplasarea ADP.

În practică există posibilitatea materializării funcțiilor absorbtorului prin mijloace semiactive.

5.7. Corecția prin mijloace semiactive a transmisibilității izolatorului

În suspensia izolatorului se poate plasa un actuator electrodinamic (cunoscut și ca *voice coil actuator*), bazat pe interacțiunea curent-câmp

magnetic care produce o forță proporțională cu curentul (cunoscută și ca forță Lorentz). Structura acestuia a fost deja prezentată anterior, în § 2.2.1.1 sub forma traductorului electrodinamic generator (TEG), reluat aici în figura 5.12. TEG are comportare duală: ca traductor și ca

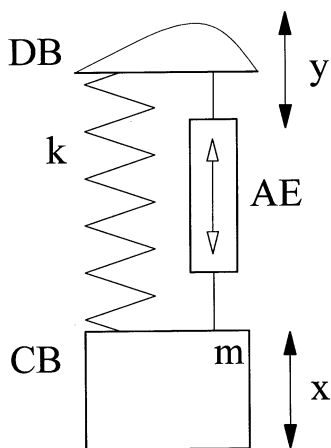


Figura 5.13 *Reprezentare formală a izolatorului cu actuator electrodinamic.*

actuato. Să presupunem că -pe structura din figura 5.1- actuatorul este plasat între DB și CB în paralel cu arcul, astfel încât -de exemplu- bobina este solidară cu CB (fixată la nivelul suprafeței A. din fig.5.12) iar concentratorul de câmp magnetic este solidar cu DB (fixat la nivelul suprafeței B). Se obține o structură descriabilă formal conform figurii 5.13, din care s-a eliminat amortizorul natural. Cu AE s-a notat simbolic actuatorul electrodinamic.

Dacă excitația y este eliminată ($y = 0$) iar bobina actuatorului este alimentată cu o tensiune armonică, atunci în bobină apare un curent armonic care în interacțiune cu câmpul concentratorului magnetic generează o forță armonică. Această forță poate fi folosită pentru excitarea sistemului.

Aici propunem alte utilizări ale actuatorului, după cum urmează.

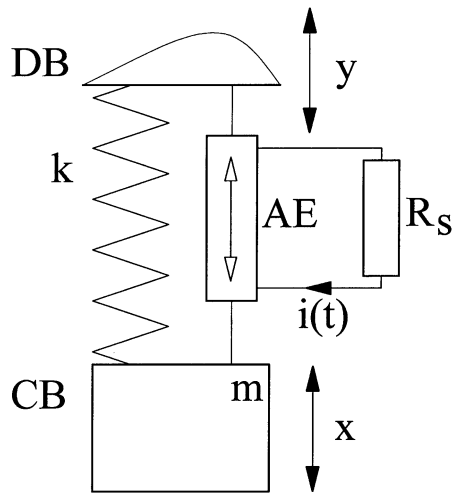
5.7.1. Corecția transmisibilității prin utilizarea unui actuator electrodinamic cu circuit de șunt rezistiv

Pe bornele a, b ale bobinei actuatorului AE se poate plasa un circuit pasiv, cunoscut în literatură sub denumirea de circuit de șunt. Cel mai simplu circuit de șunt este un simplu rezistor de rezistență electrică R_s , conform figurii 5.14. Actuatorul AE are aici funcționare duală: ca traductor (senzor) și ca actuator (în practică astfel de sisteme se numesc transducere). În funcționarea ca traductor acesta generează la bornele

a, b o tensiune proporțională cu viteza relativă a bobinei față de concentratorul de câmp magnetic:

$$(5.44) \quad u_{ab} = T_{AE} \cdot (\dot{x} - \dot{y}) \quad \text{cu } T_{AE} = B \cdot l$$

Aici T_{AE} este constanta traductorului, B este intensitatea medie a



câmpului magnetic în întrefierul concentratorului de câmp magnetic, l este lungimea conductorului bobinei plasat în respectivul întrefier. Expresia (5.44) este o particularizare a relației binecunoscute $u = B \cdot l \cdot v$ (tensiunea generată într-un conductor de lungime l deplasat cu viteza v într-un câmp magnetic de intensitate B , cu B , l și v satisfăcând condiția de triortogonalitate).

Figura 5.14 Utilizarea șuntului rezistiv în corecția transmisibilității.

Tensiunea din (5.44) generează în circuitul electric

închis -alcătuit din bobină și din șuntul rezistiv- un curent:

$$(5.45) \quad i(t) = \frac{u_{ab}}{R + R_s} = \frac{T_{AE}}{R + R_s} \cdot (\dot{x} - \dot{y})$$

Aici R este rezistența electrică a bobinei actuatorului, $R + R_s$ este rezistența electrică totală în circuit.

Acest curent intervine în funcționarea ca actuator a AE. Curentul parcurge spirele bobinei, interacționează cu câmpul magnetic și generează o forță (cunoscută și sub denumirea de forță Lorentz):

$$(5.46) \quad F(t) = -T_{AE} \cdot i(t) = -\frac{(T_{AE})^2}{R + R_s} \cdot (\dot{x} - \dot{y})$$

Relația (5.46) particularizează expresia binecunoscută $F = B \cdot l \cdot \dot{i}$. Forța din (5.46) are sens contrar vitezei relative $(\dot{x} - \dot{y})$. Forța din (5.46) are exact structura forței de amortizare din (5.2), dacă admitem că factorul de amortizare c este definit cu:

$$(5.47) \quad c = \frac{(T_{AE})^2}{R + R_s}$$

Aceasta înseamnă că structura din figura 5.14 se comportă ca un

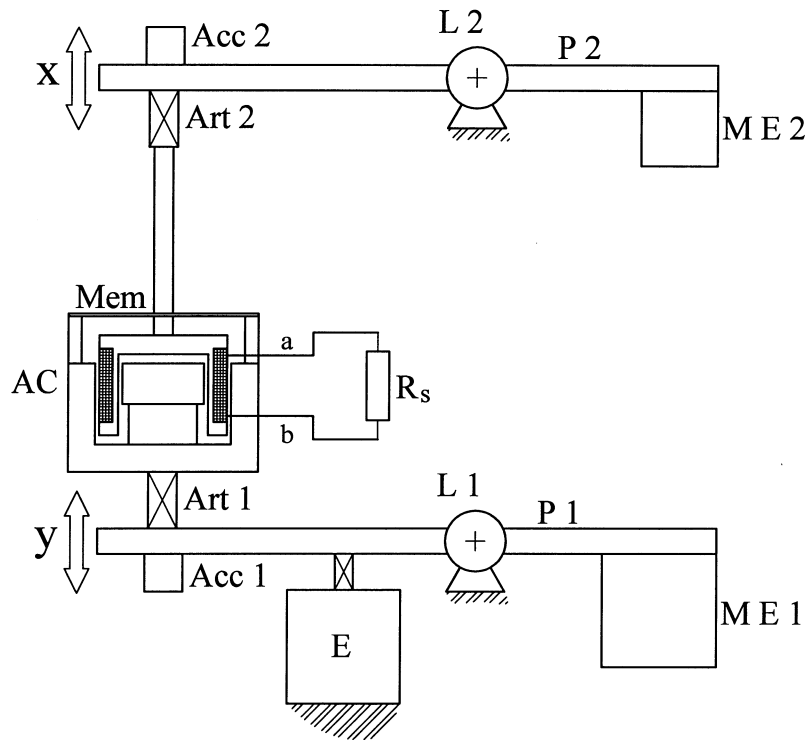


Figura 5.15 Descriere conceptuală a standului experimental.

izolator, formal identic cu cel din figura 5.1, cu amortizor cu factor de amortizare controlat în special prin valoarea rezistenței de șunt R_s (c este maxim când $R_s = 0$ situație în care capetele a, b ale bobinei sunt plasate în scurt circuit). Transmisibilitatea $T(\eta)$ a unui asemenea izolator

ar trebui să aibă alura descrisă în figura 5.3. Acest lucru se confirmă experimental pe un stand experimental descris conceptual în figura 5.15. Standul a fost construit și experimentat de către autor la Active Structure Laboratory din Université Libre de Bruxelles, Belgia.

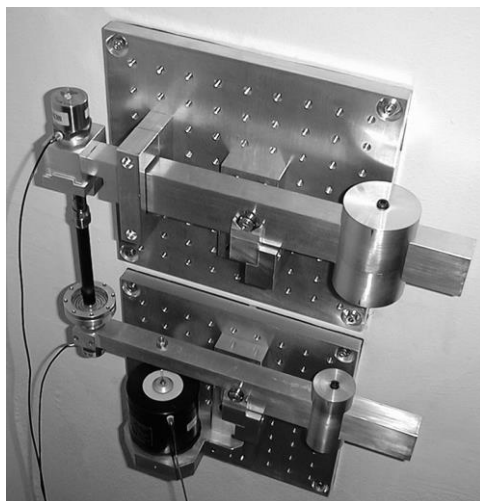


Figura 5.16 Vedere asupra standului experimental.

Două pârghii P_1 , P_2 articulate cu cuplă de rotație în L_1 respectiv L_2 , susțin pe capetele din stânga o structură cu rol de izolator alcătuită dintr-un actuator electro-dinamic AC plasat în paralel cu o membrană **Mem** (forma acesteia este descrisă în figura 3.50). Pe capetele a , b ale bobinei actuatorului se plasează șuntul rezistiv

R_s . Concentratorul de câmp magnetic al actuatorului este solidar cu pârghia P_1 prin intermediul unei articulații flexibile Art 1 cu două grade de libertate flexională. Suportul bobinei actuatorului și partea mobilă (centrală) a membranei sunt solidare cu pârghia P_2 prin intermediul unei tije și a unei articulații Art 2. Cele două pârghii și actuatorul sunt în echilibru, echilibrul fiind asigurat prin intermediul a două mase deplasabile ME 1 și ME 2. La nivelul pârghiei P_1 (având rolul lui DB) se realizează excitația sistemului (mișcarea cu elongația $y(t)$) prin intermediul unui excitator **E**, care este construit principial identic cu actuatorul electro-dinamic. La nivelul pârghiei P_2 (având rolul lui CB) se concretizează răspunsul $x(t)$ al izolatorului. Accelațiile celor două mișcări $y(t)$ și $x(t)$ pot fi măsurate cu ajutorul accelerometrelor **Acc 1** respectiv **Acc 2**. Din punctul de vedere al transmisibilității izolatorului, raportul amplitudinilor elongațiilor $x(t)$ și $y(t)$ este egal cu raportul amplitudinilor accelerațiilor celor două mișcări.

Figura 5.16 prezintă o vedere asupra realizării fizice a sistemului descris formal în figura 5.15. Figura 5.17 prezintă evoluția experimentală a transmisibilității $T(\eta)$ a izolatorului cu șunt rezistiv pentru diferite valori ale rezistenței R_s .

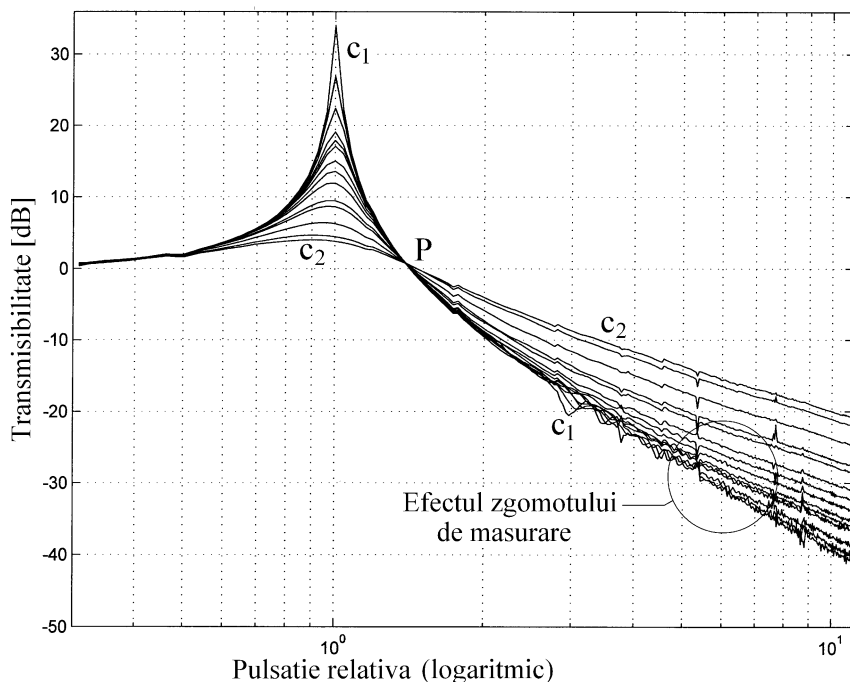


Figura 5.17 Evoluție experimentală a transmisibilității $T(\eta)$ a izolatorului din figura 5.15 pentru diferite valori ale rezistenței de șunt R_s .

