

MODELAREA UNUI SISTEM DE TRANSPORT AL FLUIDELOR ȘI ALGORITMI DE ESTIMARE A TIMPIILOR DE PROPAGARE LA LOCALIZAREA UNEI SURSE DE ZGOMOT

Teză destinată obținerii
titlului științific de doctor inginer
la

Universitatea "Politehnica" din Timișoara
în domeniul INGINERIE ELECTRONICĂ ȘI
TELECOMUNICAȚII
de către

Marllene Dăneți

Conducător științific:
Referenți științifici:

prof.univ.dr.ing. MIRCEA CIUGUDEAN
prof.univ.dr.ing. MIRCEA BODEA
prof.univ.dr.ing. GAVRIL TODEREAN
prof.univ.dr.ing. SABIN IONEL

Ziua susținerii tezei: 10 Iulie 1009

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- | | |
|------------------------|---------------------------------------------|
| 1. Automatică | 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații |
| 2. Chimie | 8. Inginerie Industrială |
| 3. Energetică | 9. Inginerie Mecanică |
| 4. Ingineria Chimică | 10. Știința Calculatoarelor |
| 5. Inginerie Civilă | 11. Știința și Ingineria Materialelor |
| 6. Inginerie Electrică | |

Universitatea „Politehnica” din Timișoara a inițiat seriile de mai sus în scopul diseminării expertizei, cunoștințelor și rezultatelor cercetărilor întreprinse în cadrul școlii doctorale a universității. Seriile conțin, potrivit H.B.Ex.S Nr. 14 / 14.07.2006, tezele de doctorat susținute în universitate începând cu 1 octombrie 2006.

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2009

Această publicație este supusă prevederilor legii dreptului de autor. Multiplicarea acestei publicații, în mod integral sau în parte, traducerea, tipărirea, reutilizarea ilustrațiilor, expunerea, radiodifuzarea, reproducerea pe microfilme sau în orice altă formă este permisă numai cu respectarea prevederilor Legii române a dreptului de autor în vigoare și permisiunea pentru utilizare obținută în scris din partea Universității „Politehnica” din Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300159 Timișoara, Bd. Republicii 9,
tel. 0256 403823, fax. 0256 403221
e-mail: editura@edipol.upt.ro

Cuvânt înainte

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul activității mele în cadrul Departamentului de Electronică Aplicată, al Facultății de Electronică și Telecomunicații al Universității „Politehnica” din Timișoara.

Tema propusă tratează o problemă importantă atât din punct de vedere economic cât și al siguranței mediului. Detecția și localizarea eficientă a pierderilor în conducte este un subiect care se află în continuare în atenția colectivelor de cercetare pe plan mondial. Semnalele generate de fluid la tranzitarea unei conducte reprezintă o bogată sursă de informație relativ la starea acesteia, care trebuie exploatată în vederea găsirii unor soluții optime pentru această problemă.

Această teză explorează, pe de o parte, posibilitatea dezvoltării unor instrumente eficiente de lucru prin modelarea simplificată a sistemului și a semnalelor. Pe de altă parte se investighează identificarea unor algoritmi cu care să se obțină îmbunătățirea performanțelor sistemelor de detecție și localizare în condiții reale.

Mulțumiri deosebite se cuvin conducătorului de doctorat prof.dr.ing. Mircea A.Ciugudean pentru sfaturile prețioase, timpul acordat, solitudine și criticile constructive aduse acestei lucrări.

De asemenea, datorez multă recunoștință domnului prof.dr.ing. Sabin Ionel, pentru încrederea acordată prin inițierea colaborării pe plan didactic, provocarea lansată prin această temă de cercetare, bibliografia pusă la dispoziție, cadrul creat pentru studiul experimental, observațiile pertinente aduse pe tot parcursul pregătirii mele, imboldul de a continua atunci când am întâmpinat greutăți.

Aș vrea să adresez multe mulțumiri colectivului Departamentului de Electronică Aplicată sub conducerea prof.dr.ing. Ivan Bogdanov, pentru înțelegerea, acceptarea, solitudinea și atmosfera încurajatoare de lucru.

Aș dori să mulțumesc de asemenea conducerii Facultății de Electronică și Telecomunicații, conducerii Universității “Politehnica” din Timișoara și Asociației Inginerilor Electroniști din Timișoara pentru încrederea și sprijinul material acordat pentru facilitarea participării mele la diferite conferințe internaționale în vederea susținerii unor lucrări științifice.

Nu în ultimul rând adresez mulțumiri familiei mele care m-a înțeles, sprijinit, încurajat și ridicat cu multă dragoste și căldură pe tot parcursul pregătirii și elaborării acestei lucrări de doctorat.

Timișoara, Iulie 2009

Marllene Dăneți

Familiei mele.

Dăneți, Marllene

Modelarea unui sistem de transport al fluidelor și algoritmi de estimare a timpilor de propagare la localizarea unei surse de zgomot

Teze de doctorat ale UPT, Seria 7, Nr. 16, Editura Politehnica, 2009, 184 pagini, 128 figuri, 15 tabele.

ISSN:1842-7014

ISBN: 978-973-625-915-9

Cuvinte cheie: modelare, metode acustice, detecția fisurilor, estimarea întârzierii, funcția de intercorelație, estimare spectrală

Rezumat:

Această lucrare investighează problema identificării unor metode eficiente pentru îmbunătățirea detecției și localizării pierderilor în conducte. Pe de o parte, se realizează dezvoltarea unor instrumente accesibile de lucru prin modelarea simplificată a sistemului și a semnalelor, iar pe de altă parte se urmărește extragerea informației conținute în semnalele aleatoare generate de fluid la tranzitarea conductei, în condiții reale. În acest sens, se realizează o abordare simplificată a sistemului, prin analogie cu o linie de transmisiuni, orientată pe studiul propagării perturbațiilor. De asemenea, se elaborează un set de algoritmi robuști pentru detecție și localizare în medii nestaționare sau cu zgomot corelat.

CUPRINS

Lista de tabele.....	7
Lista de figuri.....	8
1. STADIUL CUNOAȘTERII DOMENIULUI.....	12
1.1. INTRODUCERE	12
1.2. COMENTAREA REALIZĂRILOR CUNOSCUTE	14
1.3. CONCLUZII	19
2. CONTRIBUȚII LA MODELAREA SISTEMULUI DE TRANSPORT AL FLUIDELOR	21
REZUMAT	21
2.1. MODELAREA FIZICĂ A CURGERII ÎNTR-O CONDUCTĂ	21
2.2. MODELAREA CONDUCTEI CA SISTEM CU PARAMETRI CONCENTRAȚI	23
2.3. MODELUL EXPERIMENTAL	39
2.4. MODELUL DE SIMULARE	42
2.5. REZULTATE EXPERIMENTALE	61
2.6. MODELAREA INTERFERENȚELOR DE TIP "BURST"	65
2.6.1. Modelarea software	66
2.6.2. Modelarea hardware	71
2.6.3. Rezultate de simulare	71
2.6.4. Rezultate experimentale	74
2.7. CONCLUZII	75
3. O NOUĂ METODĂ DE DETECȚIE A FISURILOR BAZATĂ PE MODELUL AR DE	
ORDINUL AL DOILEA	78
REZUMAT	78
3.1. INTRODUCERE	78
3.2. STUDIU DE CAZ	81
3.2.1. Locurile geometrice teoretice ale coeficienților AR	83
3.2.1.1. Cazul unei sinusoide simple	83
3.2.1.2. Cazul unei sinusoide în zgomot alb	84
3.2.1.3. Două sinusoide	86
3.2.1.4. Două sinusoide în zgomot alb	88
3.3. EFICIENȚA ALGORITMULUI ÎN MEDII CU INTERFERENȚE NESTAȚIONARE	93
3.4. REZULTATE EXPERIMENTALE	96
3.5. CONCLUZII	100
4. CONTRIBUȚII LA PROCESAREA DATELOR	102
REZUMAT	102
4.1. INTRODUCERE	102
4.2. DESCRIEREA ALGORITMULUI DE PRE-PROCESARE	107
4.3. REZULTATE EXPERIMENTALE	113
4.4. CONCLUZII	119
5. UN NOU ALGORITM DE LOCALIZARE ÎN MEDII CU ZGOMOT CORELAT	120
REZUMAT	120
5.1. INTRODUCERE	120
5.2. MODELAREA SEMNALELOR CU ZGOMOT CORELAT	123

5.3. DESCRIEREA METODELOR PROPUSE	130
5.4. REZULTATE DE SIMULARE	135
5.5. REZULTATE EXPERIMENTALE	137
5.6. CONCLUZII	140
6. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII	141
6.1. CONCLUZII GENERALE	141
6.2. CONTRIBUȚII	143
6.3. PERSPECTIVE	145
ANEXA 1	146
ANEXA 2	147
A 2.1. ECUAȚIA DE CONTINUITATE (CONSERVARE A MASEI)	147
A 2.2. ECUAȚIA DE MIȘCARE (CONSERVARE A MOMENTULUI)	147
ANEXA 3	151
A 3.1. METODA CARACTERISTICILOR	151
A 3.2. METODA DE PREDICȚIE-CORECȚIE	153
ANEXA 4	156
A 4.1. DETALII PRIVIND INSTALAȚIA EXPERIMENTALĂ	156
A 4.2. DETALII PRIVIND MODELUL DE SIMULARE	161
ANEXA 5	165
A 5.1. METODA PERIODOGRAMEI	166
A 5.2. METODA BARTLETT-WELCH A PERIODOGRAMELOR MEDIATE	167
A 5.3. METODA BLACKMAN-TUCKEY	167
A 5.4. METODE PARAMETRICE	168
A 5.4.1. Metoda Yule-Walker	171
A 5.4.2. Algoritmul lui Burg	171
A 5.5. DESCOMPUNEREA WOLD	172
A 5.5.1. Metoda lui Pisarenko	175
A 5.5.2. Algoritmul <i>MUSIC</i>	177
BIBLIOGRAFIE	179

LISTA DE FIGURI

Fig.1.1	Principiul localizării prin metode acustice pasive	16
Fig.1.2a	Întârzierea asociată cu fronturile unei unde emise de o sursă acustică	17
Fig.1.2b	Sursă de tip "End fire"	17
Fig.1.3	Principiul estimării întârzierii de timp	18
Fig.2.1	Circuitul echivalent al unui segment de conductă de lungime Δx	24
Fig.2.2	Propagarea unui front de undă printr-o conductă cu discontinuități	29
Fig.2.3	Propagarea unui front de undă printr-o conductă ramificată	31
Fig.2.4	Prezența unei fisuri, echivalentă cu o impedanță paralel la distanța x	38
Fig.2.5	Schița modelului experimental	39
Fig.2.6	Schema bloc pentru achiziția datelor	41
Fig.2.7	Modelul de simulare	42
Fig.2.8a	Structura de ansamblu a unei celule elementare	43
Fig.2.8b	Structura internă a celulei elementare	44
Fig.2.9	Modelarea funei fisuri	44
Fig.2.10	Ieșirea conductei	44
Fig.2.11	Profilul debitului și presiunii în regim static (Q_0 -fixat.)	46
Fig.2.12	Profilul variabilelor de stare în regim static (P_0 -fixat)	48
Fig.2.13	Profilul variabilelor de stare în cazul cu obturație	49
Fig.2.14	Profilul presiunii obținut prin simulare pentru modelul studiat	50
Fig.2.15a	Simularea unei conducte cotite (fisura între două coturi)	50
Fig.2.15b	Simularea situației când ambele coturi sunt aval față de fisură	51
Fig.2.16	Unde staționare $\lambda/4$ ca rezultat al aplicării unui semnal <i>chirp</i>	52
Fig.2.17	Explicativă pentru calculul lui Q_f	53
Fig.2.18	Raportul de undă staționară funcție de raportul ariilor	55
Fig.2.19	Coeficientul de reflexie la capătul conductei	56
Fig.2.20	Presiunea funcție de aria fisurii	58
Fig.2.21	Coeficientul de reflexie funcție de aria fisurii	58
Fig.2.22	Distribuția undelor staționare în cazul existenței unei fisuri la $x=780$ cm, conducta fără pierderi, ieșirea liberă	59
Fig.2.23	Variația frecvenței principalelor armonici cu distanța	60
Fig.2.24	Variația frecvențelor proprii de rezonanță cu suprafața fisurii	61
Fig.2.25	Semnale reale recepționate în regim activ	62
Fig.2.26	Spectrul normat al unui semnal recepționat la intrarea instalației experimentale, estimat prin diferite metode	63
Fig.2.27	Pseudospectrul estimat din date	63
Fig.2.28	Variația vârfului spectral estimat cu frecvența de comandă a pompei	64
Fig.2.29	Semnale afectate de zgomot nestaționar	65
Fig.2.30	Generarea semnalului de test	66
Fig.2.31	Generarea semnalului burst	68
Fig.2.32	Semnal tipic de test (sus) și histograma sa (jos)	69
Fig.2.33	Două perechi tipice de semnale reale	71

Fig.2.34a	Rezultate de simulare pentru o amplitudine variabilă a impulsurilor burst	72
Fig.2.34b	Indicele mediu de performanță pentru componenta <i>NSNR</i> variabilă	73
Fig.2.34c	Rezultate de simulare pentru o concentrație variabilă a impulsurilor burst	73
Fig.2.35	Rezultate experimentale comparative	74
Fig.3.1	Spectre de putere tipice în absența și respectiv în prezența unei fisuri	80
Fig.3.2	Principiul algoritmului de detecție	81
Fig.3.3	Coeficienții <i>AR</i> teoretici pentru cazul 1	83
Fig.3.4	Coeficienții <i>AR</i> funcție de frecvență	85
Fig.3.5	Locurile geometrice corespunzătoare pentru cazul al doilea	85
Fig.3.6	Familia de curbe pentru coeficienții <i>AR</i> în cazul a două sinusoid. f_1 fixat; f_2, ρ variabile	86
Fig. 3.7	Locurile geometrice corespunzătoare pentru cazul al treilea	87
Fig.3.8	Coeficienții <i>AR</i> funcție de f_2 ; ρ fixat, f_1 parametru	87
Fig.3.9	Locurile geometrice pentru cazul a două armonici simple cu raport al amplitudinilor constant	88
Fig.3.10	Coeficienții <i>AR</i> funcție de frecvența f_2 când f_1 este fixată	89
Fig.3.11	Locuri geometrice pentru f_1 fixat, ρ parametru	89
Fig.3.12	Coeficienții <i>AR</i> pentru ρ fixat	90
Fig.3.13	Locuri geometrice pentru un raport de amplitudine ρ fixat, f_1 parametru	90
Fig. 3.14	Variația coeficienților <i>AR</i> cu frecvența: f_1 fixată, f_2 variabilă, zgomot colorat	91
Fig.3.15	Curbe care descriu locul geometric: $f_1, A_1, \alpha, \sigma_w^2$ fixate, f_2 variabil	92
Fig.3.16	Coeficienții <i>AR</i> funcție de frecvența uneia dintre armonici: ρ fixat, f_1 parametru	92
Fig.3.17	Locuri geometrice pentru f_1 parametru iar ρ fixat (de la stânga la dreapta)	93
Fig.3.18	Locațiile coeficienților <i>AR</i> în medii cu variații abrupte, obținute prin simulare	94
Fig.3.19	Rezultate de simulare comparative pentru variabilele aleatoare <i>L</i> și <i>P</i> . Cazul amplitudinii variabile a componentei burst	95
Fig.3.20	Rezultate de simulare comparative pentru variabilele aleatoare <i>L</i> și <i>P</i> . Cazul concentrației variabile a componentei burst	95
Fig.3.21	Date experimentale și curbe teoretice suprapuse	96
Fig.3.22	Densități de probabilitate experimentale (sus) și approximate (jos) pentru variabila aleatoare <i>L</i>	97
Fig.3.23	Densități de probabilitate experimentale (sus) și approximate (jos) pentru variabila aleatoare <i>P</i>	98
Fig.3.24	Curbe <i>ROC</i> experimentale	98
Fig.3.25	Pozițiile coeficienților <i>AR</i> pentru semnale reale cu perturbații burst induse "hard"	99
Fig.3.26	Rezultate experimentale comparative pentru variabilele <i>L</i> și <i>P</i> . Perturbații netaționare produse "hard"	100
Fig.4.1	Semnale reale netaționare tipice	103
Fig.4.2	Exemplu de semnale cu interferențe de tip burst și funcțiile <i>SI</i> corespunzătoare	104
Fig.4.3	Metoda corelatorului generalizat (Knapp și Carter)	105