Reprezentarea din figura 5.17 s-a făcut în coordonate dublu logaritmice (pe abscisă logaritmul pulsației relative de excitație, pe ordonată mărimea în dB). Trasarea curbelor de transmisibilitate s-a făcut automat, utilizând un analizor HP 35670A.

Corespondența dintre figurile 5.3 și 5.17 este evidentă (dincolo de reprezentarea în coordonate diferite). Se observă convergența tuturor curbelor prin același punct P, aici de coordonate $[\log(\sqrt{2}), 20 \cdot \log(1)]$. Faptul că pe figura 5.17 ordonata punctului P nu are exact valoarea $0 = \log(1)$ se datorează sensibilității accelerometrului Acc 2 care este puțin mai mare decât a

accelerometrului Acc 1. Pe figura 5.17 s-au marcat curbele corespunzătoare transmisibilității fără șunt (curba c_1) și cu bornele a, b ale bobinei în scurt circuit (curba c_2). În cazul absenței șuntului, bornele a, b sunt în gol, ($R_s = \infty$). Conform relației (5.47) înseamnă că amortizarea în sistem este nulă. Faptul că amplitudinea la rezonanță nu este infinită (pe curba c_1) înseamnă că în sistem există forțe de frecare de altă natură (cu aerul, histeretice în materialul membranei, în articulațiile flexibile și mai ales în cuplele de rotație L_1, L_2). Atunci când bornele sunt în scurt circuit ($R_s = 0$) se obține cea mai mare amortizare posibilă în zona de rezonanță (pe curba c_2).

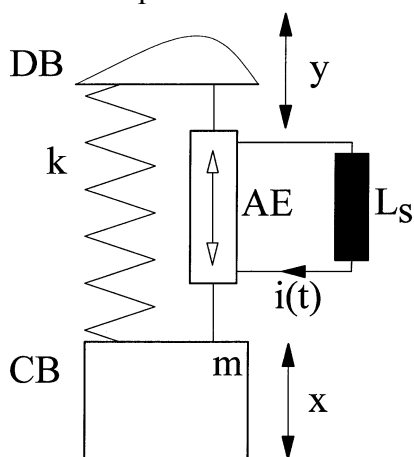


Figura 5.18 Utilizarea șuntului inductiv în corecția transmisibilității.

Cu titlu de curiozitate științifică, numitorul relației (5.47) poate fi redus și mai mult folosind o așa numită rezistență de șunt negativă ($R_s < 0$) păstrând totuși pozitiv numitorul acestei relații (altfel sistemul devine instabil). Conceptul acesta de rezistență negativă este deocamdată slab acoperit experimental în literatura de specialitate. Cititorul interesat poate obține reprezentarea grafică din figura

5.17 rulând programul `amplitsemilog1` din folderul `datefig517` (care poate fi obținut urmând indicațiile din prefață). Pe figura 5.17 se observă efectele zgomotului de măsură asupra transmisibilității în zona de funcționare ca izolator.

Dacă un amortizor clasic disipă energie mecanică pe care o transformă ireversibil în căldură, același tip de conversie se realizează în actuatorul cu șunt rezistiv: energia mecanică este transformată în energie electrică (putere activă) apoi în căldură în rezistorul de șunt și în rezistența internă a bobinei actuatorului (care funcționează ca doi consumatori în serie, plasați pe bobina actuatorului).

În ambele situații, pentru pulsații de excitație $\omega > \sqrt{2} \cdot p$ amortizorul (sau materializarea sa prin actuator și șunt rezistiv) transmite energie de la DB la CB prin intermediul forței de frecare vâscoasă.

5.7.2. Corecția transmisibilității prin utilizarea unui actuator electrodinamic cu circuit de șunt inductiv

Pe bornele a, b ale bobinei actuatorului AE se poate plasa drept consumator o bobină de inductanță L_s ca șunt inductiv. Izolatorul poate fi descris formal conform figurii 5.18. În condițiile prezenței excitației $y(t)$ la DB expresia curentului în circuitul bobinei actuatorului poate fi scrisă cu aproximație (fără informația de fază) după cum urmează:

$$(5.48) \quad i(t) = \frac{T_{AE}}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \cdot (\dot{x} - \dot{y}) = \frac{T_{AE}}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L_s)^2}} \cdot (\dot{x} - \dot{y})$$

Față de expresia (5.45) aici se schimbă doar numitorul expresiei curentului. În locul rezistenței totale a circuitului apare impedența electrică Z a acestuia în care intervine rezistența electrică R a bobinei actuatorului și reactanța inductivă $X_L = \omega \cdot L_s$ a bobinei de șunt (considerată ideală, fără rezistență internă). În (5.48) ω este pulsația excitației $y(t)$.

În aceleași circumstanțe cu cele deja enunțate la § 5.7.1, curentul din (5.48) generează asupra CB o forță de amortizare de natură vâscoasă:

$$(5.49) \quad F(t) = -T_{AE} \cdot i(t) = -\frac{(T_{AE})^2}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L_s)^2}} \cdot (\dot{x} - \dot{y})$$

Aceasta implică apariția în actuator a unui factor de amortizare c descriabil cu relația:

$$(5.50) \quad c = \frac{(T_{AE})^2}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L_s)^2}}$$

Respectiv a unui grad de amortizare ζ generat de către actuator, definit cu:

$$(5.51) \quad \xi = \frac{n}{p} = \frac{c}{2mp} = \frac{1}{2mp} \cdot \frac{(T_{AE})^2}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L_s)^2}}$$

Forma de scriere a gradului de amortizare se încadrează în considerațiile teoretice făcute la § 5.4, finalizate prin relația (5.28).

Se definește un grad de amortizare variabil, invers proporțional cu pulsația de excitație ω și cu inductanța L_s a șuntului, tipic materializării unui amortizor nenatural. Utilizând standul experimental descris în

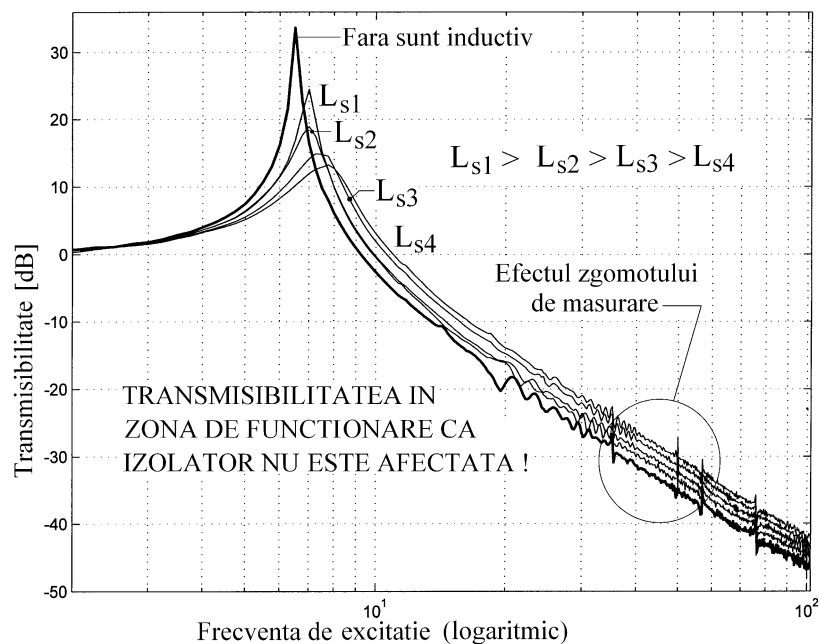


Figura 5.19 Evoluție experimentală a transmisibilității $T(f)$ a izolatorului din figura 5.18 pentru diferite valori ale inductanței de șunt L_s .

figurile 5.15 și 5.16 s-a determinat evoluția experimentală a

transmisibilității izolatorului în funcție de frecvența de excitație f (aici $2\pi f = \omega$) pentru diferite valori ale inductanței de șunt L_s . Rezultatul grafic se prezintă în figura 5.19. Reprezentarea s-a făcut în coordonate dublu logaritmice. Cititorul are la dispoziție (conform indicațiilor de în prefață) folderul `fig519`. În el se regăsesc toate elementele necesare obținerii grafice a figurii 5.19 prin rularea programului `amplitddb`.

Este aici de remarcat în primul rând faptul că deși amplificarea rezonantă se reduce semnificativ (și există încă resurse suplimentare de diminuare), panta transmisibilității în zona de funcționare ca izolator nu se modifică odată cu modificarea inductanței. De fapt, inductanța și actuatorul realizează funcțiile unui amortizor nenatural cu caracteristici net superioare celor prezumate în § 5.4 din cauza prezenței la numitorul lui ξ a pulsației ω (conform relației (5.51)) și nu a pulsației relative η (conform relației (5.28)). Pe figura 5.19 se observă faptul că *cu cât inductanța este mai mică* cu atât eficacitatea amortizării în zona de amplificare rezonantă este mai mare. Evident, există o limită inferioară a inductanței.

Acest aspect este confirmat și de simularea evoluției transmisibilității conform figurii 5.20, pentru diferite valori ale inductanței de șunt. Simularea a fost obținută prin rularea programului Matlab prezentat în continuare:

```
clear all;close all;i=1;p=6.5*2*pi;
for eta=0.3:.001:10;pulsrel(i)=(eta*p/(2*pi));
zeta=0;
    a(i)=(sqrt(1+4*eta^2*zeta^2)/((1-
eta^2)^2+4*zeta^2*eta^2)^0.5);
    a(i)=20*log10(a(i));i=i+1;
end
semilogx(pulsrel,a,'k','LineWidth',1.5);hold on
for ls=.03:.1:0.53;i=1;
for
eta=0.3:.001:10;pulsrel(i)=(eta*p/(2*pi));zeta=1/(2*
p*.1)*4/(sqrt((2)^2+(ls*eta*p)^2));
    a(i)=(sqrt(1+4*eta^2*zeta^2)/((1-
eta^2)^2+4*2*eta^2)^0.5);
    a(i)=20*log10(a(i));
```

```

    i=i+1;
end
semilogx(pulsrel,a,'k');hold on
end
axis([2 70 -40 33])
clear a;clear pulsrel;
i=1;
for
eta=1:.001:10;pulsrel(i)=(eta*p/(2*pi));zeta=.21;
    a(i)=(sqrt(1+4*eta^2*zeta^2)/((1-
eta^2)^2+4*zeta^2*eta^2)^0.5);
    a(i)=20*log10(a(i));i=i+1;
end
semilogx(pulsrel,a,'k','LineWidth',1.5);hold on

```

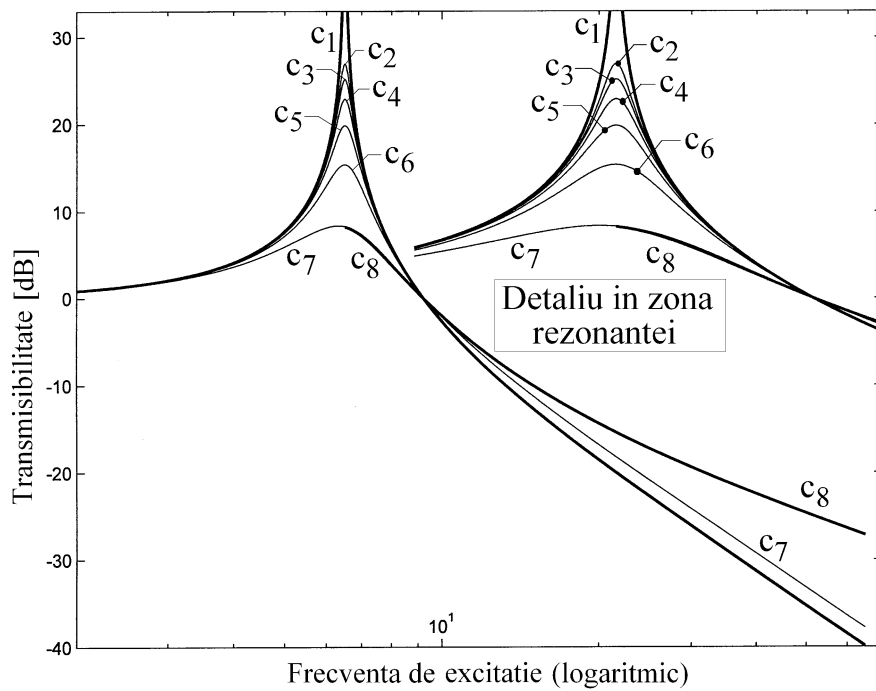


Figura 5.20 Evoluții simulate ale transmisibilității $T(f)$ a izolatorului cu șunt inductiv (reprezentare în coordonate dublu logaritmice).

Reprezentarea din figura 5.20 se obține rulând programul fig520 din folderul fig520 (care se obține urmând indicațiile de descărcare din prefață).

Prima secțiune a programului (marcată cu caractere înclinate) descrie grafic transmisibilitatea unui izolator cu $\zeta = 0$ (fără amortizor, curba c_1). Secțiune marcată cu caractere îngroșate generează transmisibilitatea izolatorului cu șunt inductiv, cu descrierea gradului de amortizare conform modelului din (5.51) cu particularizarea variabilelor conform cu:

$$(5.52) \quad \xi = \frac{I}{2 \cdot 0,1 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 6,5} \cdot \frac{(2)^2}{\sqrt{2^2 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_s)^2}}$$

(valorile particularizate corespund caracteristicilor reale ale sistemului folosit în experiment)

Se obțin astfel curbele c_2, c_3, \dots, c_7 (pentru valori descrescătoare ale inductanței de șunt, de la 0,53 H pentru curba c_2 până la 0,03 H pentru curba c_7). Se observă un aspect foarte interesant: există o valoare minimă a inductanței care asigură o transmisibilitate optimă (plasată între curbele c_6 și c_7). Aceasta asigură cea mai mare amortizare în zona rezonantă fără să afecteze transmisibilitatea în zona de funcționare ca izolator. Se observă faptul că aici practic curbele c_2, c_3, c_4, c_5 și c_6 coincid cu curba c_1 (care asigură cea mai mică transmisibilitate în zona de izolator). Curba c_7 corespunde unei inductanțe suboptimale (0,03 H). Această tehnică de amortizare presupune determinarea valorii optime a inductanței de șunt.

Ultima secțiune a programului (nemarcată) asigură reprezentarea parțială a unei transmisibilități c_8 cu amortizor natural care asigură aceeași amortizare la rezonanță cu curba c_7 dar atenuare mai mică (transmisibilitate mai mare) în zona de lucru ca izolator.

Pe figura 5.19 se observă că maximele curbelor experimentale ale transmisibilității cu șunt inductiv sunt deplasate către dreapta (frecvența de rezonanță scade cu creșterea valorii inductanței). Aspectul nu a fost observat în simularea din figura 5.20. Modelul folosit în simularea din figura 5.20 nu este complet. În realitate bobina de șunt introduce un defazaj între curent și tensiune în circuit. Defazajul indică o reacție pasivă negativă în circuit de tip integrativ-proporțională. Reacția integratoare generează o modificare a frecvenței (pulsăției) de

rezonanță (se generează rigiditate virtuală în sistem). Un circuit de șunt pasiv alcătuit dintr-un condensator generează reacție pasivă negativă de tip derivativ-proportională. Reacția derivativă generează masă virtuală în sistemul izolatorului.

5.7.3. Corecția transmisibilității prin utilizarea unui actuator electrodinamic cu circuit de șunt RLC

S-a văzut la § 5.7.4 că posibilitățile corecției transmisibilități folosind șunt inductiv sunt limitate. Creșterea performanțelor

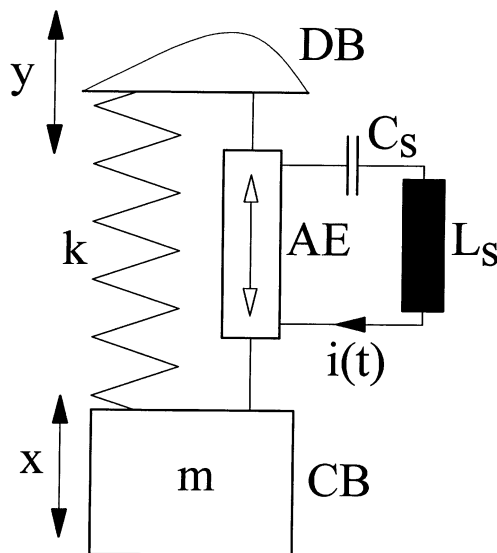


Figura 5. 21 Utilizarea șuntului RLC în corecția transmisibilității izolatorului.

izolatorului se poate face dacă, conform figurii 5.21, în circuitul bobinei actuatorului se plasează un șunt alcătuit dintr-un condensator (de capacitate C_s) plasat în serie cu o bobină (de inductanță L_s). Împreună cu rezistorul echivalent corespunzător rezistenței bobinei actuatorului se obține un circuit serie RLC (rezistor-bobină-condensator).

Pe baza raționamentului de la § 5.7.1 se poate scrie expresia curentului $i(t)$ din circuitul serie RLC conform cu:

$$(5.53) \quad i(t) = \frac{T_{AE}}{Z} \cdot (\dot{x} - \dot{y}) = \frac{T_{AE}}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}} \cdot (\dot{x} - \dot{y})$$

pe considerente formal asemănătoare cu cele care au condus la relația (5.48), prin raportarea tensiunii instantanee la impedanța Z a circuitului.

Relația (5.53) poate fi rescrisă cu explicitarea reactanțelor X_L (inductivă) și X_C (capacitivă) în funcție de pulsația ω (a tensiunii generate de bobina actuatorului respectiv a excitației $y(t)$) conform cu:

$$(5.54) \quad i(t) = \frac{T_{AE}}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L_s - \frac{I}{\omega \cdot C_s})^2}} \cdot (\dot{x} - \dot{y})$$

În (5.54) R este rezistența bobinei actuatorului (se consideră că inductanța acesteia este nulă). Aici se neglijează rezistența electrică a bobinei de șunt.

În suspensia izolatorului se generează de către actuator o forță de amortizare de natură vâscoasă descrisă cu expresia:

$$(5.55) \quad F(t) = -T_{AE} \cdot i(t) = -\frac{(T_{AE})^2}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L_s - \frac{I}{\omega \cdot C_s})^2}} \cdot (\dot{x} - \dot{y})$$

Corespunzătoare unui amortizor virtual cu factor de amortizare:

$$(5.56) \quad c = \frac{(T_{AE})^2}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L_s - \frac{I}{\omega \cdot C_s})^2}}$$

Ceea ce corespunde unui grad de amortizare:

$$(5.57) \quad \xi = \frac{n}{p} = \frac{c}{2mp} = \frac{I}{2mp} \cdot \frac{(T_{AE})^2}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L_s - \frac{I}{\omega \cdot C_s})^2}}$$

Se definește astfel, sub o nouă formă, un grad de amortizare variabil, dependent de pulsația excitației. Gradul de amortizare $\xi(\omega)$ are un maxim definit pentru acea valoare a pulsației ω_{rez} pentru care se realizează rezonanța electrică a circuitului serie RLC, situație în care cele două reactanțe devin egale ($X_L = X_C$), termenul corespunzător din

expresia impedanței electrice (adică $(X_L - X_C)^2$) dispare. Acest maxim are valoarea:

$$(5.58) \quad \xi_{max} = \frac{1}{2mp} \cdot \frac{(T_{AE})^2}{R}$$

Îndeplinirea condiției de rezonanță electrică conduce la determinarea valorii pulsației de rezonanță ω_{rez} :

$$(5.59) \quad X_L = X_C \Rightarrow \omega_{rez} \cdot L_S = \frac{1}{\omega_{rez} \cdot C_S} \Rightarrow \omega_{rez} = \frac{1}{\sqrt{L_S \cdot C_S}}$$

Se prezumează că dacă pulsația de rezonanță electrică a șuntului este aceeași cu pulsația de rezonanță mecanică a izolatorului, (practic pulsația proprie a sistemului neamortizat adică $\omega_{rez} = p$), atunci eficacitatea de amortizare este maximă exact în zona de amplificare rezonantă și minimă în afara acestei zone. Dacă C_s , p și L_s îndeplinesc condiția:

$$(5.60) \quad \omega_{rez} = p \Rightarrow \frac{1}{\sqrt{L_S \cdot C_S}} = \sqrt{\frac{k}{m}} \Rightarrow C_s = \frac{1}{p^2 \cdot L_s}$$

atunci se realizează **aproximativ** funcțiile unui amortizor selectiv, conform cu § 5.3, prezumat teoretic în figura 5.5, cu întrerupătorul I deschis doar la rezonanța mecanică a izolatorului.

Se poate realiza o simulare grafică a evoluției cu frecvența a transmisibilității $T(f)$ a izolatorului, plecând de la relația (5.27), în care gradul de amortizare are expresia derivată din (5.57) conform cu:

$$(5.61) \quad \xi = \xi_c + \frac{(T_{AE})^2}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L_s - \frac{1}{\omega \cdot C_s})^2}}$$

aici ξ_c fiind gradul de amortizare constant, independent de cel creat de actuator și de șunt (corespunde frecărilor cu aerul și histeretice din sistemul izolatorului). Simularea s-a făcut cu utilizarea programului

Matlab fig522 aflat în folderul fig522 (disponibil conform indicațiilor de descărcare din prefață). Se reproduce mai jos secvența utilizată la generarea figurii 5.22 (exclusiv detaliul grafic din zona rezonanței mecanice).

```

%secțiune reprezentare curba c1
clear all;close all;i=1;p=6.5*2*pi;
for eta=.3:.001:10;pulsrel(i)=(eta*p/(2*pi));
zeta=0.005;zeta=zeta;
    a(i)=(sqrt(1+4*eta^2*zeta^2)/((1-
eta^2)^2+4*zeta^2*eta^2)^0.5);
    a(i)=20*log10(a(i));
    i=i+1;
end
semilogx(pulsrel,a,'k','LineWidth',1.5);hold on
clear pulsrel;clear a;

%secțiune reprezentare curba c2
ls=0.1;
for eta=0.3:.001:10;pulsrel(i)=(eta*p/(2*pi));
zeta=zeta+1/(2*p*.1)*4/(sqrt((2)^2+(ls*eta*p-
1/(eta*p*0.00665))^2));
    a(i)=(sqrt(1+4*eta^2*zeta^2)/((1-
eta^2)^2+4*zeta^2*eta^2)^0.5);
    a(i)=20*log10(a(i));
    i=i+1;
end;semilogx(pulsrel,a,'k');clear pulsrel;clear a;
%secțiune reprezentare curba c3
ls=0.1748;
for eta=0.3:.001:10;pulsrel(i)=(eta*p/(2*pi));
zeta=zeta+1/(2*p*.1)*4/(sqrt((2)^2+(ls*eta*p-
1/(eta*p*0.00370))^2));
    a(i)=(sqrt(1+4*eta^2*zeta^2)/((1-
eta^2)^2+4*zeta^2*eta^2)^0.5);
    a(i)=20*log10(a(i));i=i+1;
end
semilogx(pulsrel,a,'k');clear pulsrel;clear a;

```


%secțiune reprezentare curba c4

```

ls=0.3;
for eta=0.3:.001:10;pulsrel(i)=(eta*p/(2*pi));
zeta=zetac+1/(2*p*.1)*4/(sqrt((2)^2+(ls*eta*p-
1/(eta*p*0.00213))^2));
a(i)=(sqrt(1+4*eta^2*zeta^2)/((1-
eta^2)^2+4*zeta^2*eta^2)^0.5);
a(i)=20*log10(a(i));i=i+1;
end
semilogx(pulsrel,a,'k');axis([2 70 -40 41])

```

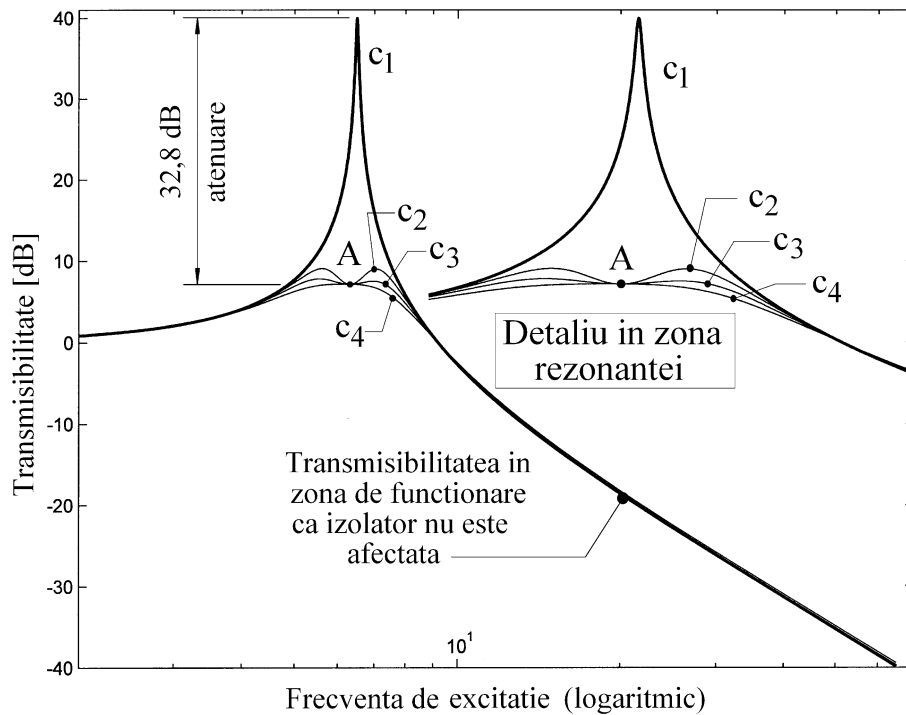


Figura 5.22 Evoluții simulate ale transmisibilității $T(f)$ optimale a izolatorului cu șunt RLC (reprezentare în coordonate dublu logaritmice).