Fig.4.4	Schema bloc echivalentă a corelatorului generalizat (Hassab și Boucher)	106
Fig.4.5	Diagrama bloc a algoritmului de pre-procesare	108
Fig.4.6	Anularea mediei nestaționare	109
Fig. 4.7	Densități interspectrale de putere tipice în prezența și în absența unei fisuri	109
Fig.4.8a	Secvență tipică <i>SI</i> indicând necesitatea operației de segmentare	111
Fig.4.8b	Segmente cvasi-staționare de lungime maximă extrase din perechea de date recepționată	111
Fig. 4.9a	Cazul când perechea achiziționată este staționară în amplitudine	112
Fig.4.9b	Perechea de date staționare corespunzătoare	112
Fig.4.10	Funcția de intercorelație pentru o pereche de date achiziționate în puncte aflate la distanța de 1.5 m	113
Fig.4.11a	Algoritmul <i>ML</i>	115
Fig.4.11b	Algoritmul <i>WML</i>	116
Fig.4.11c	Algoritmii <i>OML</i> și <i>WOML</i>	116
Fig.4.12	Comparație a metodelor implementate. Criteriului proporționalității (sus); apropierea de panta așteptată (jos)	117
Fig.4.13	Eroarea pătratică medie de estimare	118
Fig.4.14	Întârzierea estimată pentru cazul cel mai favorabil (<i>WMR-WML</i>) la curgerea normală și cazul cel mai defavorabil (<i>OWMR-WML</i>) în situația obturației la ieșire	118
Fig. 5.1	Secvența de fază în prezența zgomotului necorelat	121
Fig.5.2a	Metoda lui Piersol pentru zgomot corelat	122
Fig. 5.2b	Secvența de fază a unei perechi de semnale reale	123
Fig. 5.3a	Variația funcției <i>MSC</i> funcție de <i>SNR</i> , pentru <i>f</i> -fixat, <i>D</i> -parametru	126
Fig. 5.3b	Variația fazei interspectrului de putere funcție de <i>SNR</i> , pentru <i>f</i> -fixat, <i>D</i> -parametru	126
Fig. 5.4a	Variația funcției <i>MSC</i> funcție de frecvență , pentru <i>D</i> fixat, <i>SNR</i> -parametru	128
Fig.5.4b	Variația fazei funcție de frecvență , pentru <i>D</i> fixat, <i>SNR</i> -parametru	128
Fig. 5.4c	Cazul <i>CSNR</i> =1 (0dB)	129
Fig.5.5	Secvența înfășurată a fazei (stânga) și componentele sale spectrale (dreapta)	131
Fig.5.6a	Spectrul de amplitudine al secvenței de fază: simplu (sus), filtrat (jos)	132
Fig.5.6b	Secvența de fază și aproximarea sa (metoda <i>SAWA</i>)	132
Fig.5.6c	Cazul raport semnal zgomot necorelat scăzut (<i>NSNR</i> =-14dB)	133
Fig.5.7	Schema bloc pentru metoda <i>SAW</i>	134
Fig.5.8a	Exemplu de implementare pentru metodele <i>Piersol</i> și <i>SAW</i>	134
Fig.5.8b	Secvența de fază și secvența eroare medie pătrată asociată	135
Fig.5.9a	Procentul estimărilor corecte funcție de raportul semnal zgomot necorelat	136
Fig.5.9b	Procentul estimărilor corecte funcție de întârzierea adevărată	136
Fig.5.10	Comparație din punct de vedere al timpului de calcul	137
Fig.5.11a	Rezultate experimentale în cazul absenței fisurii	138
Fig.5.11b	Rezultate experimentale în cazul absenței fluxului principal	138
Fig.5.12	Rezultate experimentale în cazul prezenței fisurii și a zgomotului corelat	139
Fig.A 2.1	Echilibrul forțelor	148

Fig.A.2.2	Profilul vitezei medii la curgerea laminară, respectiv turbulentă	149
Fig.A 3.1	Discretizarea spațiu-timp a conductei	152
Fig.A 4.1	Pompa cu diafragmă	156
Fig.A 4.2	Racordul la instalația experimentală	157
Fig.A4.3	Schema circuitului de comandă a pompei	157
Fig.A4.4	Ieșirea conductei	158
Fig.A4.5	Manșonul de cauciuc	158
Fig.A4.6	Primul cot al conductei	158
Fig.A4.7	Racordul la pompă	159
Fig.A4.8	Fisura F_b	159
Fig.A4.9	Instalația de achiziție a semnalelor	159
Fig.A4.10	Filtrul activ trece jos	160
Fig.A4.11	Interfața grafică pentru achiziția semnalelor	161
Fig.A4.12	Implementarea cu celule cu parametri concentrați	161
Fig.A4.13	Cazul conductei cotite, cu obturație la ieșire și fisură	162
Fig.A4.14	Cazul conductei cu coturi, fără obturație la ieșire și două fisuri	163
Fig.A4.15	Cazul conductei cu coturi, cu obturație la ieșire și două fisuri	164
Fig. A.5.1	Reprezentarea Wold	168
Fig. A.5.2	Densitate spectrală de putere a unui proces aleator staționar (cazul general)	173

LISTA DE TABELE

Tabelul 2.1	Elementele circuitului echivalent	24
Tabelul 2.2	Parametrii instalației experimentale	40
Tabelul 2.3	Moduri de lucru	41
Tabelul 2.4	Frecvențele asociate vârfurilor spectrale în intervalul 0-400 Hz	64
Tabelul 2.5	Abrevieri utilizate pentru compararea rezultatelor de simulare	72
Tabelul 3.1	Studiu de caz	82
Tabelul 4.1	Funcții pondere uzuale ale corelatorului generalizat	106
Tabelul 4.2	Descrierea etapelor algoritmului	107
Tabelul 4.3	Tipuri de operații combinate utilizate pentru estimarea întârzierii	114
Tabelul 4.4	Gradul de proporționalitate al rezultatelor obținute	114
Tabelul 4.5	Panta dreptelor de regresie și panta așteptată	115
Tabelul A1	Abrevieri și simboluri utilizate	146
Tabelul A2.1	Coeficientul de frecare	150
Tabelul A4.1	Date tehnice ale traductoarelor utilizate	160
Tabelul A5.1	Lista principalelor notații folosite în analiza spectrală	166

1. STADIUL CUNOAȘTERII DOMENIULUI

1.1. Introducere

Sistemele de conducte reprezintă un mod eficient și economic pentru transportul fluidelor pe diferite distanțe. O problemă majoră care apare la aceste sisteme este legată de riscul pierderilor accidentale prin fisuri. Acestea, pe de o parte, pot produce serioase probleme legate de poluare, mai ales dacă fluidul transportat (ex. petrol, gaze naturale, amoniac, solvenți, etc.) prezintă un grad ridicat de pericol. Pe de altă parte, prin pierderea unor cantități semnificative din materialul transportat se produc însemnate pagube economice.

De aceea, se pune problema unei monitorizări cât mai atente a acestor sisteme în vederea diagnosticării stării acestora, pe cât posibil la fiecare moment de timp. Prin urmare, aici trebuie rezolvate două aspecte importante, și anume detecția existenței pierderilor în sistemul conductei și localizarea acestor pierderi.

În practică s-au dezvoltat mai multe metode pentru rezolvarea acestor probleme. Majoritatea tehnicilor utilizate se bazează pe monitorizarea variabilelor de stare (presiunea, debitul și temperatura), măsurate în diferite puncte ale conductei. Cea mai simplă metodă de acest tip se bazează legea conservării masei de fluid la intrarea și la ieșirea porțiunii de conductă monitorizate. O altă metodă din aceeași categorie, utilizează modelarea matematică a conductei. Prin această tehnică starea sistemului este calculată în orice punct, și la orice moment de timp, și comparată cu datele măsurate. Diferențele dintre aceste valori pot detecta eventualele pierderi prin fisuri. Aceste metode se pretează în special pentru detecția fisurilor de dimensiuni mari, care determină modificări semnificative în valorile presiunii și debitului.

O altă clasă de metode utilizate din ce în ce mai frecvent în ultimul timp, sunt metodele acustice. Aceste metode extrag informația referitoare la starea conductei din analiza semnalelor aleatoare datorate vibrațiilor produse de fluid la trecerea sa prin sistem. În principiu, aceste metode sunt cele mai rapide, putând detecta fisuri de dimensiuni foarte mici. Totuși, din cauza raportului semnal zgomot redus, aceste metode nu se pot folosi pentru rețele de dimensiuni mari, necesitând o distanță mai mică între senzori (de ordinul sutelor de metri).

Alte metode se bazează pe inspecția traseelor conductelor, din avion, satelit, sau prin deplasare pe teren, folosind metode bazate pe termografie, *GPR* (Ground Penetrating Radar), tehnica trasorului de gaz (tracer-gas), etc., dar utilizarea lor este limitată.

Până acum nu s-a găsit o metodă unică eficientă pentru detecție și localizare. În practică se utilizează metode combinate care implică atât măsurarea variabilelor de stare cât și metode acustice.

Scopul acestei lucrări este continuarea cercetărilor în acest domeniu, în vederea identificării unor tehnici eficiente pentru detecția și localizarea pierderilor prin conducte.

Câteva dintre obiectivele vizate sunt legate de modelarea sistemului fizic al conductei, modelarea semnalelor recepționate, detecția pierderilor și procesarea datelor reale în vederea localizării cu o precizie mai bună.

Pentru atingerea acestor obiective s-a utilizat un model de simulare, realizat cu ajutorul mediului de programare *Matlab*[®], *Simulink*[®] și a componentei *Simscape*[™]. De asemenea, s-a utilizat și un model experimental de dimensiuni relativ reduse (comparabil cu perimetrul unei încăperi de laborator), pentru achiziționarea unor semnale în condiții reale.

Studiile realizate au implicat atât metoda pasivă, prin care s-au procesat datele recepționate simultan în două puncte ale instalației experimentale, cât și metoda activă, prin care s-au utilizat semnale externe de excitație și s-a analizat răspunsul obținut într-un punct al sistemului.

Această lucrare se referă în capitolul 2 la modelarea sistemului fizic al conductei, ca unealtă extrem de utilă pentru înțelegerea fenomenelor complexe care pot să apară într-o instalație de acest gen, și găsirea unor soluții optime. Sistemul studiat este abordat prin analogie cu o linie de transmisiuni. Utilizând acest model, se deduc câteva metode de detecție și localizare a fisurilor atât în regim staționar cât și în regim dinamic.

De asemenea, în ultima parte a capitolului 2 și în capitolele 3,4 și 5, studiul se axează pe metode acustice. Pentru generarea unor semnale de test cât mai asemănătoare cu cele achiziționate în condiții reale, se realizează o modelare a datelor recepționate, vizându-se atât componenta nestaționară (paragraful 2.6) cât și componenta zgomotului "corelat", ce caracterizează aceste date (capitolul 5).

În capitolul 3 se propune o metodă simplă de detecție, bazată pe utilizarea parametrilor autoregresivi (AR) de ordinul al doilea al datelor. Această metodă indică un caracter robust în condiții de zgomot nestaționar.

Capitolul 4 propune un algoritm de pre-procesare a datelor în vederea aducerii acestora la o formă pentru care algoritmi clasici pot fi ușor de aplicat. Tehnica propusă combină metoda descompunerii *wavelet* cu un algoritm de segmentare, bazat pe detecția și evitarea porțiunilor abrupte din secvențele recepționate. Datele rezultate în urma acestor operații sunt apoi filtrate în scopul obținerii unui spectru de putere cât mai uniform (albire).

Capitolul 5 analizează cazul zgomotului de fond corelat, inerent instalațiilor de dimensiuni reduse. Se propune un algoritm de localizare bazat pe prelucrarea informației de fază, direct în forma sa înfășurată (*wrapped*), așa cum rezultă din aplicarea funcției *arctangentă*, fără a mai apela la algoritmul de "despachetare" (*unwrapping*), care poate introduce erori suplimentare. Metoda propusă se bazează pe observația că la un raport semnal zgomot mare, secvența de fază are forma unui semnal dinte de ferăstrău. Atât rezultatele de simulare cât și cele experimentale indică un comportament robust al algoritmului propus în medii cu zgomot corelat, menținând totodată și un volum de calcul redus, premise importante în vederea implementării în timp real.

Capitolul 6 este destinat concluziilor generale și este un rezumat al contribuțiilor personale.

Anexa 1 conține abrevierile și simbolurile principale utilizate. În Anexa 2 se face o prezentare sintetică (de către autor, în urma parcurgerii mai multor materiale) a ecuațiilor care descriu modelul fizic al curgerii printr-o conductă, pornind de la legea conservării masei și momentului (având în vedere că proveniența acestor ecuații nu este foarte clar explicitată în literatura de specialitate). Anexa 3 este rezervată prezentării sintetice a principalelor metode numerice utilizate în practică pentru rezolvarea ecuațiilor neliniare, cu derivate parțiale, care descriu matematic sistemul: metoda caracteristicilor și metoda de predicție-corecție (*Mac-Cormack*). Anexa 4 conține detalii privind instalația experimentală și a modelului de simulare utilizat. În final, Anexa 5 face o trecere în

revistă a principalilor algoritmi de estimare spectrală, unealta primară pentru prelucrarea semnalelor. Se evidențiază teorema descompunerii Wold, cu aplicații importante în interpretarea spectrelor de putere a datelor reale și în implementarea unor algoritmi de estimare a pseudo-spectrelor de putere.

1.2. Comentarea realizărilor cunoscute

Principalele cerințe ale unui sistem performant de detecție și localizare a pierderilor prin conductele de transport, se referă la rapiditatea cu care sunt depistate și localizate defectele, robustețea la perturbațiile tranzitorii, inevitabile în lumea reală, și capacitatea de supraveghere de la distanță, pe cât posibil fără intervenția operatorului uman. De asemenea, un alt obiectiv este și menținerea unui cost minim al echipamentului de monitorizare.

Prima mare clasă de metode utilizate în detecția și localizarea pierderilor din conducte, are la bază monitorizarea variabilelor procesului: presiunea, debitul și uneori temperatura.

Cea mai simplă metodă este bazată pe conservarea debitului ("line volume balance method") [Fan], prin care se compară valorile măsurate la intrarea și la ieșirea din zona testată. Aceste măsurători se fac de obicei pe termen scurt, pentru a detecta posibile fisuri de dimensiuni mari, și pe termen lung (24 ore), pentru pierderile mai mici. Cu această metodă nu se pot localiza fisurile, ci se poate doar detecta prezența acestora. De asemenea, o mare parte din măsurători se fac off-line, prin izolarea zonei monitorizate, sau în timpul nopții când consumul este redus. Prin urmare, această metodă este adecvată pentru detecția pierderilor de volum mare, și în general implică un interval mare de timp din momentul apariției fisurii până la localizarea acesteia.

O altă metodă mai complexă folosită în practică, numită metoda deviației („deviation method”), se bazează pe modelarea matematică a conductei, folosind ecuațiile de conservare a masei, momentului și energiei [Ham], [Emr], [Rou], [Fre], [Wah], [Ver1], [Ver2]. Această metodă necesită măsurarea variabilelor procesului (presiunea, debitul, etc.) la intrarea, ieșirea și uneori în mai multe puncte intermediare ale conductei. De multe ori este necesară și măsurarea densității fluidului și a factorului de frecare cu pereții conductei. Măsurătorile se fac la intervale de timp de ordinul a câteva minute. Datele măsurate sunt transmise la un sistem SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition) și comparate cu valorile precise prin calcul. Pentru rezolvarea ecuațiilor cu derivate parțiale se folosesc metode numerice. Cele mai utilizate, metoda caracteristicilor și metoda de predicție-corecție sunt descrise în Anexa 2. Prin aceste metode se divizează sistemul conductei în segmente de lungimi egale (Fig.A 3.1) și totodată și intervalul de timp de observare în intervale de durată egală. Calculele se fac din aproape în aproape, ținând cont de valorile anterioare. De asemenea, în calcule trebuie să se țină seama și de faptul că în practică datele conțin incertitudini, care produc alarme false, anunțând detecția unei fisuri, când de fapt aceasta nu există. Pentru o conductă în funcțiune, coeficientul de frecare dintre fluid și pereții conductei variază atât în timp, cât și în spațiu depinzând foarte mult de condițiile locale. Alte surse de incertitudine provin de la erorile introduse de instrumentele de măsură, fenomenul de turbulență, variația densității fluidului, sau modificări apărute ca urmare a operațiilor care au loc în sistemul conductei, produse de închiderea/deschiderea unei valve, intrarea în funcțiune a unei pompe, etc. Prin urmare, aceste metode necesită un volum mare de calcul și deci echipamente de calcul ultraperformante. De asemenea, sunt

necesare și un număr mare de instrumente de observare a variabilelor procesului. Aceste caracteristici implică un cost ridicat pentru implementarea metodei, care se justifică doar pentru sistemele de transport a fluidelor de mare risc. De asemenea, aceste metode se pretează a fi utilizate pentru conducte care se întind pe distanțe mari, de ordinul kilometrilor, din cauza timpului de eșantionare redus.

Alte metode, raportate în literatură [Wng] se bazează pe detecția unor schimbări în gradientul de presiune la intrarea și la ieșirea conductei, necesitând patru instrumente de măsură a presiunii, câte două montate la fiecare capăt al conductei. Metoda propusă este însă nerealizabilă pentru conducte care se întind pe distanțe mari, din cauza faptului că necesită o frecvență de eșantionare mult prea mare în comparație cu posibilitățile sistemului, unde sincronizarea între stațiile de transmisie a datelor este critică.

În ultimul timp, metodele acustice au înregistrat un interes tot mai crescut [Fan],[Hun1],[Hun3],[Hun4],[Shi],[Wan],[Wat],[Wen]. Acestea sunt nedistructive, și se bazează pe analiza zgomotului produs de fluid la trecerea sa prin sistemul conductei. Echipamentele de detecție utilizate aici includ dispozitive de ascultare (listening rods), microfoane de pământ, aquafoane, accelerometre, hidrofoane, etc., care sunt sensibile la zgomotul și vibrațiile produse de fluid. Primele trei tipuri sunt folosite în special în rețelele de distribuție a apei, de către un personal calificat, care se deplasează pe teren, ascultând în diferite puncte de acces, pentru a pune un diagnostic. Principiul acestei metode se bazează pe faptul că zgomotul generat de o fisură este caracterizat de frecvențe mai mari decât cel existent în absența fisurii. Acest lucru este valabil însă în cazul conductelor metalice, pentru care frecvența semnalului generat este în domeniul care poate fi perceput de urechea umană. Pentru conductele din material plastic, acest lucru nu mai este valabil [Hun4]. De asemenea, la această metodă gradul de intervenție operatorului uman este mare, lucru care se dorește a fi evitat.

Cea mai utilizată dintre metodele acustice este bazată pe estimarea diferenței de timp de întârziere (*TDOA*, Time Difference of Arrival) la care semnalul produs de fisură ajunge în două puncte de achiziție diferite amplasate pe conductă. Acest principiu este ilustrat în fig.1.1. Cunoscând viteza de propagare de-a lungul conductei, *c* și distanța l_{12} dintre senzori, se poate determina distanța până la fisură, rezolvând următorul sistem simplu de ecuații:

$$\begin{cases} l_2 - l_1 = D \cdot c \\ l_1 + l_2 = l_{12} \end{cases} \quad (1.1)$$

unde *D* este întârzierea de timp cu care semnalul produs de fisură este recepționat la cei doi senzori.

Așadar, problema localizării se rezumă la problema estimării întârzierii de timp *D*. Literatura care tratează acest subiect este foarte vastă, având numeroase aplicații în domeniul militar, radar, sonar, medicină, sau pentru orice sistem proiectat pentru a fi capabil să efectueze o diagnoză bazată pe prelucrarea semnalelor provenite de la o sursă comună și captate de doi sau mai mulți senzori separați în spațiu [Knp],[Car2],[IEE],[Pie],[Chn1],[Chn2],[Zhe]. Termenul de "estimare a timpilor de propagare" cunoaște în literatura de specialitate câteva denumiri consacrate printre care cele mai frecvente sunt "Time Delay Estimation" (*TDE*) și "Time Difference of Arrival" (*TDOA*).