Pe figura 5.22 s-a trasat curba c_1 a transmisibilității fără șunt RLC ($\zeta = \zeta_c = 0.005$), curbele c_2 , c_3 și c_4 corespunzătoare transmisibilităților cu șunt RLC pentru diferite valori ale inductanței de șunt L_s . Pentru fiecare valoare a inductanței de șunt a fost căutată valorii capacității de șunt C_s

(plecând de la relația (5.60)) care să asigure cea mai redusă valoare a amplificării rezonante. O constatare practică imediată este faptul că cea mai bună evoluție a transmisibilității în zona rezonanței (cu cea mai mare atenuare) este cea cu un singur punct de maxim (curba c_4). Curbele c_2 și c_3 (neoptimale, dar foarte apropiate de optim) au în cel mai bun caz câte două puncte de extrem cu aceeași magnitudine. Pentru fiecare dintre cele trei curbe aferente utilizării șuntului RLC valorile capacității de șunt au fost ușor modificate față de cele din relația (5.60) ceea ce arată că condiția de corezonanță (5.60) trebuie privită cu o ușoară rezervă (nu este singurul criteriu de optimizare).

În tabelul 5.1 se prezintă valorile parametrilor folosiți pentru construcția curbelor c_2 , c_3 și c_4 . Curba c_4 se apropie cel mai puternic de optim. Se observă că ω_{rez} tinde la p .

Tabelul 5.1

| | L_s [H] | C_s [μ F] | ω_{rez} [rad/s] | p [rad/s] | f_{rez} [Hz] |
|-------|-----------|------------------|------------------------|--------------|----------------|
| c_2 | 0,1 | 6650 | 38,77 | 40,84 | 6,17 |
| c_3 | 0,1748 | 3700 | 39,32 | 40,84 | 6,25 |
| c_4 | 0,3 | 2130 | 39,55 | 40,84 | 6,29 |

Pe figura 5.22 se observă faptul că toate curbele transmisibilității corectate cu șunt RLC trec aparent prin același punct A, pentru toate este îndeplinită condiția $\zeta = \zeta_c + \zeta_{max}$ la pulsația de excitație $\omega = \omega_{rez}$. Optimizarea șuntului presupune determinarea inductanței optime și a valorii capacității asociate acestuia și se face prin încercări repetate plecând de la relația (5.60). Limita de jos a valorii inductanței este dată de apariția tendinței de micșorare a atenuării în zona de funcționare ca izolator.

În figura 5.23 se prezintă modificările curbei c_3 a transmisibilității în condițiile acordului neoptimal al capacității. Curba c_5 corespunde unei capacități $C_s = 12000 \mu F$ ($>3700 \mu F$, vezi tabelul 5.1), curba c_6 corespunde unei capacități $C_s = 700 \mu F$ ($<3700 \mu F$). În ambele situații se observă că atenuarea în zona de amplificare rezonantă este mai mică. Punctul B pe curba c_6 corespunde realizării condiției de rezonanță electrică ($f_{rez} = 14,38 \text{ Hz}$), evident mult diferit față de condiția de rezonanță mecanică, de unde și consecința în alura neoptimală a

transmisibilității. În pofida acordului neoptimal al capacității se observă totuși faptul că se realizează atenuare în zona de rezonanță mecanică.

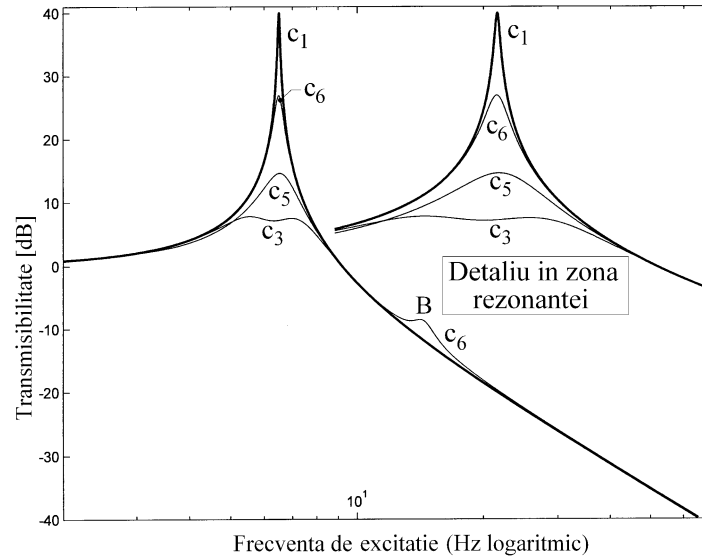


Figura 5.23 Evoluții simulate ale transmisibilității $T(f)$ a izolatorului cu șunt RLC cu capacitor neoptimal (curbele c_5 și c_6).

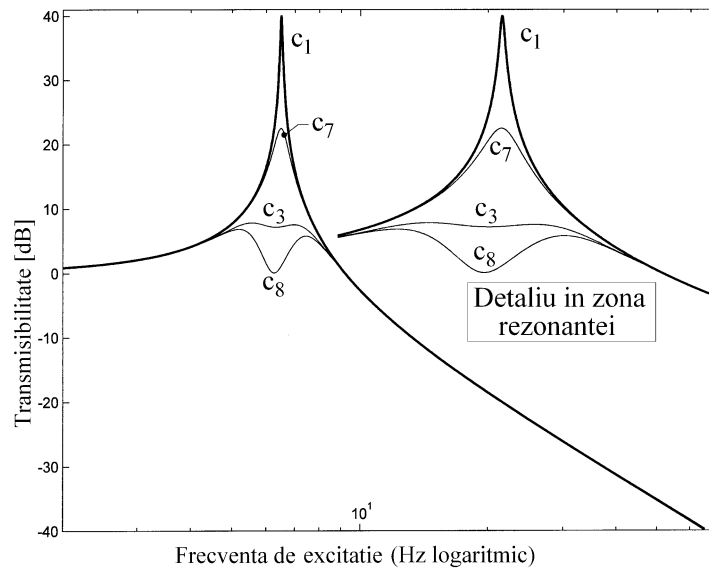


Figura 5.24 Influența rezistenței electrice a șuntului asupra transmisibilității

Conform rezultatelor din figura 5.24, evoluția transmisibilității depinde și de valoarea rezistenței R din șuntul RLC (anterior R considerându-se a fi rezistența internă a bobinei actuatorului). Curbele c_1 și c_3 sunt preluate din figurile anterioare (5.22 și 5.23). Curba c_7 provine din curba c_3 în care s-a considerat $R = 15 \Omega$. Se observă faptul că transmisibilitatea capătă un extrem pronunțat la rezonanța mecanică (datorită definirii lui ζ_{max} din (5.58)). Curba c_8 provine din curba c_3 la care -prin simulare- s-a considerat $R = 0,1 \Omega$ (valoare evident utopică). Transmisibilitatea are accentuate extremele în zona de rezonanță (două maxime și un minim). Evident, optimizarea șuntului presupune și alegerea corectă a valorii rezistenței din șunt (minimum posibilă).

Eficacitatea amortizării prin șunt RLC se poate constata și prin reprezentarea cu magnitudine liniară a transmisibilității conform figurii 5.25 (reluare a curbelor c_1 și c_3 din figura 5.22).

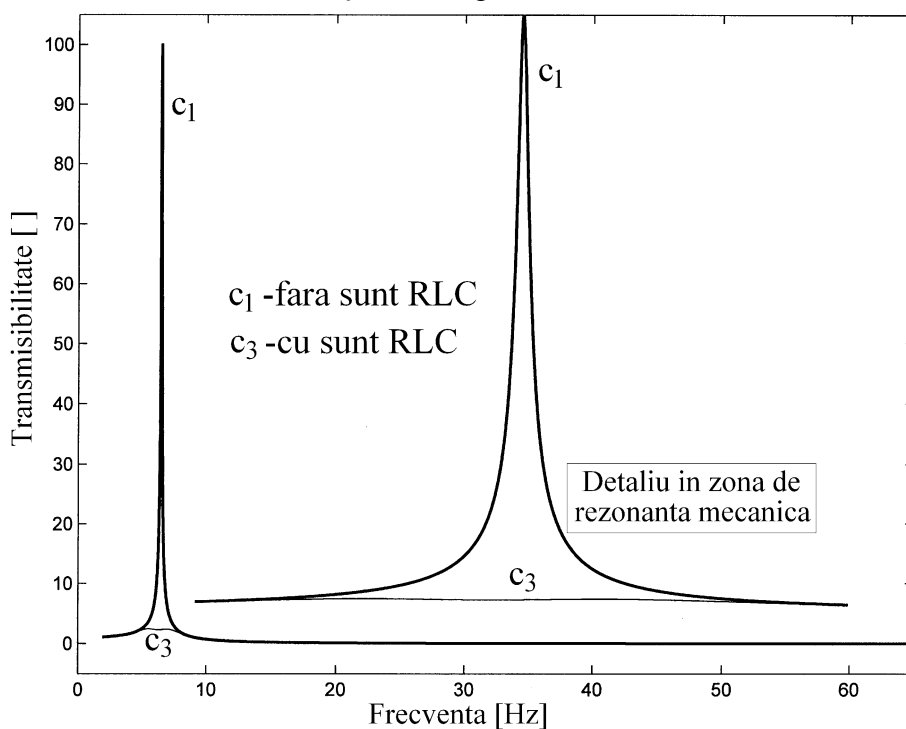


Figura 5.25 Reprezentare cu magnitudine liniară a transmisibilității $T(f)$, cu și fără șunt RLC optim acordat.

Se poate afirma că se asigură reducerea amplificării rezonante de cca. 40 de ori, fenomenul de rezonanță mecanică este aproape complet eliminat.

Considerațiile teoretice de până acum sunt foarte bine confirmate în practică. Folosind elementele de stand experimental deja prezentate în figurile 5.15 respectiv 5.16 s-a cercetat evoluția transmisibilității izolatorului cu și fără șunt RLC optim acordat. Rezultatele sunt prezentate grafic în figura 5.26.

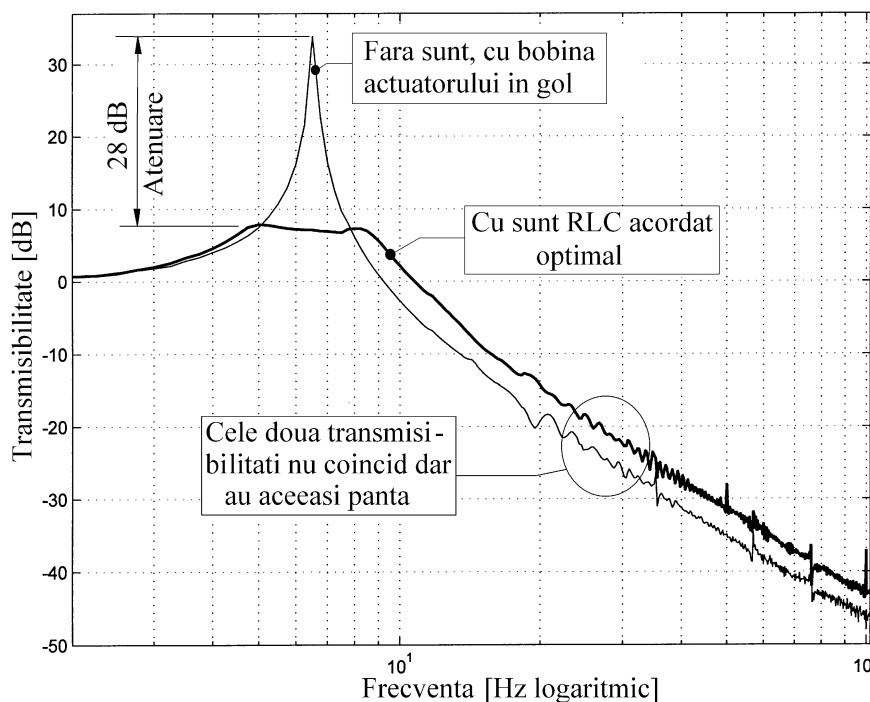


Figura 5.26 Evoluții experimentale ale transmisibilității cu și fără șunt RLC.

Se observă atenuarea în zona de amplificare mecanică (deja obținută teoretic) dar și faptul că în zona de funcționare ca izolator cele două transmisibilități nu coincid dar au aceeași pantă. Evident aspectul apare din cauză că modelul teoretic diferă (neesențial) față de cel experimental.

Este important de remarcat faptul că șuntul RLC are asupra transmisibilității exact același efect cu un absorbitor dinamic pasiv (fig. 5.11). Un argument pentru această afirmație este identitatea formală a

figurilor 5.26 și 3.37, ambele obținute experimental. Șuntul RLC se comportă exact ca un sistem masă-arc-amortizor materializat electric și cuplat cu izolatorul prin intermediul actuatorului. Capacitatea joacă aici rolul masei, inductanța rolul arcului, rezistorul rolul amortizorului. La rezonanță energia modală absorbită din sistemul mecanic este convertită în energie electrică în actuator și apoi transferată șuntului care -din cauza acordului optim- are impedanța electrică minimă pe frecvența de rezonanță. Această energie este convertită ireversibil în căldură în rezistor și apoi eliminată, disipată în mediu.

Această metodă de corecție a transmisibilității are însă un dezavantaj: necesită acordul șuntului. Orice modificare a caracteristicilor sistemului elastic (masa sau rigiditatea arcului) are consecințe în modificarea pulsației proprii p , trebuie refăcut acordul șuntului (schimbarea capacității sau a inductanței) conform cu (5.60).

Este de remarcă faptul că în ceea ce privește actuatorul electrodinamic se poate defini un criteriu de optimizare a acestuia: maximizarea raportului $(T_{AE})^2/R$. Performanțele sale maxime sunt obținute în măsura în care -conform relației (5.58)- raportul $(T_{AE})^2/R$ este maxim. Acest raport este o caracteristică intrinsecă a bobinei actuatorului (număr de spire, rezistență internă R) și a concentratorului de câmp magnetic (intensitate B) a câmpului magnetic.

5. 8. Corecția transmisibilității izolatorului prin mijloace active.

Există o resursă foarte importantă de corecție a transmisibilității izolatorului cu ajutorul actuatorului electrodinamic care constă în alimentarea electrică a acestuia, cu un circuit exterior, folosind așa numitul procedeu activ.

Actuatorul poate fi folosit pentru crearea unei forțe aplicate CB. Dacă această forță are expresia cu structura din relația (5.29) reluată aici sub forma:

$$(5.62) \quad F_{aa} = -g \cdot (\dot{x})$$

Atunci tot demersul teoretic care s-a efectuat la § 5.5 este valabil în contextul de față. În (5.62) forța este proporțională și de sens contrar cu viteza absolută a CB (aici g este factorul de proporționalitate între forță și viteza absolută). Actuatorul realizează funcțiile unui amortizor cu punct fix, cu finalitate deja cunoscută în obținerea expresiei (5.43) a transmisibilității în care $\zeta' = g/(2mp)$. Conform simulării din figura 5.10 se rezolvă în sensul dorit corecția amplificării rezonante dar fără a afecta transmisibilitatea în zona de funcționare ca izolator.

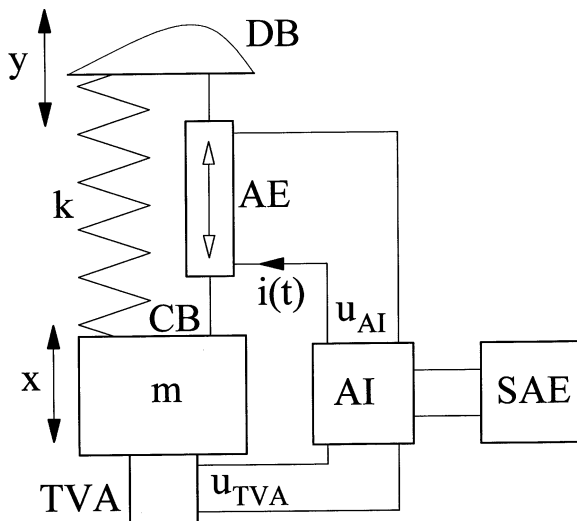


Figura 5.27 Elemente de principiu ale corecției transmisibilității prin mijloace active.

Iată deci o metodă reală de a materializa un amortizor cu punct fix, demersul din § 5.5 având o finalitate interesantă. Realizarea tehnică a forței din (5.62) se face folosind considerațiile din figura 5.27. Pe CB se plasează un traductor de viteză absolută (TVA)

care furnizează la ieșire o tensiune u_{TVA} direct proporțională cu derivata elongației $x(t)$, descriabilă sub forma:

$$(5.63) \quad u_{TVA} = C_{TVA} \cdot \dot{x}$$

(aici C_{TVA} este constanta traductorului)

Tensiunea u_{TVA} este aplicată unui amplificator-inversor (AI), alimentat de către o sursă de alimentare electrică SAE. Amplificatorul furnizează la ieșire o tensiune u_{AI} de forma:

$$(5.64) \quad u_{AI} = -C_{AI} \cdot u_{TVA} = -C_{AI} \cdot C_{TVA} \cdot \dot{x}$$

(aici $-C_{AI}$ este factorul de amplificare al amplificatorului)

Tensiune u_{AI} este aplicată actuatorului, ceea ce implică apariția unui curent $i(t)$ prin bobina acestuia, de forma:

$$(5.65) \quad i(t) = \frac{u_{AI}}{R} = \frac{-C_{AI} \cdot C_{TVA}}{R} \cdot \dot{x}$$

Acest curent, în interacțiune cu câmpul magnetic generat de concentratorul de câmp magnetic generează o forță Lorentz de forma:

$$(5.66) \quad F_L = T_{AE} \cdot i(t) = -\frac{T_{AE} \cdot C_{AI} \cdot C_{TVA}}{R} \cdot \dot{x}$$

Este evident faptul că s-a obținut o forță de amortizare activă, ($F_L = F_{aa}$) în forma din (5.62), factorul de proporționalitate g fiind descris cu:

$$(5.67) \quad g = \frac{T_{AE} \cdot C_{AI} \cdot C_{TVA}}{R}$$

În aceste condiții actuatorul se comportă ca un amortizor cu punct fix (amortizor absolut), cu factorul de amortizare controlabil electronic (prin factorul de amplificare C_{AI}). Soluția tehnică poartă numele consacrat în literatura de specialitate [24] de sistem de amortizare activă bazat pe reacție negativă proporțională viteză absolută-forță, cu senzor și actuator colocalizate (*active damping system with velocity – force proportional negative feedback and collocated sensor-actuator*).

Toate considerațiile din § 5.5 cu privire la transmisibilitate rămân valabile aici, având de această dată finalitate reală. Transmisibilitatea este atenuată în zona de rezonanță (atenuarea este controlabilă prin factorul de proporționalitate g) și se păstrează sau chiar este ușor diminuată în zona de comportare ca izolator (conform figurii 5.10). Amortizarea activă prin reacție negativă are două avantaje esențiale:

- nu necesită condiții speciale de reglare pe bucla de reacție;
- teoretic nu poate genera instabilitate în sistem;

Soluția are însă și o serie de dezavantaje ca de exemplu:

- utilizează echipament mecatronic relativ costisitor (traductor, actuator, amplificator, sursă de alimentare), toate alimentate electric permanent;

- traductorul absolut de viteză (ca aparat seismic) trebuie să aibă frecvență (pulsatie) proprie cu mult mai mică decât frecvența (pulsatia) proprie a izolatorului;

- nu poate trata situațiile de funcționare cu amplitudini foarte mari pentru mișcarea CB. Pe de o parte deoarece cursa actuatorului electrodinamic AE este limitată, pe de altă parte deoarece TVA (ca aparat seismic) are limitare mecanică internă.

În practică se poate substitui TVA printr-un accelerometru. Informația de accelerație a acestuia (d^2x/dt^2) trebuie convertită în viteză (dx/dt), motiv pentru care în bucla de reacție, imediat după accelerometru (înainte de amplificator) trebuie plasat un integrator.

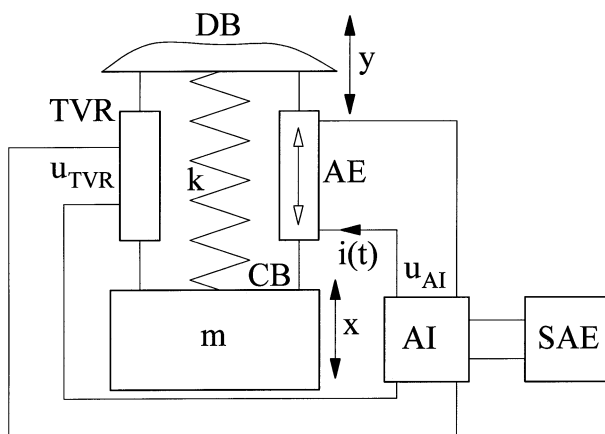


Figura 5.28 Elemente de principiu ale realizării pe cale activă a unui amortizor sintetic relativ.

Teoretic TVA se poate substitui și printr-un traductor de deplasare absolută. Informația de deplasare $x(t)$ a acestuia trebuie convertită în viteză (dx/dt) motiv pentru care imediat după traductor se

plasează un aparat care asigură derivarea semnalului.

Dacă bucla de reacție pleacă de la un traductor de viteză relativă (TVR) a CB față de DB (situație descrisă conceptual în figura 5.28), atunci tensiunea generată de acesta poate fi scrisă conform cu:

$$(5.68) \quad u_{TVR} = C_{TVR} \cdot (\dot{x} - \dot{y})$$

(aici C_{TVR} este constanta traductorului)

atunci, pe baza considerațiilor care au condus la (5.66) forța generată de actuator va avea expresia:

$$(5.69) \quad F_L = T_{AE} \cdot \dot{i}(t) = -\frac{T_{AE} \cdot C_{AI} \cdot C_{TVR}}{R} \cdot (\dot{x} - \dot{y})$$

Conform considerațiilor din § 5.2, expresia forței generate are aceeași formă cu cea din relația (5.2) adică $F_a = -c \cdot (\dot{x} - \dot{y})$. Aceasta înseamnă că actuatorul și sistemul mecatronic asociat se comportă ca un amortizor relativ (materializat mecatronic), în accepțiunea de la § 5.2, plasat între DB și CB (conform figurii 5.1), cu factor de amortizare controlabil electronic, descris de:

$$(5.70) \quad c = \frac{T_{AE} \cdot C_{AI} \cdot C_{TVR}}{R}$$

Așa cum s-a văzut la § 5.2, această materializare a amortizorului nu este însă utilă din punctul de vedere al izolatorului.

O soluție constructivă a traductorului de viteză relativă se prezintă conceptual în figura 5.12. Mișcarea relativă a bobinei (atașată CB în zona A de pe figură) față de concentratorul de câmp magnetic (atașat DB în zona B) produce o tensiune de forma (5.68).

Cititorul poate cerceta comportarea structurii mecatronice propuse în figura 5.27 în condițiile în care TAV este plasat pe DB.

Revenind la contextul figurii 5.27, dacă în bucla de reacție se plasează un amplificator neinversor, semnul minus din expresia (5.66) a forței F_L dispare, ceea ce înseamnă că s-a generat o forță de frecare vâscoasă, proporțională cu viteza dar în sensul acesteia. Ecuația (5.30) a echilibrului de forțe devine:

$$(5.71) \quad F_i + F_a + (F_{aa} + F_L) + F_e = 0$$

F_{aa} este aici forța de amortizare absolută naturală (frecări vâscoase în suspensia izolatorului), F_L este forța realizată mecatronic.

Pe baza definiției fiecăreia dintre forțele implicate în (5.71) și a raționamentelor care au condus la (5.32) se obține ecuația diferențială:

$$(5.72) \quad m \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + (c - g) \cdot \frac{dx}{dt} + k \cdot x = c \cdot \frac{dy}{dt} + k \cdot y$$

în care g are expresia din (5.67).

Aceasta înseamnă evident că amortizarea realizată de către structura mecatronică cu reacție (**pozitivă!**) produce amortizare (sintetică) **negativă**. Amortizarea totală în sistem scade. Dacă $c < g$, sistemul devine instabil, se generează autooscilații.

Pe considerentele care au condus la expresia (5.43) se obține expresia transmisibilității:

$$(5.73) \quad T_1 = \frac{\sqrt{1 + (2\eta\xi)^2}}{\sqrt{(1 - \eta^2)^2 + [2\eta(\xi - \xi')]^2}}$$

În care $\xi' = \frac{g}{2mp}$. Se poate demonstra grafic că în zona amplificării rezonante amplitudinea răspunsului crește cu creșterea lui ξ' . Se obține un comportament exact opus intenției inițiale (atenuării).