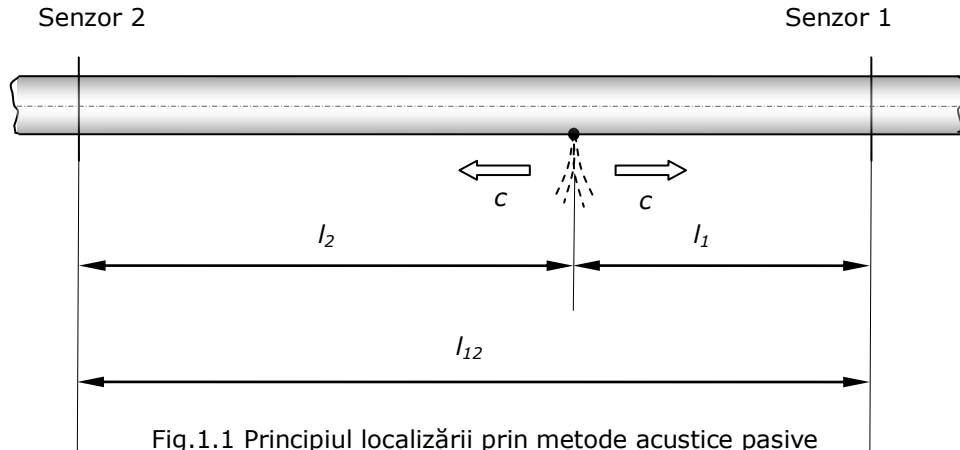


Fig.1.1 Principiul localizării prin metode acustice pasive

Problema fizică fundamentală de estimare a întârzierii poate fi descrisă prin următorul model matematic:

$$\begin{cases} r_1(t) = s(t) + n_1(t) \\ r_2(t) = a \cdot s(t - D) + n_2(t) \end{cases} \quad (1.2)$$

unde $r_1(t)$, $r_2(t)$ reprezintă semnalele recepționate de senzori, $s(t)$ este semnalul provenit de la sursă, a este atenuarea mediului de propagare, $n_1(t)$, $n_2(t)$ sunt zgomotele aditive perturbatoare, captate simultan cu semnalul util, iar D reprezintă întârzierea ce trebuie estimată. Conform acestui model, sursa primară s emite energie acustică prin intermediul undelor care se propagă spre doi sau mai mulți receptori, situați în același plan cu sursa. În cazul general, sursa nu trebuie să fie neapărat acustică, ci poate fi orice sursă emițătoare de unde care se propagă. Distanța dintre fronturile de undă care ajung la doi receptori adiacenți este egală cu viteza de propagare c în mediul respectiv, înmulțită cu întârzierea de timp D . În fig. 1.2a este ilustrată problema fizică în două dimensiuni care necesită estimarea timpului de întârziere [IE], iar în fig.1.2b este ilustrat cazul particular când sursa este coliniară cu rețeaua de receptori, și în afara segmentului mărginit de aceștia (sursă de tip "End fire"). Se observă că acest caz corespunde timpului de întârziere maxim, dat de distanța dintre senzori. Cunoașterea *a priori* a acestui timp de întârziere reprezintă o informație extrem de utilă, ce poate fi utilizată în algoritmul de estimare, obținând prin aceasta rezultate de estimare mai bune decât dacă nu s-ar dispune de această informație.

Din cele discutate mai sus, se observă că estimarea întârzierii de timp pentru problema conductei, este un caz particular unidimensional al problemei generale descrisă de ecuațiile (1.2). Aici, se poate presupune că sursa primară se află întotdeauna pe porțiunea situată între cei doi senzori. Această presupunere este rezonabilă, deoarece în practică, senzorii plasați în puncte de acces ale conductei (valve, guri de acces, hidrante, etc) vor monitoriza segmentul de instalație cuprins între aceștia [Hun1]. Întârzierea D va lua atât valori pozitive cât și negative, cuprinse în intervalul $[-D_1, D_1]$, unde D_1 este întârzierea maximă, corespunzătoare sursei "End fire", care în cazul de față este dată practic zgomotul produs de fluxul principal al

conductivei. Evident, atunci când fisura se află la mijlocul distanței dintre cei doi senzori, întârzierea produsă va fi nulă.

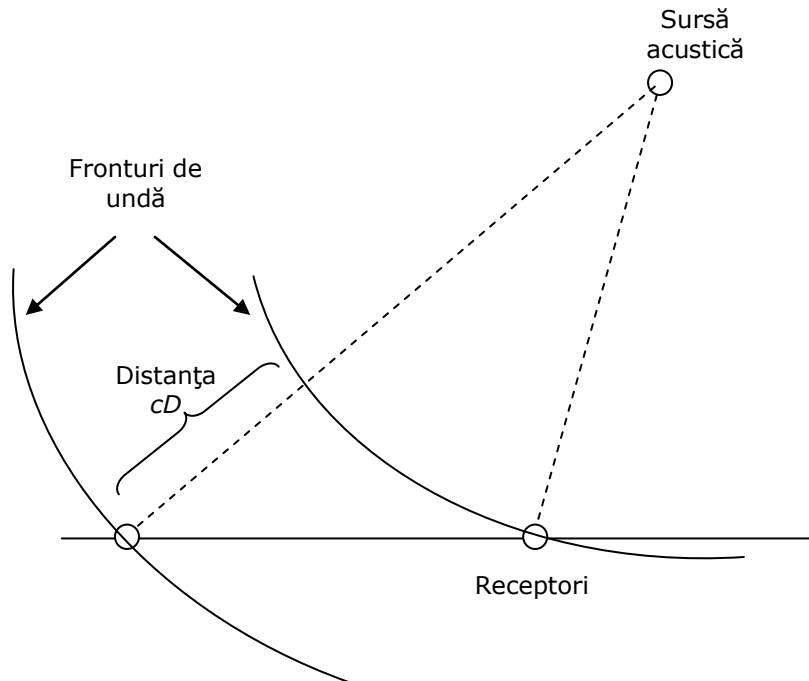


Fig.1.2a Întârzierea asociată cu fronturile unei unde emise de o sursă acustică

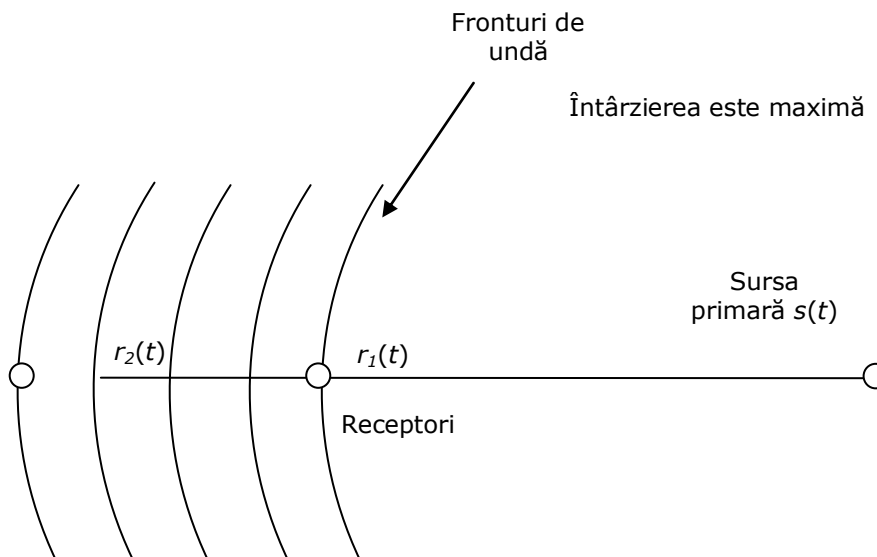


Fig.1.2b Sursă de tip "End fire"

Majoritatea tehnicilor utilizate în practică pentru estimarea întârzierii de timp, presupun că semnalele din modelul matematic descris de ecuațiile (1.2) au caracteristici ideale **[Dan 6]**. Se consideră așadar, că zgomotele perturbatoare $n_1(t)$, $n_2(t)$ sunt necorelate între ele și totodată necorelate cu sursa primară $s(t)$. De asemenea, se presupune că aceste semnale sunt procese aleatoare staționare, de tip zgomot alb, gaussian, iar timpul de observare este mare în comparație cu întârzierea D . Atunci când aceste presupuneri nu se respectă, problema devine mai complicată.

O metodă tipică pentru estimarea întârzierii, constă în determinarea funcției de intercorelație dintre datele recepționate, conform relației:

$$R_{12}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T r_1(t) \cdot r_2(t + \tau) dt \quad (1.3)$$

unde $R_{12}(\tau)$ reprezintă funcția de intercorelație, iar T timpul de observare. Întârzierea estimată va fi argumentul funcției de intercorelație pentru care amplitudinea acesteia este maximă. Acest principiu este ilustrat în fig.1.3.

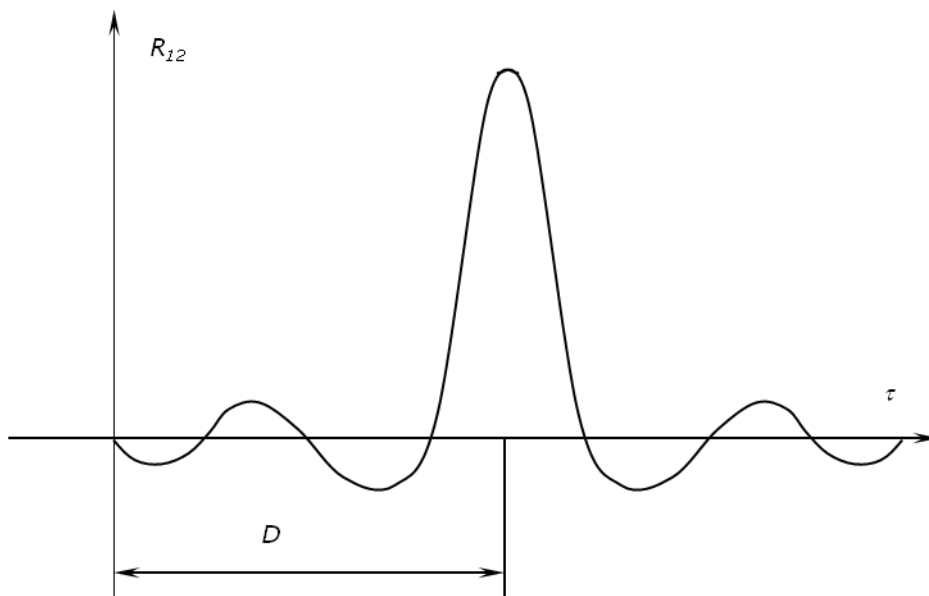


Fig.1.3 Principiul estimării întârzierii de timp

În practică, la estimarea întârzierii D apar erori din cauza faptului că în general, semnalele recepționate sunt caracterizate printr-un raport semnal zgomot redus. În literatură s-au dezvoltat diverși algoritmi pentru extragerea informației referitoare la întârzierea de timp, în condițiile unui raport semnal zgomot redus. Una dintre cele mai utilizate metode este cea a corelatorului generalizat [Knp], prezentată pe scurt în paragraful 4.1, bazată pe estimarea spectrală a datelor recepționate. Alte metode sunt cele parametrice [Chn1] și varianta adaptivă LMSTDE (Least Mean Square Time Delay Estimation) [IEE], **[Dan11]**.

Toate aceste metode se bazează însă pe ipoteza că semnalele recepționate sunt ideale, lucru care nu se întâmplă și în realitate. În primul rând, experiența arată că datele achiziționate în instalațiile de transport se dovedesc a fi puternic nestaționare. Acest lucru se poate datora unor factori interni cum ar fi variațiile bruște ale debitului sau presiunii (cazul curgerii turbulente) cât și unor factori externi ca traficul urban, vocea umană, sau orice zgomot nestaționar care este prezent în mediul respectiv, în momentul achiziției. În al doilea rând, îndeosebi în cazul instalațiilor de dimensiuni reduse, din cauza apropierii dintre senzori, zgomotul de fond nu mai este independent, ci corelat. Acest zgomot este generat în mare parte de fluxul principal al conductei. De asemenea, se neglijează fenomenul propagării multiple (*multipath*), care poate să apară ca urmare a reflexiilor din sistem. Un alt aspect poate fi legat de mediul de propagare a undelor provenite de la sursă. În cazul în care acesta este neliniar, problema estimării întârzierii se complică iar interpretarea rezultatelor poate fi eronată [Car1],[Car2].

Până acum, aceste aspecte au fost în mare parte ignorate. Aloritmii utilizați pentru localizarea fisurilor raportați în literatură implementează în principal funcția de intercorelație, aplicată direct sau după ce semnalele recepționate au fost în prealabil filtrate pentru a se elimina rezonanța conductei și brumul de rețea [Hun1]. De asemenea, în multe lucrări se estimează spectrul de putere și funcția de coerență [Fan],[Hun1],[Hun3],[Wan]. Se propune uneori și utilizarea metodei adaptive *LMSTDE* [Wen]. Totuși, caracterul nestaționar al datelor poate conduce la neconvergența algoritmului adaptiv.

1.3. Concluzii

Detecția și localizarea într-un timp cât mai scurt a pierderilor din conducte reprezintă un obiectiv de o deosebită importanță economică în sistemele de transport a fluidelor.

În practică se utilizează două clase principale de metode. Prima se bazează pe monitorizarea variabilelor procesului: presiunea, debitul și uneori temperatura, măsurate periodic, în diferite puncte ale instalației. Cea de a doua, apărută mai recent, se bazează pe analiza zgomotului produs de fluid la tranzitarea conductei.

Până în prezent, nu s-a găsit o metodă universală care să rezolve în mod eficient problema detecției și localizării. Din cauza complexității sistemului fizic, și a faptului că acesta operează inevitabil în condiții tranzitorii, este necesară implementarea mai multor sisteme de detecție și localizare la cele mai importante conducte. De asemenea, în funcție de aplicația concretă, se poate alege metoda cea mai potrivită pentru un sistem dat.

Metodele din prima categorie se recomandă a fi folosite mai ales pe distanțe mari, deoarece pe aceste distanțe frecvența de eșantionare trebuie menținută la o valoare scăzută, din cauza problemelor de sincronizare dintre stațiile de transmisie a datelor. De obicei, aceste metode necesită un volum foarte mare de calcul, și multe instrumente de observare a variabilelor de proces. De asemenea, algoritmii de calcul trebuie să țină seama și de incertitudinile sistemului, care depind de coeficientul de frecare, condițiile de graniță, etc. Aceste metode sunt în general costisitoare și se pretează la monitorizarea conductelor care transportă fluide de mare risc. Cele mai simple metode din această clasă, se bazează pe detectarea unor schimbări ale presiunii și debitului măsurate la intrarea și la ieșirea sistemului. În general, aceste metode realizează doar detecția, dar nu rezolvă și problema localizării. Ele se

folosesc de regulă la detectarea fisurilor de dimensiuni mari, care produc variații semnificative în valorile măsurate.

Cea de-a doua clasă de metode, se remarcă prin faptul că sunt nedistructive, necesită un timp de calcul redus, pot detecta fisuri mici, sunt mai puțin costisitoare și în general nu implică intervenția operatorului uman. Totuși, din cauza raportului semnal zgomot redus, având în vedere că în majoritatea cazurilor conductele sunt îngropate în pământ, aceste metode sunt eficiente pe distanțe mai scurte.

În lucrarea de față se realizează o continuare a studiilor în acest domeniu în scopul identificării unor metode eficiente pentru detecția și localizarea pierderilor prin conducte.

* Observație: Bibliografia citată cu caractere îngroșate (*bold*) reprezintă lucrări ale autorului.

2. CONTRIBUȚII LA MODELAREA SISTEMULUI DE TRANSPORT AL FLUIDELOR

Rezumat

Modelarea sistemului fizic al conductei reprezintă o unealtă extrem de utilă în înțelegerea fenomenelor care au loc și în găsirea unor soluții optime pentru detecția și localizarea fisurilor. În acest caz, modelul matematic este descris de un sistem neliniar de ecuații cu derivate parțiale. Rezolvarea acestor ecuații implică un volum foarte mare de calcul. În practică, se impune necesitatea găsirii unor posibilități de simulare rapidă, ca bază pentru monitorizarea în timp real a sistemului.

În acest capitol se realizează o abordare a sistemului conductă prin analogie cu o linie de transmisiuni, având ca obiectiv principal studiul propagării undelor în sistem. Studiul de caz realizat aplică elementele teoretice specifice liniilor de transmisiuni, la sistemul conductei și include: cazul conductei infinite (adaptate la ieșire) fără pierderi, cazul conductei infinite cu pierderi și cazul conductei de lungime finită (neadaptată) fără pierderi.

Se deduc expresiile coeficientului de reflexie și a raportului de undă staționară, pentru conducta fără pierderi și se observă că acestea sunt similare cu cele corespunzătoare liniilor de transmisiuni. **Se deduc câteva metode de detecție și localizare a fisurilor** pornind de la studii realizate pentru acest model atât în regim staționar cât și în regim dinamic.

Pentru testarea rezultatelor, se utilizează un **model experimental** realizat în laborator și un **model echivalent de simulare**, realizat cu mediul de programare *Matlab*[®]/*Simulink*[®]/*Simscape*[™].

În general, se obține o bună concordanță între rezultatele de simulare și cele teoretice. În ceea ce privește măsurătorile experimentale efectuate în regim activ, ele constituie o bază de pornire pentru efectuarea de investigații suplimentare în viitor.

De asemenea, în acest capitol se propune și **o modelare a semnalelor recepționate**. Acestea, pe lângă componenta de zgomot aditiv, sunt afectate și de interferențe de tip nestaționar, care produc deviații de la forma gaussiană a distribuției semnalelor. Prin generarea unor semnale de test asemănătoare cu cele reale, se poate studia efectul acestor anomalii asupra performanțelor algoritmilor clasici.

2.1. Modelarea fizică a curgerii într-o conductă

Se consideră curgerea unui fluid într-o porțiune dreaptă a unei conducte cu aria secțiunii constantă, A . Se presupune o curgere unidimensională la temperatură constantă. De asemenea, curgerea se face la viteze pentru care *numărul lui Mach* este foarte mic ($v \ll c$). Anexa 1 conține un breviar al notațiilor folosite în acest studiu.

22 2. Contribuții la modelarea sistemului de transport al fluidelor

Se aplică legea conservării masei și legea conservării momentului. Se obțin următoarele ecuații cu derivate parțiale:

$$\begin{cases} \frac{\partial q}{\partial x} = -\frac{A}{\rho c^2} \frac{\partial p}{\partial t} \\ \frac{\partial q}{\partial t} + \frac{A}{\rho} \cdot \frac{\partial p}{\partial x} + f \frac{q|q|}{2DA} = 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

Deducerea lor este prezentată în Anexa 2. Etapele prin care s-a ajuns la aceste relații, pornind de la ecuațiile fizicii, fac parte dintr-un **studiu de sinteză efectuat de către autor**, în urma parcurgerii literaturii de specialitate [Brw], [Fey], [Fay],[Cis],[Emr]. În aceste ecuații mărimile de stare sunt *debitul* fluidului și *presiunea*. Ambele variază atât funcție de distanță cât și funcție de timp:

$$\begin{cases} q = q(x, t) \\ p = p(x, t) \end{cases} \quad (2.2)$$

Factorul de frecare f se presupune constant pe toată lungimea țevii. Scăderea de presiune din cauza frecării este dată de formula Darcy-Weisbach [Brw], Anexa 2.

$$\Delta p = f \frac{l}{D} \rho \frac{q|q|}{2A^2} \quad (2.3)$$

Ecuațiile (2.1) se mai întâlnesc și sub denumirea de ecuațiile șocului hidraulic (*water-hammer*). Ele descriu fenomenul tranzitoriu numit „lovitura de berbec”, care apare la închiderea/deschiderea bruscă a unor supape, acționarea unor pompe, etc., reprezentând o undă de presiune produsă de schimbarea rapidă a vitezei fluidului în sistemul de conducte. Această undă provoacă supracreșteri de presiune (mergând până la de cinci ori presiunea nominală), care la rândul lor pot provoca distugerea dispozitivelor de etanșare, a diafragmelor, manometrelor, debitmetrelor, etc. Acest fenomen apare mai ales la fluidele incompresibile, la care orice energie aplicată într-un punct se transmite practic instantaneu în tot sistemul. În practică se ține cont de posibilitatea apariției acestui fenomen atunci când se proiectează sistemul de conducte. Creșterea de presiune se poate estima cu ajutorul relației lui Jukowski [Fay], $\Delta p = \rho c \Delta v$, unde c este viteza undei de presiune iar Δv reprezintă variația vitezei fluidului.

Modelarea și apoi simularea regimului de lucru devine o unealtă deosebit de utilă în prevenirea apariției defectelor și deci în proiectarea, diagnoza și monitorizarea acestor sisteme.

Pe lângă ecuațiile șocului hidraulic (2.1), pentru determinarea mărimilor de stare presiunea și debitul în orice punct al conductei și la orice moment de timp, mai este necesară cunoașterea condițiilor de graniță (ex. presiunea sau debitul la capetele țevii în orice moment de timp). De asemenea, este necesară și cunoașterea condițiilor inițiale (presiunea sau debitul la momentul inițial, în orice punct al conductei). Pentru rezolvarea acestor ecuații se folosesc metode numerice. Două dintre acestea sunt prezentate în Anexa 3, în urma unui studiu de sinteză, efectuat de către autor prin consultarea literaturii de specialitate.

Una dintre cele mai utilizate este „metoda caracteristicilor” [Fay], [Emr], [Fre]. Prin această metodă ecuațiile cu derivate parțiale (2.1) se transformă în ecuații cu derivate totale:

$$\begin{cases} \pm \frac{1}{\rho c} \cdot \frac{dp}{dt} + \frac{1}{A} \frac{dq}{dt} + \frac{f|q|}{2DA^2} = 0 \\ \frac{dx}{dt} = \pm c \end{cases} \quad (2.4)$$

Deducerea relațiilor (2.4) și algoritmul de calcul iterativ sunt prezentate în Anexa 3.1.

O altă metodă numerică eficientă de rezolvare a ecuațiilor (2.1) este metoda de predicție-corecție care utilizează dezvoltarea în serie Taylor de ordinul al doilea și aproximarea derivatei spațiale [Emr]. Rezolvarea ecuațiilor se face în două etape: mai întâi se face predicția valorilor presiunii și debitului în nodul i la momentul de timp $t+1$ (Fig. A 3.1):

$$\bar{p}_i^{t+1} = p_i^t - \frac{\rho c^2 \Delta t}{A \Delta x} (q_{i+1}^t - q_i^t) \quad (2.5)$$

$$\bar{q}_i^{t+1} = q_i^t - \frac{A \Delta t}{\rho \Delta x} (p_{i+1}^t - p_i^t) - \frac{f \Delta t}{2AD} q_i^t |q_i^t| \quad (2.6)$$

unde mărimile prezise sunt barate. În a doua etapă se face corecția valorilor prezise conform ecuațiilor:

$$\begin{aligned} p_i^{t+1} &= p_i^t - \frac{\rho c^2 \Delta t}{2A \Delta x} \left[(q_{i+1}^t - q_i^t) + (\bar{q}_i^{t+1} - \bar{q}_{i-1}^{t+1}) \right] \\ q_i^{t+1} &= q_i^t - \frac{A \Delta t}{2\rho \Delta x} \left[(p_{i+1}^t - p_i^t) + (\bar{p}_i^{t+1} - \bar{p}_{i-1}^{t+1}) \right] - \frac{f \Delta t}{4AD} (\bar{q}_i^{t+1} |q_i^{t+1}| + q_i^t |q_i^t|) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Anexa 3.2 prezintă demonstrarea acestor relații.

2.2. Modelarea conductei ca sistem cu parametri concentrați

Toate aceste metode necesită cunoașterea valorilor presiunii și debitului în orice nod i al conductei la momentul inițial. Acest lucru implică un număr considerabil de instrumente de măsură pentru monitorizarea stării sistemului. De asemenea, utilizarea acestor algoritmi implică un volum foarte mare de calcul, necesitând echipamente ultra performante în vederea simulării.

Uneori este deosebit de utilă folosirea unor modele mai simple ale conductei. Acest lucru duce la o mai mare flexibilitate în înțelegerea fenomenelor fizice complexe care au loc în sistemul studiat cum ar fi analiza fenomenelor tranzitorii. Găsirea unor soluții optime de detecție și localizare a defectelor este astfel ușurată.

Se propune abordarea sistemului conductă ca un sistem segmentat, în care fiecare segment este aproximat cu un subsistem cu parametri concentrați. Atunci când variația debitului Δq este mult mai mică decât valoarea debitului corespunzător punctului de funcționare Q_0 , putem scrie:

$$q = Q_0 + \Delta q \cong Q_0 \quad (2.8)$$

În această situație, ecuațiile (2.1) pot fi approximate cu două ecuații liniare cu derivate parțiale analoge cu ecuațiile telegrafistilor care modelază liniile de transmisiuni:

$$\begin{cases} \frac{\partial p}{\partial x} = -\frac{\rho}{A} \frac{\partial q}{\partial t} - \frac{f\rho Q_0}{2DA^2} q \\ \frac{\partial q}{\partial x} = -\frac{A}{\rho c^2} \frac{\partial p}{\partial t} \end{cases} \quad (2.9)$$

Pentru acest model, fiecare segment de lungime Δx poate fi descris de trei parametri asemănători cu rezistența (R), inductanța (L) și capacitatea (C) pe unitatea de lungime a liniilor de transmisiuni (Fig. 2.1, Tabelul 2.1):

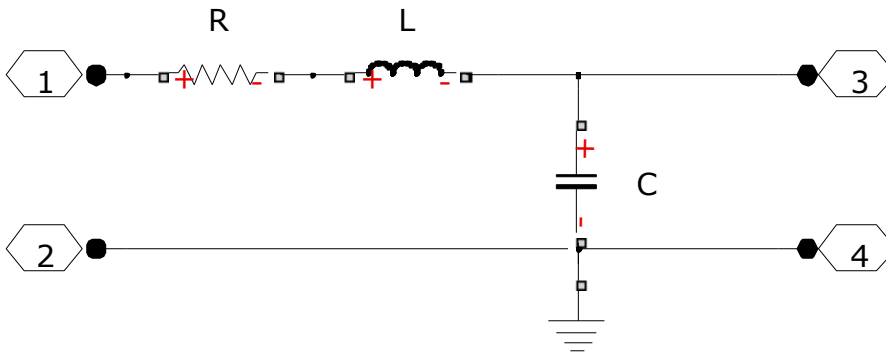


Fig. 2.1 Circuitul echivalent al unui segment de conductă de lungime Δx

Tabelul 2.1 Elementele circuitului echivalent

Abrevierea	Relații de calcul	Relații de circuit echivalente	Seminificația fizică
R	$\frac{f\rho}{2DA^2} Q_0$	$p = R\Delta x \cdot q$	Rezistența hidraulică pe unitatea de lungime
L	$\frac{\rho}{A}$	$p = L\Delta x \cdot \frac{dq}{dt}$	Inertanța fluidului pe unitatea de lungime
C	$\frac{A}{\rho c^2}$	$q = C\Delta x \cdot \frac{dp}{dt}$	Complianța, capacitatea pe unitatea de lungime, presupunând conducta având pereții rigizi

Se pune problema găsirii numărului minim de segmente necesar realizării unui compromis între obținerea unei precizii bune a rezultatelor și volumul de calcul. Se poate considera că modelele cu parametri concentrați se pot folosi cu o suficientă precizie atunci când lungimea segmentului d este mult mai mică decât lungimea de undă λ . O regulă tipică este să se presupună $d < \frac{\lambda}{10}$ [Can]. Prin urmare,

$\frac{l}{nseg} < \frac{\lambda}{10}$, unde $nseg$ este numărul de segmente necesar pentru modelarea conductei, iar l lungimea totală a țevii. Așadar, numărul de segmente necesar modelării se poate determina cu următoarea relație:

$$nseg > 10 \frac{l}{\lambda_{min}} \quad (2.10)$$

Eliminând variabila q între cele două ecuații (2.9) obținem o ecuație de tip hiperbolic, similară cu ecuația telegrafistilor:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} = \frac{1}{c^2} \cdot \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} + \frac{fQ_0}{2DAc^2} \frac{\partial p}{\partial t}$$

Se deduce faptul că teoria dezvoltată în cadrul liniilor de transmisiuni poate fi aplicată și în cazul sistemului conductei.

Aplicând transformata Laplace ecuațiilor (2.9) rezultă două noi funcții $P(x,s)$ și $Q(x,s)$ care depind acum de distanța x și de variabila complexă s :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dx} = -(Ls + R) \cdot Q(s) \\ \frac{dQ}{dx} = -Cs \cdot P(s) \end{cases} \quad (2.11)$$

unde R , L și C au semnificația din Tabelul 2.1. Derivând aceste ecuații în raport cu variabila x și înlocuind $\frac{dP}{dx}$ respectiv $\frac{dQ}{dx}$ conform relațiilor (2.11), rezultă:

$$\begin{cases} \frac{d^2 P}{dx^2} - \gamma^2 P = 0 \\ \frac{d^2 Q}{dx^2} - \gamma^2 Q = 0 \end{cases} \quad (2.12)$$

unde γ reprezintă constanta de propagare:

$$\gamma = \sqrt{Cs(Ls + R)} = \alpha + j\beta \quad (2.13)$$

Partea reală a constantei de propagare notată cu α reprezintă constanta de atenuare iar partea imaginară β este constanta de fază. Relația dintre aceasta și lungimea de undă este:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{c} \quad (2.14)$$

Soluțiile ecuațiilor diferențiale (2.12) sunt de forma [Pol]:

$$\begin{cases} P(s) = Ae^{\gamma x} + Be^{-\gamma x} \\ Q(s) = \sqrt{\frac{Cs}{Ls + R}} (-Ae^{\gamma x} + Be^{-\gamma x}) \end{cases} \quad (2.15)$$

Constantele A și B se determină din condițiile de graniță la $x=0$ și $x=l$. Definind impedanța caracteristică Z_0

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Ls + R}{Cs}} = \frac{\rho c}{A} \sqrt{\frac{s + \frac{fQ_0}{2DA}}{s}} \quad (2.16)$$

se obține:

$$\begin{cases} P_0(s) = A + B \\ P_l(s) = Ae^{\gamma l} + Be^{-\gamma l} \\ Q_l(s) = Z_0 (-Ae^{\gamma l} + Be^{-\gamma l}) \end{cases} \quad (2.17)$$

unde indicele 0 sau l în dreptul funcției complexe presiune sau debit denotă valorile acestor funcții la $x=0$, respectiv $x=l$. De asemenea, definim impedanța de intrare și respectiv impedanța de intrare normalată la distanța x :

$$Z_{in}(x) = \frac{P_x(s)}{Q_x(s)}; \quad \bar{Z}_{in}(x) = \frac{Z_{in}(x)}{Z_0} \quad (2.18)$$

Cu aceste notații coeficienții A și B pot fi determinați din următoarele relații:

$$\begin{cases} A = P_0(s) \cdot \frac{[\bar{Z}_{in}(l) - 1] \cdot e^{-\gamma l}}{2 \cdot [\bar{Z}_{in}(l) \operatorname{ch} \gamma l + s h \gamma l]} \\ B = P_0(s) \cdot \frac{[\bar{Z}_{in}(l) + 1] \cdot e^{\gamma l}}{2 \cdot [\bar{Z}_{in}(l) \operatorname{ch} \gamma l + s h \gamma l]} \end{cases} \quad (2.19)$$

În final se obțin expresiile în domeniul frecvență a funcțiilor complexe presiune și debit în orice punct x :

$$\begin{cases} P(s) = P_0(s) \frac{\bar{Z}_{in}(l) \cdot \operatorname{ch} \gamma(l-x) + s h \gamma(l-x)}{\bar{Z}_{in}(l) \cdot \operatorname{ch} \gamma l + s h \gamma l} \\ Q(s) = \frac{P_0(s)}{Z_0} \cdot \frac{\bar{Z}_{in}(l) \cdot s h \gamma(l-x) + \operatorname{ch} \gamma(l-x)}{\bar{Z}_{in}(l) \cdot \operatorname{ch} \gamma l + s h \gamma l} \end{cases} \quad (2.20)$$

Trecerea acestor expresii în domeniul timp prezintă în general un grad înalt de complexitate. În cele ce urmează, vom efectua un studiu de caz pentru a trata câteva situații particulare care prezintă relevanță pentru acest subiect.

Mai întâi se deduce expresia impedanței de sarcină Z_l pentru sistemul fizic reprezentat de conductă. Relația dintre presiune și debit la graniță depinde de echipamentul care este instalat acolo. Deseori, la capătul din aval al țevii este instalată o valvă cu ieșire în atmosferă. Presiunea în acest punct este dată de presiunea hidrodinamică [Cis]:

$$p_l = \frac{\rho v_l^2}{2} \quad (2.21)$$

unde

$$v_l = \frac{q_l}{A} \quad (2.22)$$

este viteza fluidului în punctul de graniță $x=l$. În practică, pe lângă pierderile prin frecare (majore) date de relația Darcy-Wesibach (2.3), la îmbinări, discontinuități, etc., apar și pierderi minore. Acestea sunt descrise de coeficientul pierderilor minore K , ce se poate găsi în tabele în literatura de specialitate [Fay]. Prin urmare, înlocuind (2.22) în (2.21) se obține relația dintre presiune și debit la ieșirea din conductă:

$$p_l = K \frac{\rho q_l^2}{2A^2} \quad (2.23)$$

Dacă se variază deschiderea valvei de ieșire, relația de mai sus devine:

$$p_l = K \frac{\rho q_l^2}{2A^2 Y^2} \quad (2.24)$$

unde Y reprezintă procentul din aria orificiului de la ieșire care rămâne deschis (100% însemnând deschidere maximă). Efectuând o linearizare a debitului similară

cu relația (2.8), se obține expresia aproximativă a impedanței de sarcină pentru sistemul fizic considerat:

$$Z_I = Z_{in}(l) \cong K \frac{\rho Q_I}{2A^2 Y^2} \quad (2.25)$$

unde Q_I este debitul în punctul de funcționare la distanța $x=l$. În cazul în care nu există fisuri, ramificații, etc., atunci $Q_I=Q_0$.

Se observă că atunci când deschiderea valvei de la ieșire este minimă, impedanța tinde către infinit, caz asemănător cu o linie de transmisiuni cu ieșirea în gol.

Pe de altă parte, atunci când deschiderea este maximă impedanța scade foarte mult. Comparația trebuie făcută cu impedanța caracteristică, Z_0 . În relația (2.16) termenul liber de la numărător poate fi neglijat la frecvența de lucru. Se obține forma simplificată cunoscută a impedanței caracteristice:

$$Z_0 \cong \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\rho c}{A} \quad (2.26)$$

Așadar,

$$\begin{aligned} \bar{Z}_I^d = \frac{Z_I}{Z_0} &\cong K \frac{\rho Q_I}{2A^2 Y^2} \cdot \frac{A}{\rho c} = K \frac{Q_I}{2AY^2 c} = \\ &= K \frac{v_I A}{2AY^2 c} = \frac{K}{2Y^2} \cdot \frac{v_I}{c} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Termenul $m = \frac{v_I}{c}$ care arată raportul dintre viteza fluidului și viteza de propagare a undei, este cunoscut în literatură sub numele de *numărul lui Mach*. Acest număr este de regulă foarte mic în aplicațiile de acest tip.

Într-adevăr, dacă de exemplu se consideră o țevă cu diametru de 2.54 cm (un țol) prin care curge apă rece (cu densitatea $\rho=998.2071 \text{ kg/m}^3$). Debitul maxim la ieșirea din această țevă este de $Q_I=33.75 \text{ l/min}$, echivalent în SI cu $Q_I=5.625 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3/\text{s}$. Viteza de curgere a apei la ieșire este: $v_I = \frac{4Q_I}{\pi D^2} \cong 1.11 \text{ m/s}$.