O reacție proporțională **negativă** produce evident o amortizare sintetică **pozitivă**, regăsită în expresia transmisibilității sub forma:

$$(5.74) \quad T_1 = \frac{\sqrt{1 + (2\eta\xi)^2}}{\sqrt{(1 - \eta^2)^2 + [2\eta(\xi + \xi')]^2}}$$

Cu același grad de amortizare realizat sintetic, $\xi' = \frac{g}{2mp}$.

În practică utilizarea unui traductor de viteza absolută în bucla de reacție nu este întotdeauna agreată. Principalul motiv este acela că acesta are dimensiuni relativ mari. De asemeni TAV nu funcționează corect la frecvențe joase și foarte joase. Un accelerometru (ca aparat

seismic) funcționează corect la frecvențe joase dar nivelul semnalului furnizat este extrem de mic. Se poate amplifica semnalul furnizat de

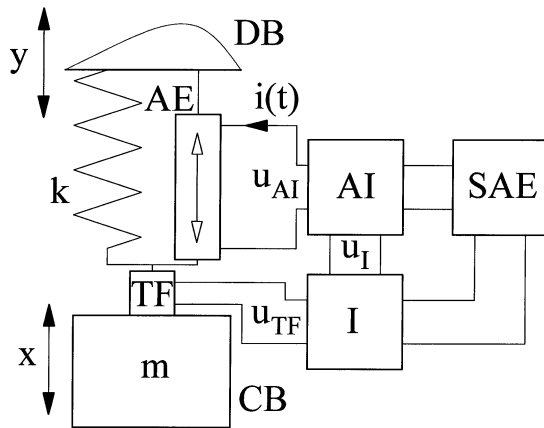


Figura 5.29 Elemente de principiu privind inițierea reacției negative proporționale cu un traductor de forță.

accelerometru dar amplificarea se aplică în egală măsură și semnalului util dar și zgomotului de măsură. Utilizarea unui traductor de forță TF (plasat în bucla de reacție în condițiile prezentate în figura 5.29) înlătură acest neajuns.

Semnalul furnizat de traductorul de forță este proporțional cu forța de inerție (produsul masă ·

acclerație) adică $u_{TF} = C_{TF} \cdot m \cdot a$. S-a obținut informație legată de accelerația absolută $a = d^2x/dt^2$ dar multiplicată cu masa m a CB. Evident, acest semnal trebuie integrat cu ajutorul unui integrator I înainte de a fi introdus în amplificatorul inversor (se obține un semnal proporțional cu masa dar și cu viteza absolută dx/dt).

În practică [24] soluția aceasta tehnică poartă denumirea consacrată de *closed loop integral force-force negative feedback* (buclă de reacție negativă integrală după integrala forței).

Este important de remarcat faptul că traductorul de forță trebuie să îndeplinească o condiție obligatorie: să furnizeze semnal care să descrie numai componenta variabilă, dinamică, a forței. Traductoarele de forță piezoelectrice îndeplinesc această condiție.

Orice componentă continuă de semnal (pozitivă sau negativă) aplicată la intrarea integratorului (furnizată -de exemplu- de către TF în ipoteza încălcării condiției de mai sus) duce la apariția unei componente de semnal liniar variabil (crescător sau descrescător) la

ieșirea acestuia. Această componentă aplicată amplificatorului, apoi actuatorului, duce evident la deplasarea echipajului mobil al actuatorului la unul dintre capetele de cursă, funcția de corecție a

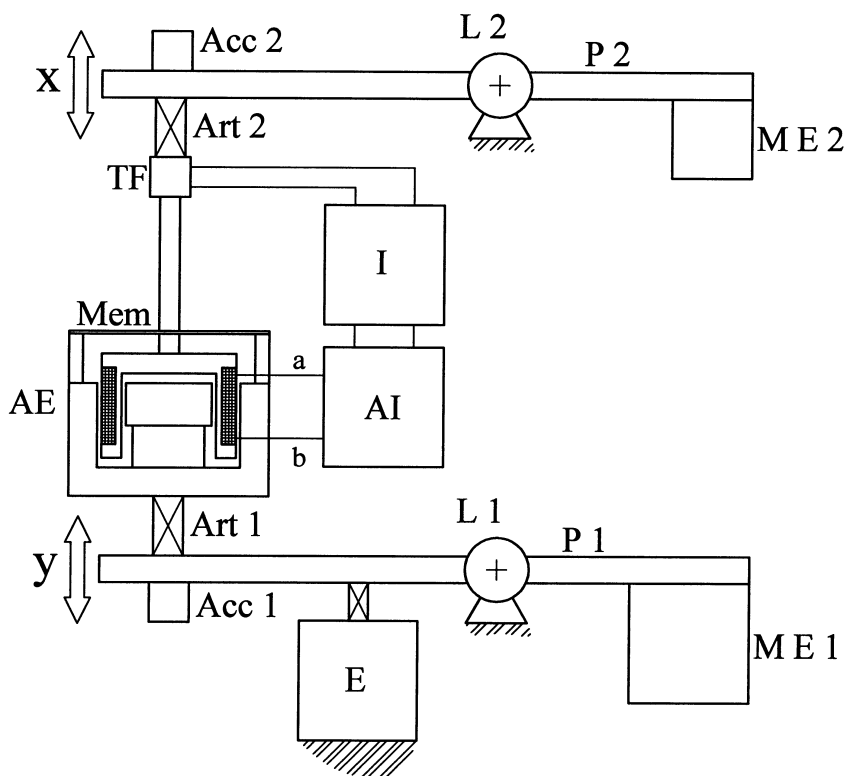


Figura 5.30 Descrierea standului experimental pentru cercetarea reacției negative integrale forță-forță.

transmisibilității fiind astfel compromisă.

Viabilitatea unei astfel de soluții a fost confirmată experimental folosind standul descris conceptual în figura 5.15 (cu o vedere prezentată în figura 5.16), cu modificări minimale, descrise în figura 5.30. Pe tija dintre actuator și articulația Art 2 s-a intercalat un traductor de forță piezoelectric B&K. Ca și în cazul figurii 5.29, bucla de reacție se închide prin intermediul unui integrator și a unui amplificator-inversor.

Un rezultat experimental care confirmă eficacitatea acestei soluții de corecție activă a transmisibilității izolatorului din figura 5.30 este prezentat în figura 5.31.

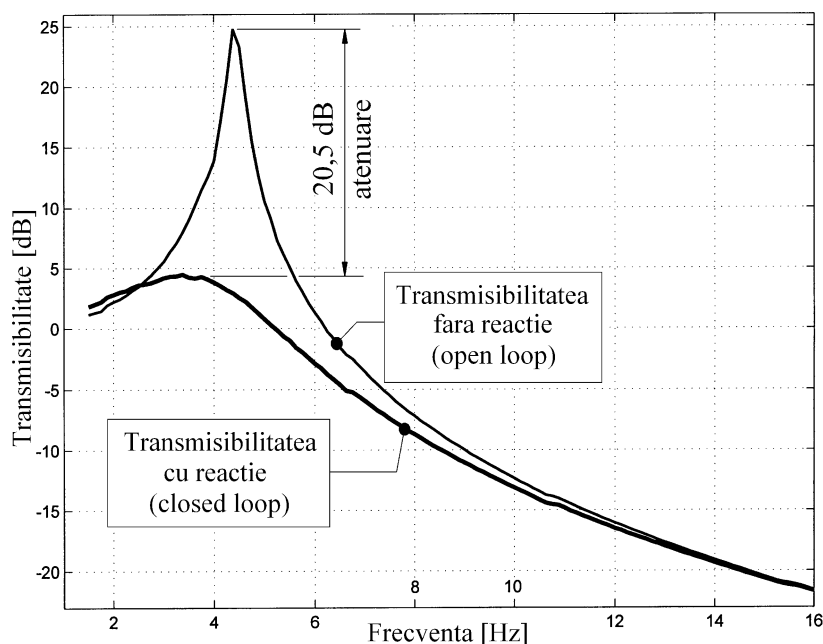


Figura 5.31 Ilustrare experimentală a eficacității corecției active a transmisibilității izolatorului prin reacție negativă inițiată cu traductor de forță.

Se asigură o eficacitate a amortizării în zona de amplificare rezonantă de peste 20 dB fără ca transmisibilitatea în zona de funcționare ca izolator să fie afectată. Cititorul interesat poate obține această reprezentare rulând programul Matlab `fig531` din folderul `fig531` (disponibil conform indicațiilor de descărcare din prefață).

Figura 5.32 prezintă evoluțiile din figura 5.31 cu magnitudine liniară (se obține rulând programul `fig532` din folderul `532`). Se observă că se obține o reducere a amplificării rezonante de cca. 10,6 ori.

Pe baza comparației cu rezultatele simulării descrise în figura 5.10 se confirmă experimental faptul că s-a materializat soluția de corecție prezumată teoretic la § 5.5. Soluția mecatronică de amortizare în buclă

de reacție negativă materializează un amortizor cu punct fix (*sky-hook damper*), cu amortizare sintetică, controlabilă electronic.

Este interesant de remarcat faptul că, dacă DB devine fix (adică

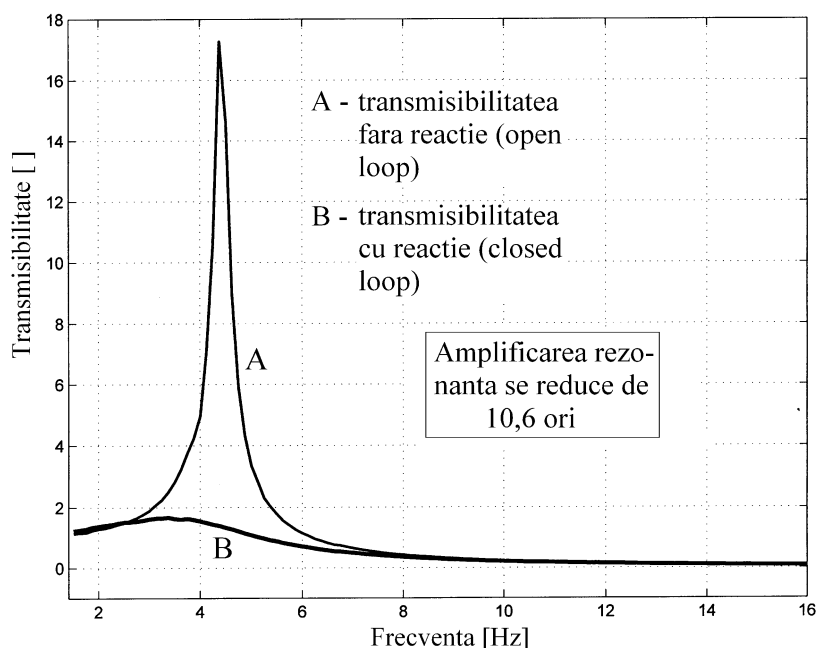


Figura 5.32 Reprezentare a evoluțiilor din figura 5.31 cu magnitudine liniară.

$y(t)=0$), atunci soluțiile de amortizare din figurile 5.27, 5.28 devin identice, funcționalitatea lor fiind de această dată de corecție activă a amplificării rezonante (atunci când CB este excitat extern). Aspectul a fost deja tratat în capitolul 4 și este completat prin observația de aici.

Eficacitatea sistemului de corecție mecatronică a transmisibilității (cu DB mobil, când $y(t) \neq 0$) sau doar a amplificării rezonante (cu DB fix, când $y(t)=0$) poate fi demonstrată experimental și pe baza evoluției răspunsului liber al CB după excitația impuls.

S-au concretizat în practică elementele principale din figura 5.27, cu DB fix. Pe elementul mobil al unui excitator electrodinamic (un sistem masă-arc-amortizor și un actuator electrodinamic se dispune un TVA (Oyo-Geospace GS 11 D). Elementul mobil materializează CB. Un amplificator electronic (numit și amplificator de putere, *power*

amplifier, cu factor de amplificare unitar) realizează reacția între TVA și actuator. Funcția de inversor a amplificatorului este asigurată prin maniera de conectare a actuatorului la ieșirea amplificatorului sau a TVA la intrarea acestuia (inversare a bornelor dacă este cazul).

Elementul mobil al excitatorului este excitat impuls (apăsare manuală urmată de relaxare liberă) în câteva situații distincte.

Un prim experiment se referă la răspunsul liber cu bucla de reacție deschisă (fără reacție), cu rezultatul descris grafic în figura 5.33. Prin interpolarea răspunsului liber (folosind tehnicile descrise în cap. 1) se deduce valoarea gradului de amortizare naturală (ζ) și pulsația proprie a sistemului neamortizat ($p = \sqrt{k/m}$), ambele precizate pe figură. Cititorul poate rula programul care asigură interpolarea (identu din folderul fig533, obținut pe baza indicațiilor din prefață).