Dacă se consideră modulul de elasticitate compus (al ansamblului fluid și țevă) egal practic cu modulul de elasticitate al fluidului $E \cong E_f = 2.15 \cdot 10^9 \text{ Pa}$, viteza de propagare a undei va fi cu cel puțin trei ordine de mărime mai mare:

$$c = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \cong 1467.6 \text{ m/s} \quad (2.28)$$

Coefficientul pierderilor minore prin orificiul de ieșire atunci când deschiderea este maximă ($Y=100\%$) este 10 (cazul cel mai defavorabil). Înlocuind aceste valori în relația (2.27) se obține $\bar{Z}_I \cong 5m = 3.78 \cdot 10^{-3}$.

Așadar, atunci când la capătul din aval al conductei există deschidere maximă, impedanța de ieșire este mult mai mică în comparație cu impedanța caracteristică. Această situație poate fi asemănată cu o linie de transmisiuni cu ieșirea în scurtcircuit.

Trebuie menționat faptul că orice discontinuitate în sistemul conductei poate produce reflexii ale undei care se vor propaga prin acest sistem. Aceste discontinuități pot consta în modificări ale ariei secțiunii, ramificații, scurgeri prin

fisuri, modificări ale proprietăților elastice ale conductei (cum ar fi conectarea a două țevi din materiale diferite), etc. Coeficientul de reflexie $\Gamma(x)$ se definește ca fiind raportul dintre unda reflectată și unda incidentă în punctul x . Simultan cu fenomenul reflexiei, are loc și transmisia frontului de undă. Coeficientul de transmisie $T(x)$ se definește ca fiind raportul dintre unda transmisă și unda incidentă în punctul x . Se poate dovedi ușor că $T(x) = 1 + \Gamma(x)$.

Ne propunem să deducem expresia acestor coeficienți pentru cazul unei discontinuități în aria secțiunii, apoi pentru cazul unei ramificații în sistemul conductei. Vom arăta că se obțin relații similare cu cele de la liniile de transmisiuni.

Presupunem pentru simplitate că pierderile sunt nule. În acest caz, din ecuațiile (2.4) exprimate în funcție de viteză rezultă imediat că:

$$dp = \pm \rho c dv \quad (2.29)$$

Presupunem mai întâi un front de undă care se propagă într-o conductă cu o discontinuitate în arie (Fig. 2.2). Presupunem că se produce o variație a presiunii și vitezei notată cu Δ_0 înainte de trecerea prin discontinuitate (segmentul 0) și cu Δ_1 după trecerea prin discontinuitate (segmentul 1). Așadar, înainte de discontinuitate se poate scrie:

$$\begin{cases} p_0 = P_0 + \Delta_0 p_0 \\ v_0 = V_0 + \Delta_0 v_0 \end{cases} \quad (2.30)$$

Aplicând legea conservării masei și legea conservării energiei (Bernoulli) rezultă:

$$\begin{cases} V_0 A_0 = V_1 A_1 \\ P_0 + \rho \frac{V_0^2}{2} = P_1 + \rho \frac{V_1^2}{2} \end{cases} \quad (2.31)$$

După trecerea prin discontinuitate, peste unda incidentă se va suprapune și unda reflectată, respectiv transmisă. Așadar, se poate scrie:

$$\begin{cases} \Delta_1 p_0 = \Gamma \cdot \Delta_0 p_0 \\ \Delta_1 v_0 = T \cdot \Delta_0 p_0 \end{cases} \quad (2.32)$$

Pe porțiunea 0 presiunea va fi înlocuită cu $P_0 + \Delta_0 p_0 + \Gamma \Delta_0 p_0$ iar viteza cu $V_0 + \Delta_0 v_0 + \Delta_1 v_0$, unde conform relației (2.29)

$$\Delta_1 v_0 = -\frac{\Delta_1 p_0}{\rho c_0} = -\Gamma \frac{\Delta_0 p_0}{\rho c_0} \quad (2.33)$$

Semnul minus indică faptul că unda reflectată se deplasează în sens opus unde incidente. Similar, pe porțiunea 1 presiunea va fi înlocuită cu $P_1 + T \Delta_0 p_0$ iar viteza cu $V_1 + \Delta_1 v_1$ unde

$$\Delta_1 v_1 = \frac{\Delta_1 p_1}{\rho c_1} = T \frac{\Delta_0 p_0}{\rho c_1} \quad (2.34)$$

Atunci, relațiile (2.31) devin:

$$\begin{cases} (v_0 + \Delta_1 v_0) A_0 = (v_1 + \Delta_1 v_1) A_1 \\ P_0 + \Delta_0 p_0 + \Gamma \Delta_0 p_0 + \rho \frac{(v_0 + \Delta_0 v_0 + \Delta_1 v_0)^2}{2} = P_1 + T \Delta_0 p_0 + \rho \frac{(v_1 + \Delta_1 v_1)^2}{2} \end{cases} \quad (2.35)$$

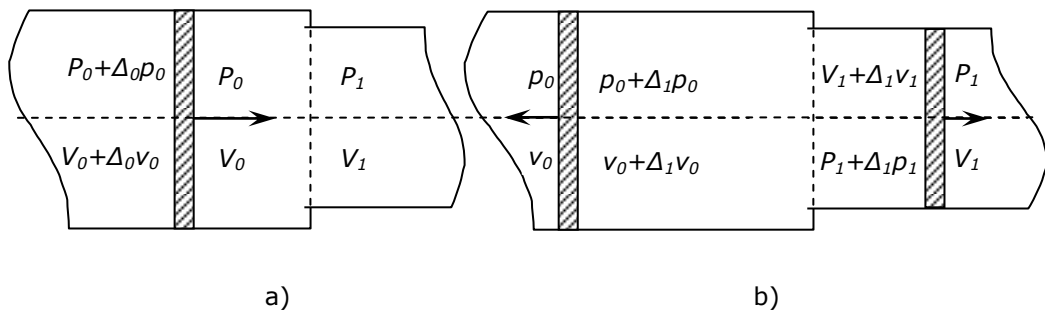


Fig.2.2 Propagarea unui front de undă printr-o conductă cu discontinuități: a) înainte de trecerea prin discontinuitate; b) unda reflectată și unda transmisă după trecerea prin discontinuitate

Desfășcând parantezele, neglijând termenii cu Δ^2 și ținând cont de egalitățile (2.31) ecuațiile (2.35) devin:

$$\begin{cases} \Delta_0 v_0 \cdot A_0 + \Delta_1 v_0 \cdot A_0 = \Delta_1 v_1 \cdot A_1 \\ \Gamma \left(1 - \frac{v_0}{c_0} \right) + 1 + \frac{v_0}{c_0} = T \left(1 + \frac{v_1}{c_1} \right) \end{cases} \quad (2.36)$$

De asemenea, conform (2.29) se poate scrie:

$$\Delta_0 v_0 = \frac{\Delta_0 p_0}{\rho c_0} \quad (2.37)$$

Înlocuind această relație în prima ecuație (2.36) și ținând cont de asemenea de (2.33) și (2.34), rezultă un sistem de două ecuații cu necunoscutele Γ și T :

$$\begin{cases} \frac{A_0}{c_0} (1 - \Gamma) = \frac{A_1}{c_1} \cdot T \\ \Gamma \left(1 - \frac{v_0}{c_0} \right) + 1 + \frac{v_0}{c_0} = T \left(1 + \frac{v_1}{c_1} \right) \end{cases} \quad (2.38)$$

Împărțind a doua ecuație de mai sus la prima, se obține expresia coeficientului de reflexie Γ :

$$\Gamma = \frac{\frac{A_0}{c_0} \left(1 + \frac{V_1}{c_1}\right) - \frac{A_1}{c_1} \left(1 + \frac{V_0}{c_0}\right)}{\frac{A_0}{c_0} \left(1 + \frac{V_1}{c_1}\right) + \frac{A_1}{c_1} \left(1 - \frac{V_0}{c_0}\right)} \quad (2.39)$$

Rezolvând pentru coeficientul de transmisie T , se obține:

$$T = \frac{2 \frac{A_0}{c_0}}{\frac{A_0}{c_0} \left(1 + \frac{V_1}{c_1}\right) + \frac{A_1}{c_1} \left(1 - \frac{V_0}{c_0}\right)} \quad (2.40)$$

În practică, deoarece propagarea se face la numere Mach mici, se pot neglija termenii de tip $\frac{V}{c}$. Prin urmare, relațiile (2.39) și (2.40) se simplifică în mod considerabil:

$$\Gamma = \frac{\frac{A_0}{c_0} - \frac{A_1}{c_1}}{\frac{A_0}{c_0} + \frac{A_1}{c_1}} \quad (2.41)$$

$$T = \frac{2 \frac{A_0}{c_0}}{\frac{A_0}{c_0} + \frac{A_1}{c_1}} \quad (2.42)$$

Se observă că $T=1+\Gamma$, așa cum ne-am așteptat. De asemenea, împărțind relațiile de mai sus cu ρ și exprimând în funcție de impedanța caracteristică (2.26), se obțin:

$$\Gamma = \frac{Z_{01} - Z_{00}}{Z_{01} + Z_{00}}; \quad T = \frac{2Z_{01}}{Z_{01} + Z_{00}} \quad (2.43a)$$

unde

$$Z_{00} = \frac{\rho c_0}{A_0}; \quad Z_{01} = \frac{\rho c_1}{A_1} \quad (2.43b)$$

sunt impedanțele caracteristice ale conductei înainte și respectiv după discontinuitate. **Relațiile (2.43) sunt similare cu cele corespunzătoare joncțiunii a două linii de transmisiuni de impedanțe caracteristice diferite** [Can].

O altă observație este că atunci când **ieșirea conductei se face în atmosferă, aria A_1 se poate considera infinită**. În acest caz coeficientul de reflexie $\Gamma=-1$, **situație asemănătoare unei linii de transmisiuni cu ieșirea în scurtcircuit**. Pe de altă parte, dacă **există obturație la capăt, $A_1=0$** iar $\Gamma=+1$, la fel cu o **linie de transmisiuni cu ieșirea în gol**.

În ambele cazuri energia reflectată este practic totală. Aceste reflexii vor interfera cu unda incidentă producând unde staționare, caracterizate de noduri (minime) și ventre (maxime) în anumite locații fixe pe conductă. **Prin analogie cu liniile de transmisiuni, putem exprima și aici severitatea undelor staționare**

prin raportul dintre amplitudinea maximă (ventru) și amplitudinea minimă (nod) pentru presiune sau debit. Acest raport notat *SWR* (Standing Wave Ratio) este foarte mare atunci când conducta are ieșire liberă sau în cazul cu obturație la capăt. Se poate dovedi că:

$$SWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \tag{2.44}$$

Scriind ecuația (2.41) sub forma:

$$\Gamma = \frac{1 - \frac{A_1}{A_0} \cdot \frac{c_0}{c_1}}{1 + \frac{A_1}{A_0} \cdot \frac{c_0}{c_1}} \tag{2.45}$$

și substituind în (2.44) se obține relația de calcul pentru factorul *SWR* pentru sistemul conductei, relație care din nou se dovedește a fi similară cu cea de la liniile de transmisiuni:

$$SWR = \begin{cases} \frac{A_0}{A_1} \cdot \frac{c_1}{c_0} & \text{pt } \frac{A_0}{A_1} \geq \frac{c_0}{c_1} \\ \frac{A_1}{A_0} \cdot \frac{c_0}{c_1} & \text{pt } \frac{A_0}{A_1} < \frac{c_0}{c_1} \end{cases} \tag{2.46}$$

Un alt caz de interes este comportarea unui front de undă atunci când întâlnește o ramificație (Fig.2.3). Ecuațiile de conservare a masei și respectiv energiei scrise pentru porțiunea de dinainte de ramificație sunt, în acest caz:

$$\begin{cases} V_0 A_0 = V_1 A_1 + V_2 A_2 \\ P_0 + \rho \frac{V_0^2}{2} = P_1 + \rho \frac{V_1^2}{2} = P_2 + \rho \frac{V_2^2}{2} \end{cases} \tag{2.47}$$

unde indicele 0 denotă porțiunea dinaintea ramificației, iar indicii 1 și respectiv 2 indică ramurile bifurcației.

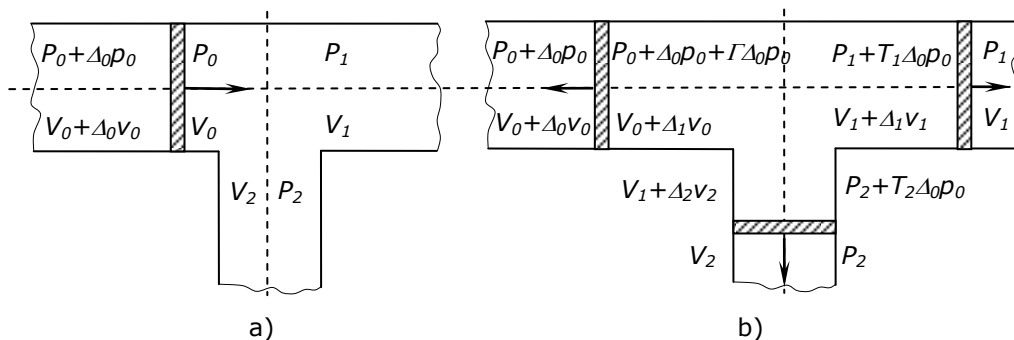


Fig.2.3 Propagarea unui front de undă printr-o conductă ramificată: a) înainte de ramificație; b) unda reflectată și unda transmisă după ramificație

La fel ca în cazul precedent, aplicând relația (2.29), rezultă :

$$\Delta_0 v_0 = \frac{\Delta_0 p_0}{\rho c_0}; \quad (2.48a)$$

$$\Delta_1 v_0 = -\frac{\Delta_1 p_0}{\rho c_0} = -\Gamma \frac{\Delta_0 p_0}{\rho c_0}; \quad (2.48b)$$

$$\Delta_1 v_1 = \frac{\Delta_1 p_1}{\rho c_1} = T_1 \frac{\Delta_0 p_0}{\rho c_1}; \quad (2.48c)$$

$$\Delta_2 v_2 = \frac{\Delta_2 p_2}{\rho c_2} = T_2 \frac{\Delta_0 p_0}{\rho c_2} \quad (2.48d)$$

Legea conservării masei după de ramificație se scrie:

$$(V_0 + \Delta_0 v_0 + \Delta_1 v_0) A_0 = (V_1 + \Delta_1 v_1) A_1 + (V_2 + \Delta_2 v_2) A_2 \quad (2.49)$$

Efectuând calculele și ținând cont de relațiile (2.47) și (2.48) rezultă:

$$\frac{A_0}{c_0} (1 - \Gamma) = \frac{A_1}{c_1} \cdot T_1 + \frac{A_2}{c_2} \cdot T_2 \quad (2.50)$$

Legea conservării energiei după ramificație se poate scrie astfel:

$$\begin{aligned} P_0 + \Delta_0 p_0 + \Gamma \Delta_0 p_0 + \rho \frac{(V_0 + \Delta_0 v_0 + \Delta_1 v_0)^2}{2} = \\ = P_1 + T_1 \Delta_0 p_0 + \rho \frac{(V_1 + \Delta_1 v_1)^2}{2} = P_2 + T_2 \Delta_0 p_0 + \rho \frac{(V_2 + \Delta_2 v_2)^2}{2} \end{aligned} \quad (2.51)$$

Prin efectuarea calculelor și neglijarea termenilor de tip $\Delta_i \Delta_j$ cu $i, j=0,1,2$, ecuația (2.51) devine:

$$1 + \Gamma + (1 - \Gamma) \cdot \frac{V_0}{c_0} = T_1 \left(1 + \frac{V_1}{c_1}\right) = T_2 \left(1 + \frac{V_2}{c_2}\right) \quad (2.52)$$

care împreună cu relația (2.50) formează un sistem de trei ecuații cu necunoscutele Γ , T_1 și T_2 . Rezolvând acest sistem se obține:

$$\Gamma = \frac{\frac{A_0}{c_0} - \left(\frac{\frac{A_1}{c_1}}{1 + \frac{V_1}{c_1}} + \frac{\frac{A_2}{c_2}}{1 + \frac{V_2}{c_2}} \right) \cdot \left(1 + \frac{V_0}{c_0}\right)}{\frac{A_0}{c_0} + \left(\frac{\frac{A_1}{c_1}}{1 + \frac{V_1}{c_1}} + \frac{\frac{A_2}{c_2}}{1 + \frac{V_2}{c_2}} \right) \cdot \left(1 - \frac{V_0}{c_0}\right)} \quad (2.53)$$

$$T_1 = \frac{1 + \Gamma + (1 - \Gamma) \cdot \frac{V_0}{c_0}}{1 + \frac{V_1}{c_1}}; T_2 = \frac{1 + \Gamma + (1 - \Gamma) \cdot \frac{V_0}{c_0}}{1 + \frac{V_2}{c_2}} \quad (2.54)$$

Neglijând rapoartele $\frac{V}{c}$ la fel ca în cazul anterior, rezultă:

$$\Gamma \cong \frac{\frac{A_0}{c_0} - \frac{A_1}{c_1} - \frac{A_2}{c_2}}{\frac{A_0}{c_0} + \frac{A_1}{c_1} + \frac{A_2}{c_2}} \quad (2.55a)$$

$$T_1 = 1 + \Gamma = T_2 \quad (2.55b)$$

Aceste relații pot fi particularizate pentru cazul special al existenței unei fisuri în sistemul conductei. Atunci, deoarece $A_0=A_1$ putem presupune de asemenea că $c_0=c_1$ (unda se propagă prin același mediu, iar fluidul are densitatea neschimbată). Ecuația (2.55a) devine:

$$\Gamma \cong - \frac{\frac{A_2}{c_2}}{2 \cdot \frac{A_0}{c_0} + \frac{A_2}{c_2}} \quad (2.56)$$

Calculând SWR cu relația (2.44), obținem în acest caz:

$$SWR \cong 1 + \frac{A_2}{A_0} \cdot \frac{c_0}{c_2} \quad (2.57)$$

Considerând $\frac{A_2}{c_2} \gg 2 \cdot \frac{A_0}{c_0}$, obținem din nou $\Gamma \cong -1$, iar $SWR \rightarrow \infty$. Pe de altă parte, dacă A_2 tinde către zero atunci $\Gamma \cong 0$ iar $SWR \rightarrow 1$, indicând adaptare (nu există fisură).