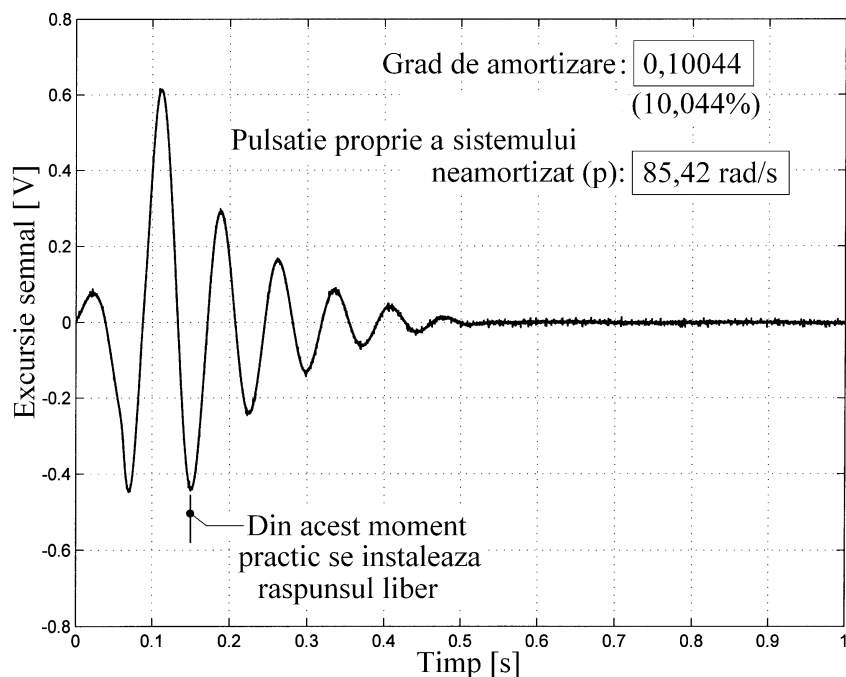


Figura 5.33 Răspuns liber experimental (cu bucla de reacție deschisă). Răspunsul este preluat pe bornele TVA.

Un al doilea experiment se referă la răspunsul liber al aceluiași sistem, la excitație impuls, dar cu bucla de reacție (negativă) închisă.

Descrierea grafică a răspunsului se face în figura 5.34. Pe figură se precizează gradul de amortizare și pulsația proprie a sistemului neamortizat (deduse prin interpolare).

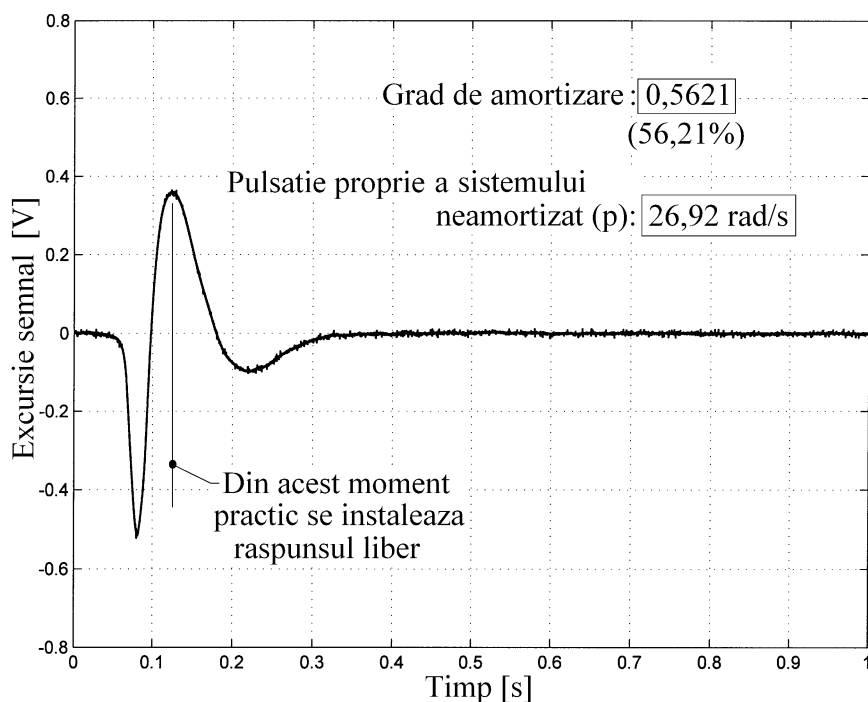


Figura 5.34 Răspuns liber experimental (cu bucla de reacție proporțională, negativă, închisă). Se generează amortizare sintetică pozitivă.

Cititorul poate rula programul care asigură interpolarea datelor (identu din folderul fig534, obținut pe baza indicațiilor din prefață).

Conform prezumărilor teoretice, este clar faptul că gradul de amortizare total în sistem a crescut semnificativ (reacția negativă generează amortizare sintetică pozitivă). La fel de clar -și aparent în mod neașteptat- este faptul că și pulsația proprie a sistemului neamortizat **scade** radical. Asupra acestui aspect se va reveni ulterior.

Un al treilea experiment se referă la răspunsul liber al aceluiași sistem, la excitație impuls, dar cu realizarea unei reacții **pozitive** între TVA și actuator. Practic s-a inversat succesiunea celor două borne ale TVA față de situația precedentă (din figura 5.34). Pe bornele TVA s-a

plasat un atenuator (un divizor rezistiv) în scopul de a reduce valoarea factorului g , pentru a păstra sistemul stabil.

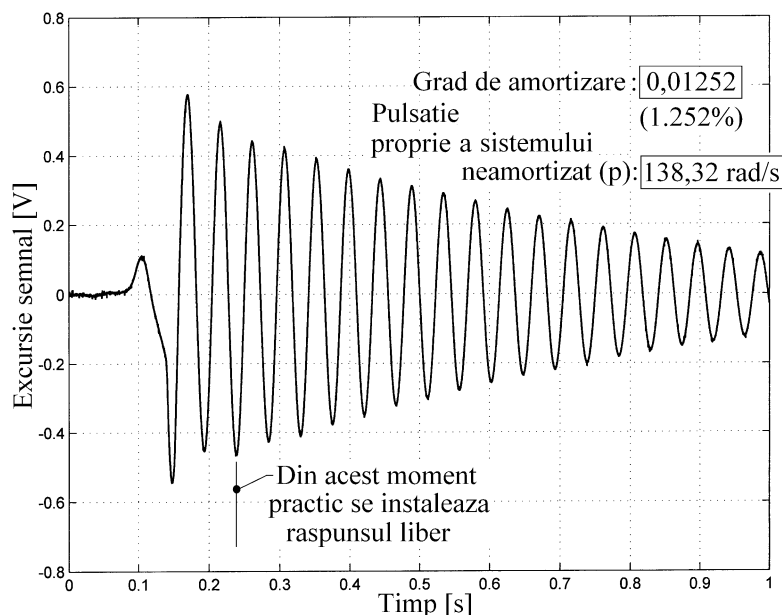


Figura 5.35 Răspuns liber experimental (cu bucla de reacție proporțională, pozitivă, închisă). Se generează amortizare sintetică **negativă**.

Descrierea grafică a răspunsului se face în figura 5.35. Față de datele și rezultatele din figura 5.33 se observă faptul că de această dată gradul de amortizare total a scăzut (reacția pozitivă generează amortizare sintetică negativă). Cititorul poate rula programul care asigură interpolarea răspunsului (programul `identu` din folderul `fig535`, obținut pe baza indicațiilor din prefață).

Prin corelație cu rezultatele descrise în figura 5.34, pe figura 5.35 se observă de asemeni faptul că pulsația proprie a sistemului neamortizat **crește** semnificativ. Asupra acestui aspect se va reveni ulterior.

Completarea setului de experimente poate fi făcută cu cercetarea răspunsului la impuls cu bucla de reacție pozitivă, cu generarea unei amortizări sintetice negative mai mare decât cea naturală (s-a redus atenuarea asigurată de către atenuatorul de pe bornele TVA, folosit în

contextul figurii 5.35). Amortizarea totală a sistemului devine negativă. Aceasta înseamnă că sistemul și-a pierdut stabilitatea. În această situație, răspunsul liber al sistemului la impuls va fi periodic amplificat (exponențial), aspect pe deplin confirmat pe baza rezultatului grafic din figura 5.36.

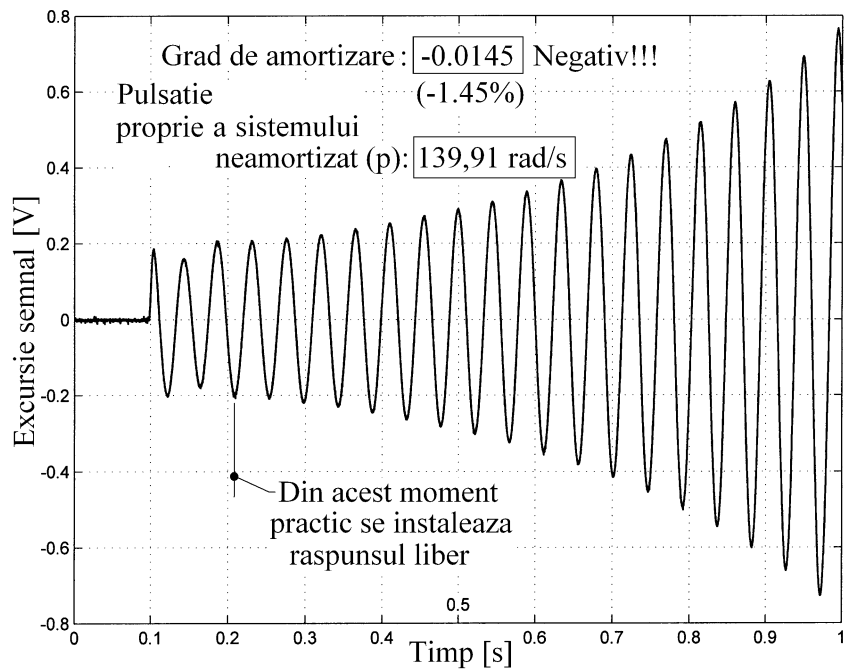


Figura 5.36 Răspuns liber experimental (cu buclă de reacție proporțională, pozitivă, închisă). Amortizarea totală este **negativă**. Sistemul este instabil.

Cititorul poate rula programul care asigură interpolarea răspunsului (programul `identu` din folderul `fig536`, obținut pe baza indicațiilor din prefață).

Răspunsul din figura 5.36 nu își crește amplitudinea la infinit, intervin fenomenele de limitare din TVA, din actuator (cursa acestuia nu este infinită) și din amplificator (tensiunea maximă la ieșire este limitată).

Spre deosebire de sistemul utilizat aici, un sistem ideal controlat în buclă de reacție pozitivă are proprietatea că răspunde periodic amplificat la orice perturbație din mediu, oricât de mică.

Se confirmă astfel experimental pe deplin considerațiile cu privire la corecția activă a transmisibilității folosind buclă de reacție traductor - actuator.

Amortizarea sintetică se obține prin aport de energie extern (putere activă) asigurat de către SAE (fig. 5.27). În cazul amortizării sintetice pozitive (prin reacție proporțională negativă) puterea activă furnizată de SAE către actuator este negativă [30]. În cazul amortizării sintetice negative (prin reacție proporțională pozitivă) puterea furnizată de SAE către actuator este pozitivă [30].

Reacția proporțională negativă (după viteza CB) crește stabilitatea sistemului în timp ce reacția pozitivă scade stabilitatea acestuia. Cu puține excepții, reacția proporțională pozitivă într-un sistem mecanic este de nedorit.

Oricât ar părea de ciudat, uneori reacția pozitivă proporțională se produce în interiorul structurilor mecanice acționate chiar în absența elementelor esențiale ale buclei: traductor, amplificator, actuator. Astfel, este binecunoscută apariția vibrațiilor autoexcitate din procesele de așchiere (*chatter* [14]) un fenomen nedorit, cu consecințe foarte grave. Experimentele descrise grafic în figurile 5.34 și 5.35 (raportate la figura 5.33) au pus în evidență un fenomen neașteptat: corecția activă a amortizării prin buclă de reacție proporțională între TVA și actuatorul electrodinamic este însoțită și de modificarea severă a pulsației proprii a sistemului neamortizat ($p = \sqrt{k/m}$). Acest aspect nu a fost prezumat teoretic anterior. Motivul modificării pulsației p este foarte interesant: este legat de traductorul de viteză absolută.

Informația oferită de traductorul de viteză este viciată de un fenomen binecunoscut: semnalul generat de traductor nu este strict în fază cu viteza CB. Un experiment simplu probează această afirmație.

Folosind configurația experimentală din experimentele de răspuns liber anterioare, se plasează pe elementul mobil al excitatorului electrodinamic alături de traductorul de viteză absolută și un accelerometru (traductor de accelerație absolută). Bucla de reacție este deschisă. Se alimentează excitatorul electrodinamic cu un semnal armonic de pulsație constantă (85,2 rad/s), apropiată celei din figura

5.33. Se prelevează tensiunile generate de traductorul de viteză și de către accelerometru. Accelerometrul (ca aparat seismic) generează o tensiune strict în fază cu accelerația mișcării elementului mobil al excitatorului. În figura 5.37 se prezintă evoluția celor două tensiuni (evoluții filtrate numeric).

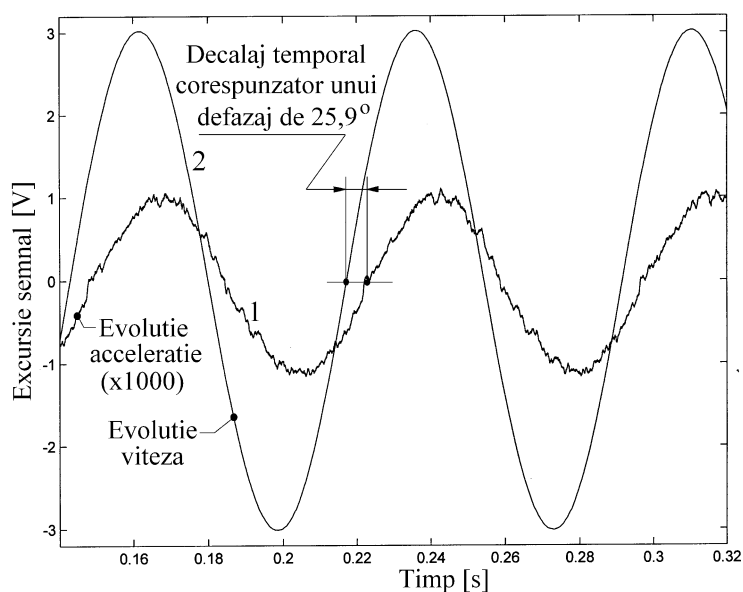


Figura 5.37 Evoluția tensiunilor generate de traductorul de accelerație absolută (1) și de către traductorul de viteză absolută (2).

Între viteza și accelerația absolută ar trebui să fie un decalaj temporal de un sfert de perioadă, ceea ce corespunde unui defazaj de $\pi/2$ (respectiv de 90°). Extremele evoluției vitezei trebuie să fie localizate temporal pe momentele de trecere prin zero ale accelerației. Această relație între cele două evoluții nu se respectă pe figura 5.37 (defazajul determinat experimental este de $(25,9^\circ)$).

În condițiile închiderii buclei de reacție semnalul de inițiere a acesteia (aplicat amplificatorului inversor) este defazat cu $(90^\circ - 25,9^\circ)$. Acest defazaj schimbă natura reacției, conform considerațiilor din [30]. Reacția proporțională este însoțită cu o reacție proporțional derivativă (PD). În actuator se generează o forță proporțională cu viteza (datorită reacției proporționale) și una proporțională cu derivata vitezei deci cu

acelerația. Așa cum s-a văzut, forța proporțională cu viteza generează amortizare sintetică. Este ușor de constatat că forța proporțională cu accelerația generează inerție sintetică. Factorul de proporționalitate este o așa numita **masă virtuală** m_v care se adaugă masei reale, ceea ce transformă expresia pulsației neamortizate conform cu:

$$(5.75) \quad p = \sqrt{\frac{k}{m + m_v}}$$

Pulsația p depinde deci de masa virtuală m_v . În experimentul redat în figura 5.34 s-a văzut că pulsația p a scăzut drastic deci masa virtuală generată este pozitivă și a fost generată prin reacție derivativă negativă. În experimentul din figura 5.35 (la care s-au inversat succesiunea bornelor TVA) ambele reacții (și cea proporțională și cea derivativă) sunt pozitive. Reacția derivativă pozitivă generează masă virtuală negativă, aspect confirmat prin creșterea pulsației p (față de situația din figura 5.33). Masa virtuală nu este afectată de câmpul gravitațional.

Această tehnică de generare a unei mase virtuale pozitive este folosită în construcția TVA (*servogeophone*), pentru coborârea severă a pulsației proprii și extinderea domeniului de măsură la pulsații joase și foarte joase.

O eventuală reacție negativă pur integratoare pornind de la traductorul de viteză adaugă în sistem rigiditate virtuală (arc virtual).

Neajunsul reliefat aici ilustrează faptul că utilizarea TVA în practică este limitată, deși -conform figurii 5.37- are avantajul net al unei sensibilități foarte mari în raport cu accelerometrul. O soluție de compromis ar fi plasarea în bucla de reacție a unui defazor (*phase shifter*) care să corecteze relația de fază între semnalul TVA și viteza absolută a CB.

Utilizarea accelerometrului în bucla de reacție (împreună cu un integrator) este și ea o opțiune discutabilă datorită sensibilității foarte mici a acestuia la frecvențe joase (este necesară utilizarea unui amplificator de instrumentație imediat după acceleormetru). Pe figura

5.37 semnalul de descriere a accelerației are mărimea amplificată de 1000 de ori în raport cu cel al descrierii vitezei.

Așa cum deja s-a demonstrat, cea mai bună opțiune este utilizarea unui traductor de forță în bucla de reacție, conform considerațiilor aferente figurilor 5.29, 5.30 și 5.31.

5. 9. Concluzii

Una dintre cele mai interesante finalități ale controlului și corecției rezonanței mecanice este izolarea antivibratorie.

Izolarea antivibratorie a structurilor se poate realiza cu valorificarea oportunităților oferite de cele trei mari categorii de mijloace: pasive, semiactive și active. Izolarea antivibratorie rezolvă de fapt două probleme importante, corelate: corecția rezonanței și asigurarea unei transmisibilități minimale la frecvențe de excitație suprarezonante.

Dintre cele trei categorii de mijloace, cele mai interesante sunt cele active datorită posibilităților de a realiza valori mari ale amortizării, folosind structuri mecatronice relativ simple, cu risc minim de instabilitate. Stă în intenția autorului ca în cadrul cercetărilor ulterioare să valorifice amortizarea/izolarea activă în ameliorarea evoluției în regim dinamic a proceselor de așchiere (limitarea vibrațiilor autoexcitate).

Bibliografie

1. Abu Hanieh A., (2003), *Active Isolation and Damping of Vibrations via Stewart Platform*, PhD thesis, Université Libre de Bruxelles, Belgium, 2003.
2. Abu Hanieh A., Horodincă M., De Marneffe B., Romanescu I., Preumont A., Bossens F., (2004), *Actuator Design for a Six-Axis Active Vibration Isolator for Space Applications*, Proceedings of ACTUATOR 2004, The 9th International Conference on new Actuators, Actuator 2004, Bremen, Germany, 14-16 June 2004, pp. 710-713, ISBN-3-933339-07-3.
3. Achkire Y., *Active Tendon Control of Cable-Stayed Bridges*, (1997), PhD Thesis, Université Libre de Bruxelles, 1997, Belgium.
4. Bombardier. *Reduction of torsional vibration in rail vehicle wheel set*, Patent N°WO2004/007217,200
5. Bossens F., (2001), *Amortissement actif des structures cablées: de la théorie à l'implémentation*, PhD thesis, Université Libre de Bruxelles, Brussels, Belgium, October 2001.
6. Brockley C.A., Ko P. L., (1988), *An investigation of rail corrugation using friction induced vibration theory*, Wear, 128, pag. 99-106, 1988.
7. Collette C, *Usure Ondulatoire en Transport Ferroviare: Mécanismes et Réduction*, (2006), Teză de doctorat, Université Libre de Bruxelles, 2006.
8. Collette C., Horodincă M., I. Romanescu, (2005), *Passive damping of driven wheel set as a solution against rail corrugation*. In SPRTS Ship Propulsion and Railway Traction Systems Conference, Bologna (Italy), pages 365-372, 4th-6th October 2005.
9. Christophe Collette, Mihăiță Horodincă, André Preumont, (2008), *Passive Dynamic Vibration Absorber*, Cerere brevet internațional WO 2008/028830 A1, Titular: UNIVERSITE LIBRE DE BRUXELLES, Belgia.

10. Den Hartog J. P., *Mechanical Vibrations*, 4th Ed., Mc. Graw-Hill, New York, 1956.
11. Dumitrache I., Dumitriu S., Mihiu I., Munteanu F., Muscă Gh., Calcev C., *Automatizări electronice*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1993.
12. Frahm H., *Improved means for damping the vibrations of masses*, Patent n° GB190923829, 1909.
13. Frahm H., *Improved means for the damping the vibrations of bodies*, Patent n° GB190923828, 1909.
14. Ganguli A., Deraemaeker A., Horodincă M., Preumont A., (2004), A "Hardware in the Loop" demonstrator for chatter instability in machine tools. ISMA proceedings of International Conference of Noise and Vibration Engineering, September 20-22, 2004, Leuven, Belgium.
15. Hamburger L., Buzdugan Gh., *Teoria vibrațiilor și aplicațiile ei în construcția mașinilor*, Editura Tehnică, București, 1958.
16. Hayes W.F., Tucker H. G., *Wheelset-track resonance as a possible source of corrugation wear*, Wear 144, pag. 211-226, 1991.
17. Horodincă M., Abu Hanieh A., Preumont A., (2002), A Soft Six Degrees of Freedom Active Vibration Isolator Based On a Stewart Platform, Proceedings of ACTIVE 2002, The 2002 International Symposium on Active Control of Sound and Vibration, ISVR, University of Southampton, United Kingdom, 15-17 July 2002, vol. 2/2 pp. 1021-1032, ISBN 0-8543277-0-3.
18. Horodincă M., Abu Hanieh A., Preumont A., (2003), *Passive Damping of Local Modes on Soft Six-Axis Vibrations Isolator*, International Conference of Manufacturing Systems ICMS 2003, Iași 14-15 nov. 2003, apărută în Bul. I.P. Iași (publicat de U.T. Iași), Tomul XLIX (LIII) Supliment MASINI-UNELTE SI SCULE 2003, Secția Construcții de Mașini, p. 155-160. ISSN 1582-6392.
19. Horodincă M., Preumont A., (2004), *Structural Architecture with Steering and Active Damping Capabilities Based on Stewart Platform (6 Degrees of Freedom Hexapod)*, Revista

- de Inventică Nr. 45, vol. VIII, an XIV, Iași, pp.7-16, noiembrie 2004.
20. Horodincă M., *Utilizarea parametrilor energetici în monitorizarea, diagnoza și conducerea sistemelor de prelucrare*, Editura Performantica, Iași, 2004, ISBN: 973-7994-91-4.
 21. Livovschi L. Georgescu H. *Sinteza și analiza algoritmilor*, Editura Științifică și Enciclopedică, București, 1986.
 22. Ormondroyd J., Den Hartog, J. P., (1928), *The theory of the damped vibration absorber*, Trans. Am. Soc. Mech. Eng. Journal of Applied Mechanics, 50:7.
 23. Piefort V., (2001), *Finite Element Modelling of Piezoelectric Active Structures*, PhD Thesis, Université Libre de Bruxelles.
 24. Preumont A., *Vibration Control of Active Structures*, Kluwer Academic Publishers, Netherlands, 2nd edition, 2002.
 25. Preumont A., *Vibrations aléatoires et analyse spectrale*, Presses polytechniques et universitaires romandes, Laussane, 1990.
 26. Samali B., Kwok K. C. S., Focioni R. J., (1998), *A Wind Tunnel Comparison of Active and Passive Tuned Mass Dampers in Controlling Wind-induced Vibrations of tall buildings*. The Fourth International Conference on Motion and Vibration Control, MOVIC '98, Zurich Switzerland, August 25-28, vol. 2, pp. 651-656.
 27. Sebastian L., *Automatica*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1973.
 28. Sorbothane®. <http://www.sorbothane.com>. 2003.
 29. Stewart D., A Platform With Six Degrees of Freedom, Proc. Instn. Mech. Engrs., 180 (15) pp. 371-386, 1965-66.
 30. Horodincă, M., (2013) *A study on actuation power produced in an active damping system*, Mechanical Systems and Signal processing, vol. 39, issue 1-2, pp. 297-315.
 31. Horodincă, M., Seghedin, N., Carata, E., Filipoaia, C., Boca, M. Chitariu, D. (2013), *Experimental Investigations of the Power Absorbed at Mechanical Resonance*, Experimental Techniques, vol. 30, issue 7, pp. 21-31, September 2013.

32. Horodinca, M., Seghedin, N., Carata, E., Boca, M., Filipoaia, C., Chitariu, D., (2014), *Dynamic Characterization of a Piezoelectric Actuated Cantilever Beam Using Energetic Parameters*, Mechanics of Advanced Materials and Structures, vol 21, issue 2, pp. 154-164, 2004.