Revenind la ecuațiile (2.19) și (2.20), ne propunem să facem un studiu de caz, pentru câteva situații particulare de interes. Presupunem pentru început o conductă dreaptă, fără discontinuități sau ramificații.

Dacă nu ar exista reflexie la ieșire (orificiul din aval ar fi închis astfel încât $\bar{Z}_l = 1$), atunci coeficientul A din relația (2.19) se anulează iar coeficientul B devine $B = P_0(s)$. Prin urmare, conform relației (2.20) expresiile complexe ale presiunii și debitului devin:

$$\begin{cases} P(s) = P_0(s) \cdot e^{-\gamma x} \\ Q(s) = \frac{P_0(s)}{Z_0(s)} e^{-\gamma x} \end{cases} \quad (2.58a)$$

unde γ și Z_0 sunt date de relațiile (2.13) și respectiv (2.16).

Dacă se neglijează frecarea fluidului cu pereții conductei relațiile de mai sus devin:

$$\begin{cases} P(s) = P_0(s) \cdot e^{-\frac{x}{c}s} \\ Q(s) = \frac{P_0(s)}{Z_0(s)} e^{-\frac{x}{c}s} \end{cases} \quad (2.58b)$$

Aplicând teorema întârzierii și trecând expresiile de mai sus în domeniul timp rezultă:

$$p(t) = \begin{cases} 0 & \text{pt. } t < \frac{x}{c} \\ p_0\left(t - \frac{x}{c}\right) & \text{pt. } t \geq \frac{x}{c} \end{cases} \text{ și } q(t) = \begin{cases} 0 & \text{pt. } t < \frac{x}{c} \\ \frac{\rho c}{A} \cdot p_0\left(t - \frac{x}{c}\right) & \text{pt. } t \geq \frac{x}{c} \end{cases} \quad (2.58c)$$

Prin urmare, în acest caz, o variație de presiune aplicată în amonte se va propaga fără deformații prin sistemul conductei cu viteza c (conform relației 2.28).

Pe de altă parte, în cazul în care nu se pot neglija pierderile prin frecare și presupunând că se aplică în amonte o treaptă de presiune, atunci, ținând cont de (2.13), (2.16) și (2.57) rezultă:

$$P_0(s) = \frac{1}{s} \quad (2.59)$$

$$Q(s) = \frac{A}{\rho c} \cdot \frac{e^{-\frac{x}{c} \cdot \sqrt{s\left(s + \frac{fQ_0}{2DA}\right)}}}{\sqrt{s\left(s + \frac{fQ_0}{2DA}\right)}} \quad (2.60)$$

Se poate dovedi [Zwi1],[Lin] că transformata Laplace inversă a unei funcții de tipul

$$F(s) = \frac{e^{-\mu(s+2a)(s+2b)}}{\sqrt{(s+2a)(s+2b)}} \quad \text{este:} \quad (2.61a)$$

$$f(t) = e^{-(a+b)t} \mathbf{I}_0\left[(b-a)\sqrt{t^2 - \mu^2}\right] \text{ pentru } t > \mu \quad (2.61b)$$

unde:

$$\mathbf{I}_0(z) = \sum_{r=0}^{\infty} \frac{1}{r! \Gamma(r+1)} \cdot z^r \quad (2.61c)$$

este funcția Bessel de prima speță modificată iar $\Gamma(z) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{z-1} dt$ este, în acest

context, funcția factorială generalizată. În cazul de față: $\mu = \frac{x}{c}$; $a = 0$; $b = \frac{fQ_0}{4DA}$.

Înlocuind în relația (2.61b) obținem expresia în domeniul timp a debitului:

$$q(t) = \begin{cases} \frac{A}{\rho c} \cdot e^{-\frac{fQ_0}{4DA}} \mathbf{I}_0 \left(\frac{fQ_0}{4DA} \cdot \sqrt{t^2 - \frac{x^2}{c^2}} \right) & \text{pt. } t \geq \frac{x}{c} \\ 0 & \text{pt. } t < \frac{x}{c} \end{cases} \quad (2.62)$$

Conform (2.11), $\frac{dQ}{dx} = -\frac{A}{\rho c^2} s \cdot P(s)$ de unde rezultă că $P(s) = -\frac{\rho c^2}{A} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{dQ(s)}{dx}$.

Trecând în domeniul timp, rezultă:

$$p(t) = -\frac{\rho c^2}{A} \cdot \int_0^t \frac{dq(t)}{dx} dt$$

Folosind funcția treaptă unitate $\sigma(t)$ pentru a scrie funcția discontinuă $q(t)$ și apoi derivând această funcție în raport cu x rezultă:

$$q(t) = \frac{A}{\rho c} \cdot e^{-\frac{fQ_0}{4DA}} \mathbf{I}_0 \left(\frac{fQ_0}{4DA} \cdot \sqrt{t^2 - \frac{x^2}{c^2}} \right) \sigma \left(t - \frac{x}{c} \right) \quad (2.63)$$

$$\begin{cases} \frac{dq(t)}{dx} = -\frac{fQ_0}{4D\rho c^3} x \cdot M(t) - \frac{A}{\rho c^2} \cdot N(t) \\ M(t) = e^{-\frac{fQ_0}{4DA} \cdot t} \cdot \frac{\mathbf{I}'_0 \left(\frac{fQ_0}{4DA} \sqrt{t^2 - \frac{x^2}{c^2}} \right)}{\sqrt{t^2 - \frac{x^2}{c^2}}} \cdot \sigma \left(t - \frac{x}{c} \right) \\ N(t) = e^{-\frac{fQ_0}{4DA} \cdot t} \cdot \mathbf{I}_0 \left(\frac{fQ_0}{4DA} \sqrt{t^2 - \frac{x^2}{c^2}} \right) \cdot \sigma' \left(t - \frac{x}{c} \right) \end{cases} \quad (2.64)$$

Folosind proprietatea $\mathbf{I}'_0(z) = \mathbf{I}_1(z)$, [Zwi1],[Lin] și integrând (2.64) rezultă:

$$\int_0^t M(t) dt = \int_{\frac{x}{c}}^t M(t) dt = \int_{\frac{x}{c}}^t e^{-\frac{fQ_0}{4DA} \cdot t} \cdot \frac{\mathbf{I}_1 \left(\frac{fQ_0}{4DA} \sqrt{t^2 - \frac{x^2}{c^2}} \right)}{\sqrt{t^2 - \frac{x^2}{c^2}}} dt \quad (2.65)$$

Similar, deoarece $\sigma' \left(t - \frac{x}{c} \right) = \delta \left(\frac{x}{c} \right)$ și $\int_0^t f(t) \cdot \sigma' (t - t_0) = f(t_0)$ rezultă că:

$$\int_0^t N(t) dt = \int_0^t e^{-\frac{fQ_0}{4DA} \cdot t} \cdot I_0 \left(\frac{fQ_0}{4DA} \sqrt{t^2 - \frac{x^2}{c^2}} \right) \cdot \sigma' \left(t - \frac{x}{c} \right) dt =$$

$$= e^{-\frac{fQ_0}{4DA} \cdot \frac{x}{c}} \cdot I_0(0) = e^{-\frac{fQ_0}{4DA} \cdot \frac{x}{c}} \quad (2.66)$$

unde am folosit proprietatea $I_0(0) = 1$. Înlocuind (2.65) și (2.66) în (2.64) se obține expresia în domeniul timp a presiunii:

$$p(t) = \begin{cases} \frac{fQ_0}{4DAc} x \cdot \int_{\frac{x}{c}}^t e^{-\frac{fQ_0}{4DA} t} \cdot \frac{I_1 \left(\frac{fQ_0}{4DA} \sqrt{t^2 - \frac{x^2}{c^2}} \right)}{\sqrt{t^2 - \frac{x^2}{c^2}}} dt + e^{-\frac{fQ_0}{4DA} x} & pt. \ t \geq \frac{x}{c} \\ 0 & pt. \ t < \frac{x}{c} \end{cases} \quad (2.67)$$

Se observă că atunci când nu se pot neglija pierderile prin frecare, apare fenomenul de dispersie. Semnalul aplicat la intrare nu își mai păstrează forma inițială, el fiind distorsionat și atenuat. Frontul de undă se propagă cu viteza c conform relației (2.28).

În cazul în care la ieșirea conductei nu mai există adaptare, (orificiul din aval ar avea o deschidere astfel încât $\bar{Z}_l \neq 1$) și presupunând frecările cu pereții conductei neglijabile, conform relației (2.20), expresia complexă a presiunii se poate scrie:

$$P(s) = P_0(s) \frac{\bar{Z}_l \cdot ch\gamma(l-x) + sh\gamma(l-x)}{\bar{Z}_l \cdot ch\gamma l + sh\gamma l} = P_0(s) \frac{\frac{1+r}{1-r} \cdot ch\gamma(l-x) + sh\gamma(l-x)}{\frac{1+r}{1-r} \cdot ch\gamma l + sh\gamma l}$$

unde cu r s-a notat raportul:

$$r = \frac{\bar{Z}_l - 1}{\bar{Z}_l + 1} \quad (2.68)$$

Efectuând calculele se obține:

$$P(s) = P_0(s) \frac{sh\gamma(l-x) + ch\gamma(l-x) - r \cdot [sh\gamma(l-x) - ch\gamma(l-x)]}{sh\gamma l + ch\gamma l - r \cdot (sh\gamma l - ch\gamma l)} \quad (2.69)$$

Ținând cont de identitățile [Mat2]: $e^x = shx + chx$ și $e^{-x} = shx - chx$ rezultă:

$$P(s) = P_0(s) \cdot \frac{e^{\gamma(l-x)} \frac{1+r \cdot e^{-2\gamma(l-x)}}{1+r \cdot e^{2\gamma l}}}{e^{\gamma l}} = P_0(s) \cdot e^{-\gamma x} \cdot \frac{1+r \cdot e^{-2\gamma(l-x)}}{1+r \cdot e^{2\gamma l}} =$$

$$= P_0(s) \cdot \frac{e^{-\gamma x} + r \cdot e^{-\gamma(2l-x)}}{1+r \cdot e^{2\gamma l}} \quad (2.70)$$

Dacă se neglijează pierderile prin frecare, constanta de propagare devine, conform relației (2.13) și tabelului 2.1:

$$\gamma = s \sqrt{\frac{\rho}{A} \cdot \frac{A}{\rho c^2}} = \frac{s}{c} \quad (2.71)$$

Înlocuind (2.71) în (2.70), expresia presiunii complexe pentru cazul fără pierderi devine:

$$P(s) = P_0(s) \frac{e^{-\frac{s \cdot x}{c}} + r \cdot e^{-\frac{s(2l-x)}{c}}}{1 + r \cdot e^{-\frac{2s \cdot l}{c}}} \quad (2.72)$$

Deoarece $|r| \leq 1$ rezultă că și $q_r = \left| r \cdot e^{-\frac{2s \cdot l}{c}} \right| \leq 1$. Expresia $\frac{1}{1 + r \cdot e^{-\frac{2s \cdot l}{c}}}$ este suma progresiei geometrice cu rația q_r :

$$\frac{1}{1 + r \cdot e^{-\frac{2s \cdot l}{c}}} = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n q_r^n = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n r^n e^{-2ns \frac{l}{c}} \quad (2.73)$$

Prin urmare (2.72) se poate scrie sub forma unor sume de termeni:

$$\begin{aligned} P(s) &= P_0(s) \cdot \left[e^{-\frac{s \cdot x}{c}} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n r^n e^{-2ns \frac{l}{c}} + r \cdot e^{-\frac{s(2l-x)}{c}} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n r^n e^{-2ns \frac{l}{c}} \right] = \\ &= P_0(s) \cdot \left[\sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n r^n e^{-s \frac{x+2nl}{c}} + (-1)^n r^n e^{-s \frac{-x+2(n+1)l}{c}} \right] \end{aligned} \quad (2.74)$$

Aplicând teorema întârzierii [Zwi1] și trecând în domeniul timp rezultă:

$$\begin{aligned} p(t) &= \sum_{n=0}^N (-1)^n r^n \left[p_0 \left(t - \frac{x+2nl}{c} \right) + r \cdot p_0 \left(t - \frac{-x+2(n+1)l}{c} \right) \right] = \\ &= \sum_{n=0}^N (-1)^n r^n \left[p_0 \left(t - \frac{x+2nl}{c} \right) + r \cdot p_0 \left(t - \frac{2l-x+2nl}{c} \right) \right] \end{aligned} \quad (2.75)$$

unde $p_0(t)$ este presiunea aplicată la capătul din amonte la $x=0$. Însurarea se oprește la acel întreg $n=N$ pentru care parantezele rotunde sunt încă pozitive. Relația (2.75) arată că în cazul când orificiul de la ieșire are o deschidere oarecare (nu există adaptare) presiunea într-un punct x oarecare, la un moment de timp t este compusă dintr-o succesiune de unde, fiecare având două componente majore. Prima componentă corespunde unei unde directe care se deplasează din amonte spre aval $p_0 \left(t - \frac{x+2nl}{c} \right)$. Cea de-a doua, $r \cdot p_0 \left(t - \frac{2l-x+2nl}{c} \right)$ corespunde unei unde care deplasându-se în sens invers interferează cu prima, fiind reflectată de

extremitatea din aval $x=l$. Prin urmare, deducem că factorul r introdus în (2.68) este tocmai coeficientul de reflexie la ieșirea conductei :

$$r = \Gamma(x=l) = \Gamma_l \quad (2.76)$$

Aceste interferențe vor produce unde staționare caracterizate prin minime (noduri) și maxime (ventre). La anumite frecvențe, nodurile și ventrele se vor corela cu capetele conductei rezultând rezonanță. Prima frecvență corespunde unei conducte de lungime $\lambda/4$, unde λ este lungimea de undă. Astfel, la capătul din aval al conductei se produc noduri de presiune și ventre de debit dacă ieșirea este liberă sau ventre de presiune și noduri de debit dacă ieșirea este obturată. Presupunând că sursa de presiune are impedanța echivalentă egală cu impedanța caracteristică (adaptare la intrare), la capătul din amonte al conductei ($x=0$) va exista un ventru de presiune și un nod de debit.

Apariția unei fisuri la o distanță oarecare x , produce o discontinuitate în sistemul conductei. Această situație poate fi asemănată cu o linie de transmisiuni care prezintă o impedanță în paralel, Z_F (Fig.2.4). Presupunând că există adaptare la intrare, acest defect schimbă distribuția undelor staționare în sistem, producând un nod de presiune la distanța x care împarte conducta în două regiuni. În amonte față de fisură apar practic unde staționare de tip $\lambda/4$. În aval față de fisură aceste unde staționare depind de condiția de la ieșire, fiind de tip $\lambda/2$ dacă ieșirea este liberă sau $\lambda/4$ dacă aceasta este obturată.

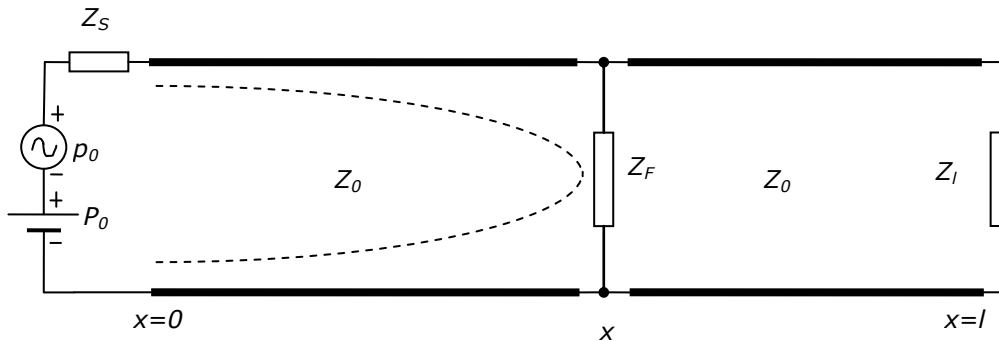


Fig. 2.4 Prezența unei fisuri, echivalentă cu o impedanță paralel la distanța x

Această observație poate fi utilă la detecția și localizarea defectului prin identificarea frecvențelor din spectrul presiunii la $x=0$ pentru care:

$$x = (2k + 1) \frac{\lambda}{4} \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (2.77)$$

sau echivalent,

$$f_{pk} = (2k + 1) \frac{c}{4x} \quad (2.78)$$

unde cu f_{pk} s-au notat frecvențele proprii de rezonanță ale sistemului.

Folosirea acestei metode trebuie însă făcută cu precauție, deoarece undele reflectate pot produce variații de presiune foarte mari, punând în pericol sistemul conductei. De aceea este necesar să se utilizeze un echipament prin care semnalul variabil generat, p_0 să aibă o amplitudine mult mai mică decât sursa de presiune constantă, P_0 . Linearizarea (2.8) este posibilă în baza acestei observații.

Așadar, prin metoda descrisă mai sus rezultă un procedeu simplu de detecție și localizare a fisurilor în conducte bazat pe extragerea informației privind distanța pînă la fisură din spectrul de frecvență al presiunii la intrarea conductei.

Aceasta este o metodă activă, necesitând un singur senzor și un dispozitiv (pomă, valvă, etc.) de generare a unor variații de mică amplitudine a presiunii.

2.3. Modelul experimental

În vederea testărilor metodelor de detecție și localizare a fisurilor prin conducte, s-a realizat mai întâi un model experimental de dimensiuni relativ reduse, comparabile cu dimensiunile unei încăperi cu o suprafață de circa 30 m². În Fig.2.5 este descrisă configurația instalației experimentale utilizate. Dimensiunile sunt date în centimetri. Fluidul utilizat în experiment, a fost apa la aproximativ 20°C. Datorită spațiului redus, s-a ales o configurație cotită având o lungime totală de aproximativ $l=12.82$ metri. Tabelul 2.2 sintetizează parametrii instalației experimentale iar Anexa 4 conține mai multe detalii privind elementele acesteia.

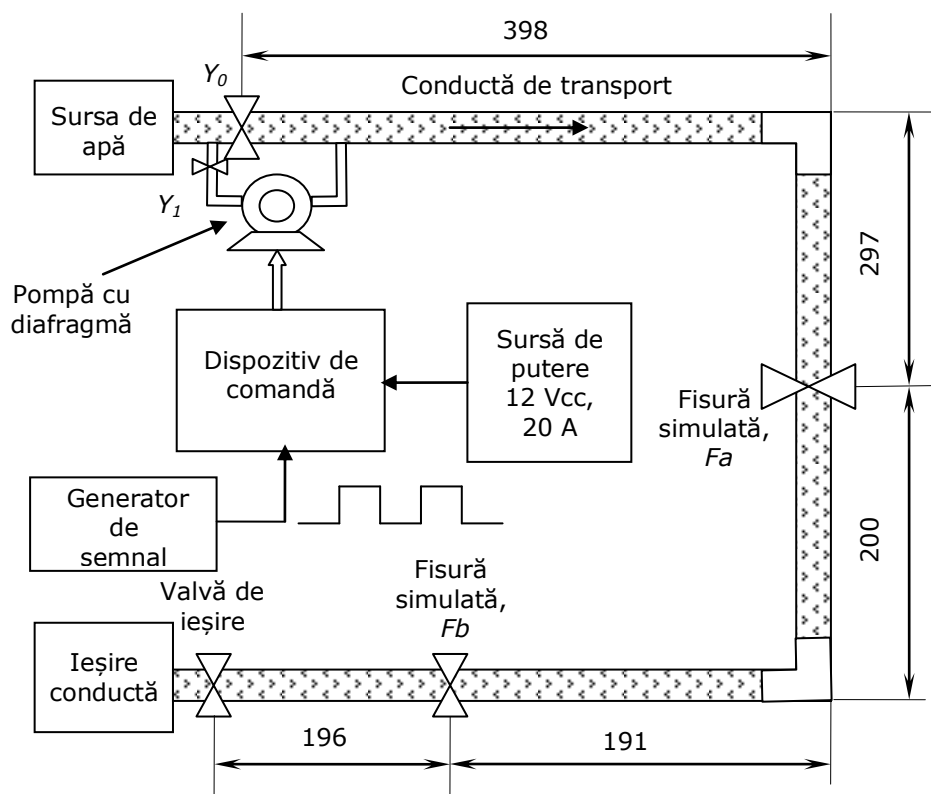


Fig.2.5 Schița modelului experimental

Pentru **generarea variațiilor de presiune** necesare pentru verificarea metodelor active, la intrarea sistemului a fost prevăzută **o pompă cu diafragmă comandată de un generator de semnal cu frecvență ajustabilă**. În funcție de condiția realizată prin deschiderea celor doi robineti de intrare Y_0 și Y_1 , au rezultat mai multe moduri de lucru, descrise în Tabelul 2.3.

40 2. Contribuții la modelarea sistemului de transport al fluidelor

Ieșirea instalației experimentale a fost prevăzută cu un robinet pentru realizarea celor două condiții de graniță principale: ieșire liberă sau obturație. Punctele de măsură au fost alese echidistant, la intervale de 30 cm.

La distanța $x=1.80$ m sistemul era inițial prevăzut cu un manșon de cauciuc de lungime 38 cm, care producea o discontinuitate în materialul conductei și care apoi a fost apoi înlocuit cu un segment de țevă din același material și diametru cu conducta de bază.

Tabelul 2.2 Parametrii instalației experimentale

Nr. crt.	Parametrul	Valoarea /tipul
1.	Lungimea totală	12.82 m
2.	Secțiunea	circulară
3.	Diametrul	25.4 mm
4.	Materialul conductei	OL
5.	Rugozitatea pereților interni	4.5 μm
6.	Fluidul	Apă 20°C
7.	Densitatea fluidului	998.2071 Kg/m ³
8.	Modulul de elasticitate al fluidului	2.15 10 ⁹ Pa
9.	Vâscozitatea cinematică	1.004 10 ⁻⁶ m ² /s
10.	Debitul maxim la ieșire	33.75 l/min
11.	Viteza fluidului	1.11 m/s
12.	Viteza undei	1467.6 m/s
13.	Numărul lui Reynolds	2.81 10 ⁴
14.	Coeficientul de frecare	0.0237
15.	Impedanța caracteristică echivalentă	2.89 10 ⁹ Kg/m ⁵ s
16.	Rezistența hidraulică pe unitatea de lungime	516.976 10 ³ Kg/m ⁵ s
17.	Inertanța fluidului pe unitatea de lungime	196.998 10 ⁴ kg/m ⁵
18.	Capacitatea pe unitatea de lungime	2.35 10 ⁻¹³ m ³ s ² /Kg

Tabelul 2.3 Moduri de lucru

Nr. crt.	Y_0	Y_1	Mod de lucru	
1.	deschis	închis	Pasiv	Fără perturbații induse
2.	închis	deschis	Activ	Doar perturbații
3.	deschis	deschis		Atât fluxul principal cât și perturbațiile induse
4.	50% deschis	deschis		Cu flux principal redus și perturbații

De asemenea, ieșirea conductei cât și fisurile F_a , F_b nu au putut fi simulate în spațiu deschis, ci prin robinete, cu furtun de retur.

Fig. 2.6 prezintă schema bloc utilizată pentru achiziția semnalelor provenite de la instalația experimentală.

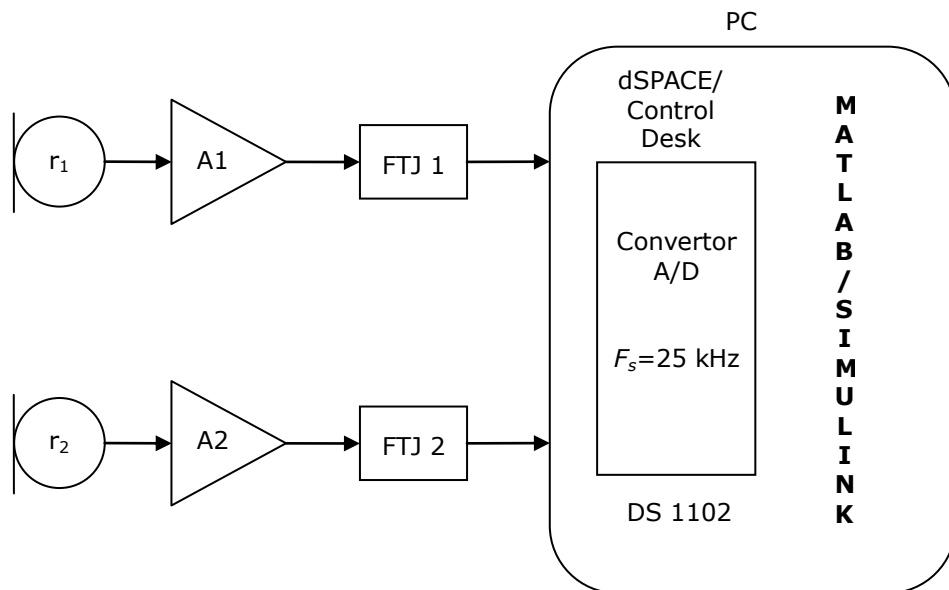


Fig. 2.6 Schema bloc pentru achiziția datelor

În acest experiment s-au folosit traductoare piezoelectrice (accelerometre) de tip KD Radebeul, capabile să capteze vibrațiile asociate curgerii prin conductă (Anexa 4). Achiziția semnalelor s-a realizat simultan, cu două canale. Semnalele culese au fost amplificate cu ajutorul unor amplificatoare M60 T cu un câștig reglabil între 40 dB și 60 dB. Frecvența de eșantionare a fost fixată la 25 kHz, suficientă pentru acoperirea domeniului acustic al semnalelor recepționate. Pentru

evitarea fenomenului de suprapunere (aliasing) a spectrelor semnalelor eșantionate s-au folosit filtre active trece jos cu frecvența de tăiere de 12.5 kHz, egală conform teoremei lui Shannon, cu jumătate din frecvența de eșantionare. Filtrele au fost implementate în cadrul laboratorului, special pentru acest scop. S-au folosit amplificatoare operaționale, βM 324 (Anexa 4) iar condensatoarele au fost atent selecționate.

Conversia digitală a datelor achiziționate în instalația experimentală s-a realizat cu ajutorul sistemului *DS1102*, un sistem proiectat de firma *dSPACE*, destinat în special pentru dezvoltarea aplicațiilor în timp real [DSP]. În cadrul experimentului s-au folosit primele două canale ale convertorului A/D (2x16 biți). De asemenea, cu ajutorul componentei *Simulink* din *Matlab* și a componentelor *dSPACE*, *Real Time Interface, RTI 1102* și *Control Desk* s-a realizat și o interfață grafică pentru achiziția și vizualizarea semnalelor recepționate (Anexa 4).

2.4. Modelul de simulare

Pornind de la modelul experimental, s-a realizat un model de simulare respectând aproximativ aceeași configurație și având aceiași parametri cu instalația experimentală descrisă în paragraful anterior. Schema bloc a acestui model este prezentată în Fig. 2.7, cu detalii în Anexa 4.

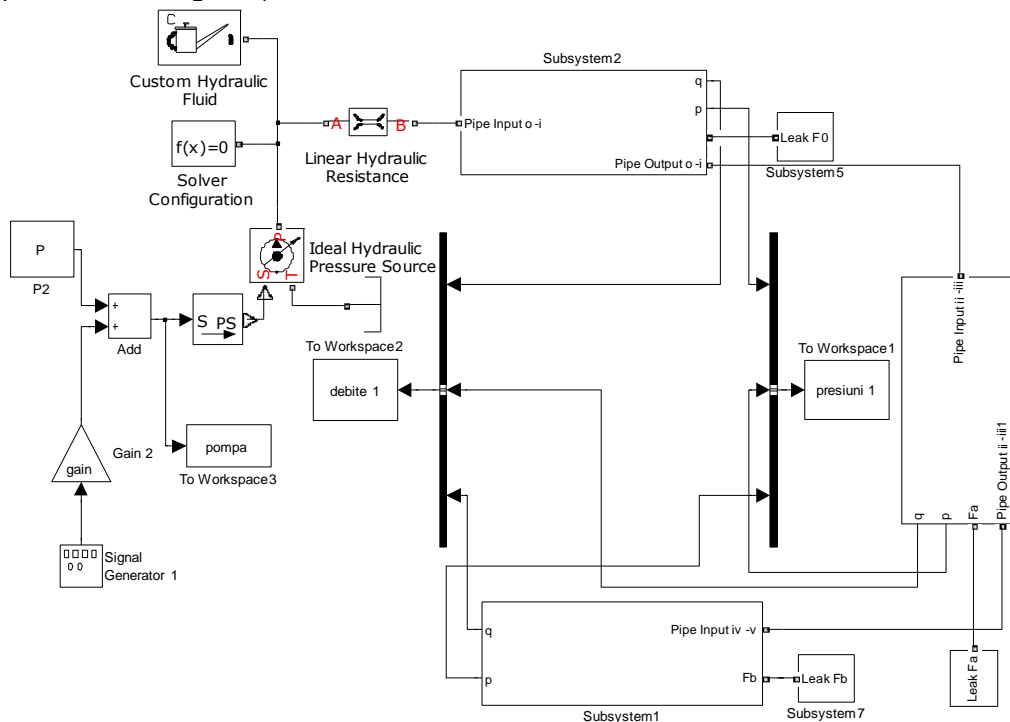


Fig.2.7 Modelul de simulare

La implementarea acestui model s-a folosit mediul de programare *Matlab*[®] [Mat1], împreună cu componentele *Simulink*[®] și *Simscape*[™], iar pentru unele verificări suplimentare s-a utilizat în paralel și programul *PSPICE* [Ion].

Proiectarea modelului s-a făcut gradat, plecând de la cazul ideal (fără pierderi, fără coturi, etc.) crescând treptat complexitatea schemei, astfel încât să se stabilească un compromis între viteza de calcul și precizia rezultatelor. Acest model, împreună cu modelul experimental s-au dovedit a fi unele extrem de utile în înțelegerea fenomenelor fizice complexe care pot să apară într-un astfel de sistem, și în găsirea soluțiilor tehnice pentru monitorizarea în timp real a instalațiilor de transport a fluidelor.

Așa cum s-a propus în paragraful 2.2, modelul instalației experimentale s-a realizat din celule elementare (fig.2.8 a,b), fiecare celulă fiind aproximată cu un sistem cu parametri concentrați. În exemplul considerat, fiecare celulă reprezintă un segment de 30 centimetri de țevă, rezultând în total 44 de celule, suficiente pentru a descrie sistemul conductei, având în vedere relația (2.10). Pentru a putea avea o imagine de ansamblu cât mai completă a parametrilor de stare, la intrarea fiecărei celule elementare s-au plasat dispozitive de observare a presiunii și respectiv debitului (fig. 2.8a). Astfel, distribuția acestor puncte corespunde aproximativ cu cea a punctelor folosite pentru achiziția semnalelor în instalația experimentală reală.

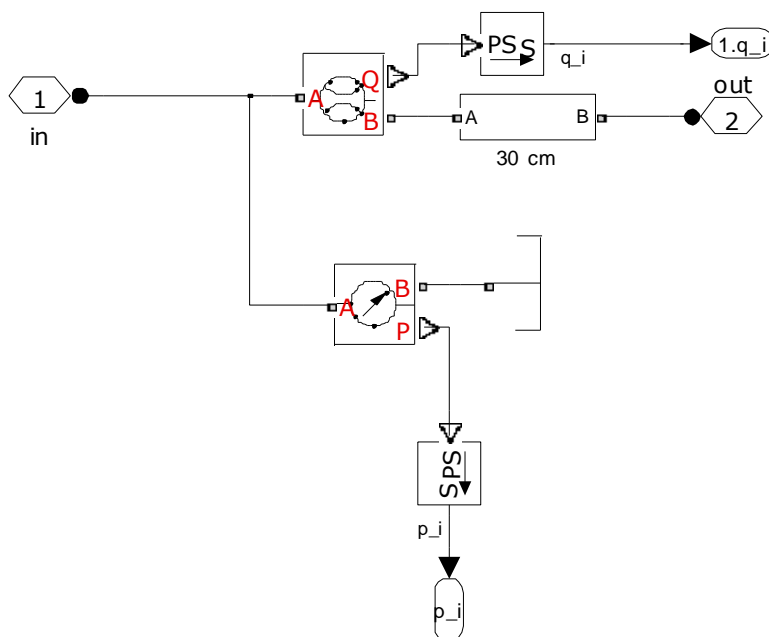


Fig. 2.8 a Structura de ansamblu a unei celule elementare

Blocurile „Constant volume chamber”, „Fluid inertia” și respectiv „Linear hydraulic resistance”, modelează elementele circuitului echivalent prezentate în fig. 2.1 și Tabelul 2.1.

Modelarea fisurilor s-a realizat cu ajutorul blocurilor orificiu, „Variable Area Orifice”, modelate de relația (2.24), având aria selectată prin program, în funcție de studiul efectuat (cu fisura închisă sau deschisă, valoarea ariei orificiului) (fig. 2.9).

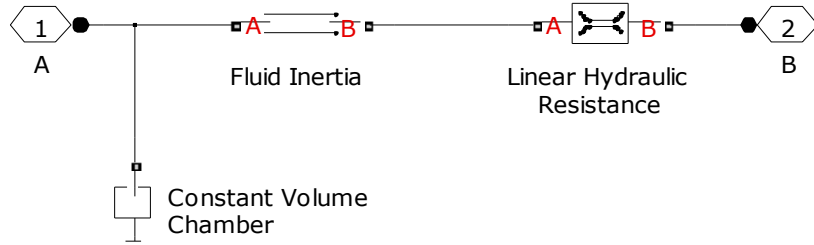


Fig. 2.8b Structura internă a celulei elementare

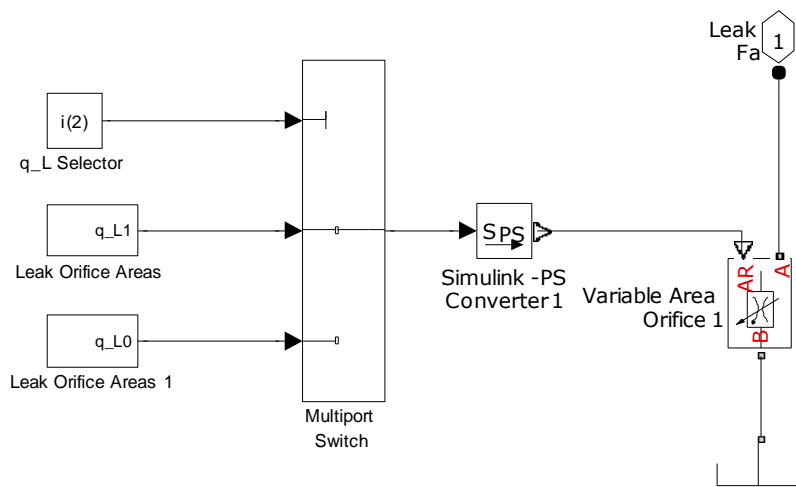


Fig.2.9 Modelarea funei fisuri

De asemenea, ieșirea sistemului a fost modelată prin intermediul unui orificiu cu arie ajustabilă prin program, fiind incluse în particular și cele două cazuri extreme de interes, ieșirea liberă sau obturată (fig.2.10).

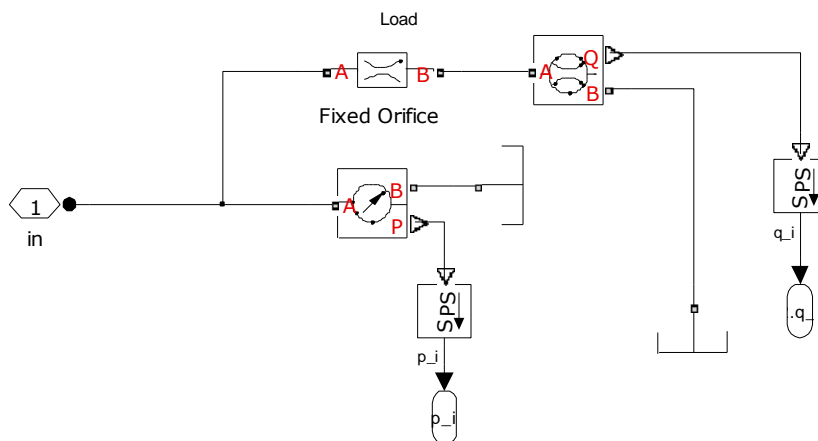


Fig.2.10 Ieșirea conductei

În sistemul studiat, referința hidrolică a fost considerată presiunea atmosferică.

Cu modelul obținut, s-au realizat studii atât în regim staționar cât și în regim dinamic.

Astfel, în regim staționar, ecuațiile (2.1), devin:

$$\begin{cases} \frac{\partial q}{\partial x} = 0 \\ \frac{A}{\rho} \cdot \frac{\partial p}{\partial x} + f \frac{q|q|}{2DA} = 0 \end{cases} \quad (2.79)$$

În funcție de situația practică, la intrarea modelului se pot utiliza două tipuri de surse hidrolice: sursă de presiune constantă (cazul unui rezervor de capacitate foarte mare), sau sursă de debit constant (sistem de valve speciale).

Considerăm, pentru început, situația unui generator de debit constant la intrare. În absența unei fisuri, presupunem că debitul este pozitiv, fixat și cunoscut, Q_0 . Integrând a doua ecuație (2.79) în raport cu x obținem:

$$p(x) = -\frac{f\rho}{2DA^2} Q_0^2 \cdot x + C_0 \quad (2.80)$$

unde C_0 este o constantă pe care o vom determina din condiția ca presiunea la $x=l$ să fie P_l (egală, de obicei, cu presiunea atmosferică, dacă ieșirea este liberă). Prin urmare, rezultă că presiunea în acest caz va fi o dreaptă cu panta negativă.

$$p(x) = P_l + \frac{f\rho}{2DA^2} Q_0^2 \cdot l - \frac{f\rho}{2DA^2} Q_0^2 \cdot x \quad (2.81)$$

Rezultă că la intrare, presiunea va avea valoarea:

$$p(0) = P_l + \frac{f\rho}{2DA^2} Q_0^2 \cdot l \quad (2.82)$$

În cazul apariției unei fisuri la $x=x_F$, având debitul Q_F , va exista o discontinuitate a debitului:

$$q(x) = \begin{cases} Q_0 & \text{pt } x \in [0, x_F) \\ Q_0 - Q_F & \text{pt } x \in [x_F, l] \end{cases} \quad (2.83)$$

Integrând ecuația (2.79b) pe cele două subdomenii, va rezulta următoarea expresie pentru presiune:

$$p(x) = \begin{cases} -\frac{f\rho}{2DA^2} Q_0^2 \cdot x + C_1 & \text{pt } x \in [0, x_F) \\ -\frac{f\rho}{2DA^2} (Q_0 - Q_F)^2 \cdot x + C_2 & \text{pt } x \in [x_F, l] \end{cases} \quad (2.84)$$

Din condiția

$$p(x=l) = P_l \quad (2.85)$$

se determină mai întâi constanta C_2 , apoi punând condiția de continuitate a presiunii în $x=x_F$, se determină constanta C_1 . Se obține în final următoarea expresie neliniară pentru presiune:

$$p(x) = \begin{cases} -\frac{f\rho}{2DA^2} Q_0^2 \cdot x + P_l + \frac{f\rho}{2DA^2} (Q_0 - Q_F)^2 \cdot (l - x_F) + \\ \quad + \frac{f\rho}{2DA^2} Q_0^2 \cdot x_F & \text{pt } x \in [0, x_F) \\ -\frac{f\rho}{2DA^2} (Q_0 - Q_F)^2 \cdot x + \frac{f\rho}{2DA^2} (Q_0 - Q_F)^2 \cdot l & \text{pt } x \in [x_F, l] \end{cases} \quad (2.86)$$

Se observă că din punct de vedere grafic, aceasta poate fi reprezentată prin două drepte ce se intersectează la $x=x_F$. Pentru $x \in [0, x_F)$, se obține o dreaptă paralelă cu cea din cazul în care nu există fisură (fig. 2.11). De asemenea, așa cum era de așteptat, se observă o scădere a presiunii față de cazul fără fisură. Variația de presiune la $x=0$ va fi:

$$\Delta P(0) = p^0(0) - p^1(0) = \frac{f\rho}{2DA^2} (2Q_0 - Q_F) \cdot Q_F \cdot (l - x_F) \quad (2.87)$$

unde indicii superiori 0 și 1 indică, respectiv, situațiile fără și cu fisură. Estimând această variație în origine, se poate realiza detecția fisurilor în sistemul monitorizat. Dacă se măsoară și debitul la ieșire ($Q_0 - Q_F$), se poate aprecia Q_F , și apoi se poate face localizarea (x_F).

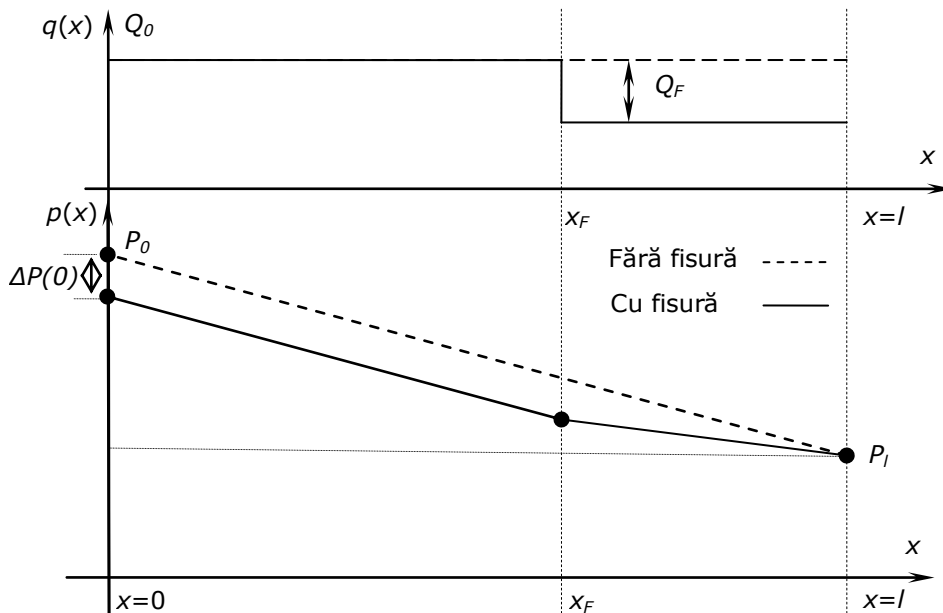


Fig. 2.11 Profilul debitului și presiunii în regim static (Q_0 -fixat.)

Dacă se consideră un generator de presiune constantă P_0 la intrarea sistemului, calculele decurg într-o manieră similară.

Când nu există fisură, debitul la intrare Q_0 , acum necunoscut, se va deduce în funcție de presiunile la capetele conductei, P_0 și P_l , care reprezintă condițiile de graniță în această situație particulară. Făcând $x=0$ în ecuația (2.80), se obține mai întâi $C_0=P_0$, apoi înlocuind $x=l$ în aceeași ecuație și ținând cont de condiția (2.85), se deduce Q_0 și expresia presiunii funcție de distanță:

$$Q_0 = \sqrt{\frac{P_0 - P_l}{l} \cdot \frac{2DA^2}{f\rho}} \quad (2.88a)$$

$$p(x) = P_0 + (P_0 - P_l) \cdot \frac{x}{l} \quad (2.88b)$$

În prezența unei fisuri, în aval față de aceasta, pe porțiunea $x \in [0, x_F]$, debitul se modifică. Notând această valoare cu Q_1 , ecuațiile (2.84) se păstrează, cu mențiunea că se înlocuiește Q_0 cu Q_1 . Constanta C_1 rezultă imediat, făcând $x=0$ în prima ecuație: $C_1 = P_0$. Punând condiția de continuitate a presiunii în punctul $x=x_F$, se obține constanta C_2 funcție de Q_1 și x_F :

$$C_2 = P_0 - \frac{f\rho}{2DA^2} \cdot Q_1^2 \cdot x_F + \frac{f\rho}{2DA^2} (Q_1 - Q_F)^2 \cdot x_F \quad (2.89)$$

De aici se poate deduce expresia presiunii în prezența unei fisuri:

$$p(x) = \begin{cases} -\frac{f\rho}{2DA^2} Q_1^2 \cdot x + P_0 & \text{pt } x \in [0, x_F] \\ -\frac{f\rho}{2DA^2} (Q_1 - Q_F)^2 \cdot x + P_0 - \\ \quad -\frac{f\rho}{2DA^2} \cdot Q_1^2 \cdot x_F + \frac{f\rho}{2DA^2} (Q_1 - Q_F)^2 \cdot x_F & \text{pt } x \in [x_F, l] \end{cases} \quad (2.90)$$

De asemenea, punând $x=l$ în expresia presiunii dată de (2.84), unde $Q_0=Q_1$ și în care s-a ținut cont relațiile (2.85) și (2.90), rezultă:

$$(P_0 - P_l) \frac{2DA^2}{f\rho} = l \cdot Q_1^2 - 2Q_F(l - x_F) \cdot Q_1 + Q_F^2(l - x_F) \quad (2.91)$$

Presupunând:

$$Q_F = k \cdot Q_1 \quad (2.92)$$

unde se presupune că debitul produs de fisură este mai mic decât debitul fluxului principal și prin urmare factorul $k \in [0, 1)$. Înlocuind (2.92) în (2.91), rezultă:

$$Q_1 = \sqrt{(P_0 - P_l) \frac{2DA^2}{f\rho} \cdot \frac{1}{l + (l - x_F) \cdot k \cdot (k - 2)}} \quad (2.93)$$

Deoarece k este subunitar, expresia de la numitorul celei de-a doua fracții de sub radical se micșorează în raport cu l , și prin urmare, comparând (2.93) cu (2.88a) deducem că în prezența fisurii, în condițiile existenței unei presiuni constante la intrare, debitul la intrare crește față de situația fără fisură ($Q_1 > Q_0$). Graficele teoretice ale presiunii și debitului sunt prezentate în fig.2.12. Presiunea este formată din două drepte cu pante diferite, proporționale respectiv cu Q_1^2 în amonte și $(Q_1 - Q_F)^2$ în aval față de fisură. Detecția unei fisuri s-ar putea face în acest caz prin monitorizarea debitului la intrare. Dacă acesta depășește un anumit prag, se anunță detecția. Măsurând și debitul la ieșire se poate determina $Q_1 - Q_F$ și deci factorul k . Localizarea fisurii se poate face cu relația (2.93), sau grafic, trasând cele două drepte cu pante cunoscute.

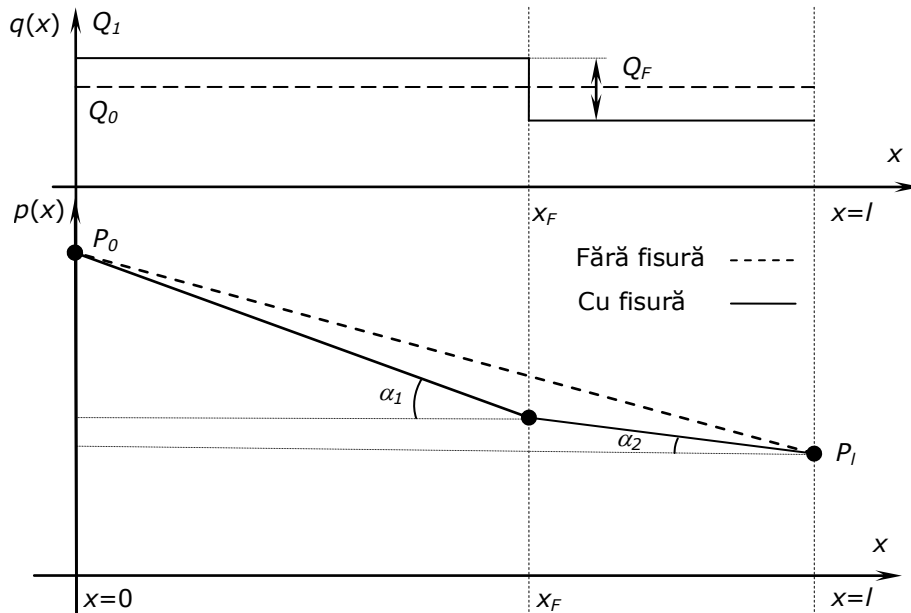


Fig.2.12 Profilele variabilelor de stare în regim static (P_0 -fixat)

O metodă alternativă de localizare a unei fisuri în regim staționar ar fi ca la ieșire să se realizeze obturația conductei. Această operație se poate face însă doar atunci când în prealabil s-a efectuat detecția fisurii, altfel conducta ar fi supusă unor suprapresiuni care ar contribui la distrugerea ei. Prin realizarea acestei condiții se obține practic anularea debitului la ieșire.

Așadar, în cazul cu obturație la ieșire și în prezența fisurii, presupunând situația cu generator de presiune constantă la intrare, expresia debitului devine:

$$q(x) = \begin{cases} Q_F & pt \ x \in [0, x_F) \\ 0 & pt \ x \in [x_F, l] \end{cases} \quad (2.94)$$

iar expresia presiunii funcție de distanță se reduce la:

$$p(x) = \begin{cases} -\frac{f\rho}{2DA^2} Q_F^2 \cdot x + P_0 & \text{pt } x \in [0, x_F) \\ -\frac{f\rho}{2DA^2} Q_F^2 \cdot x_F + P_0 & \text{pt } x \in [x_F, l] \end{cases} \quad (2.95)$$

Se observă că în acest caz, debitul fisurii poate fi determinat direct, prin simpla măsurare a debitului de intrare. Localizarea fisurii poate fi realizată dacă în plus se dispune de valoarea presiunii într-un punct aflat în aval față de fisură (de exemplu la $x=l$):

$$x_F = (P_0 - P_l) \cdot \frac{2DA^2}{f\rho Q_F^2} \quad (2.96)$$

Fig. 2.13 ilustrează variația profilelor presiunii și debitului în acest caz.

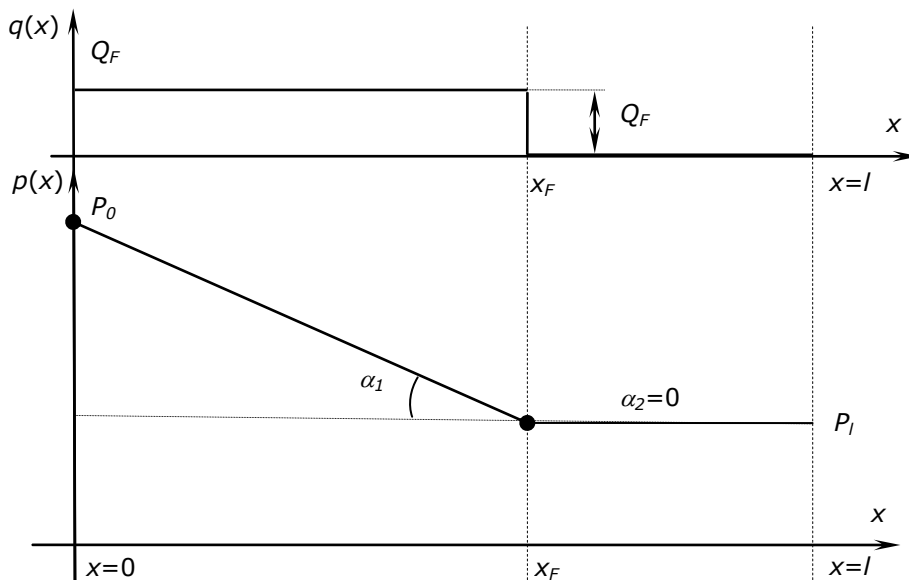


Fig.2 13 Profilul variabilelor de stare în cazul cu obturație

De asemenea, fig. 2.14 prezintă profilul presiunii rezultat prin simularea modelului din fig. 2.7, considerând o fisură la $x=6\text{m}$, pentru diferite arii ale acesteia.

Analizând aceste rezultate se observă că metodele descrise mai sus sunt potrivite pentru detecția și localizarea fisurilor de dimensiuni mari. Fisurile punctiforme nu produc variații semnificative în profilul variabilelor de stare, și prin urmare sunt greu de detectat.

În plus, dacă instalația studiată conține elemente suplimentare cum ar fi coturi, joncțiuni, etc., acestea produc deformări ale profilelor debitului și presiunii, complicând operația de monitorizare. Fig.2.15a și b arată rezultatele simulării unui astfel de caz pentru modelul implementat în fig. 2.7, în situația în care în schemă au fost introduse două elemente care simulează prezența unor coturi în traseul conductei. Anexa 4 prezintă mai multe rezultate de simulare, considerând diferite scenarii posibile (obturație la ieșire, două fisuri, etc.).

De aceea, din cauza complexității situațiilor întâlnite în practică, subliniem încă o dată importanța deosebită pe care o are modelul de simulare ca uneală de lucru în înțelegerea fenomenelor și adoptarea unor soluții optime pentru cazul particular studiat.

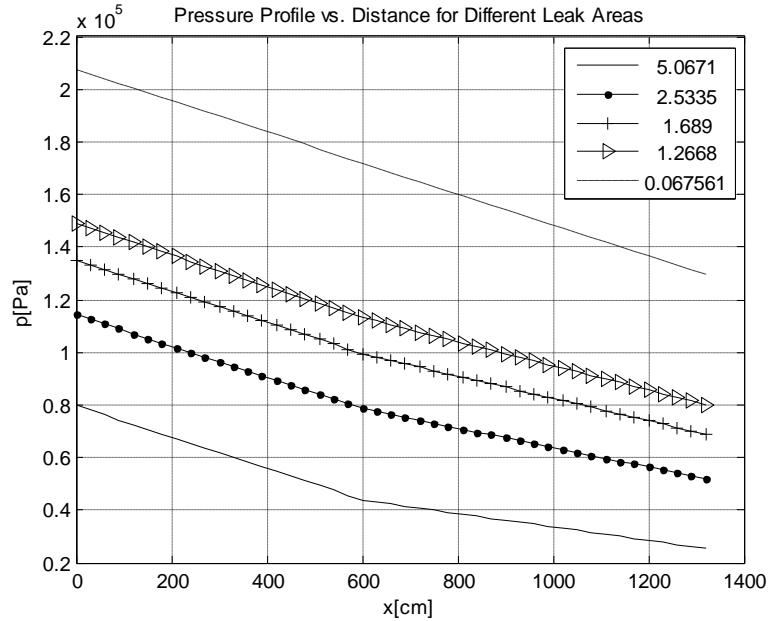


Fig.2.14 Profilul presiunii obținut prin simulare pentru modelul studiat

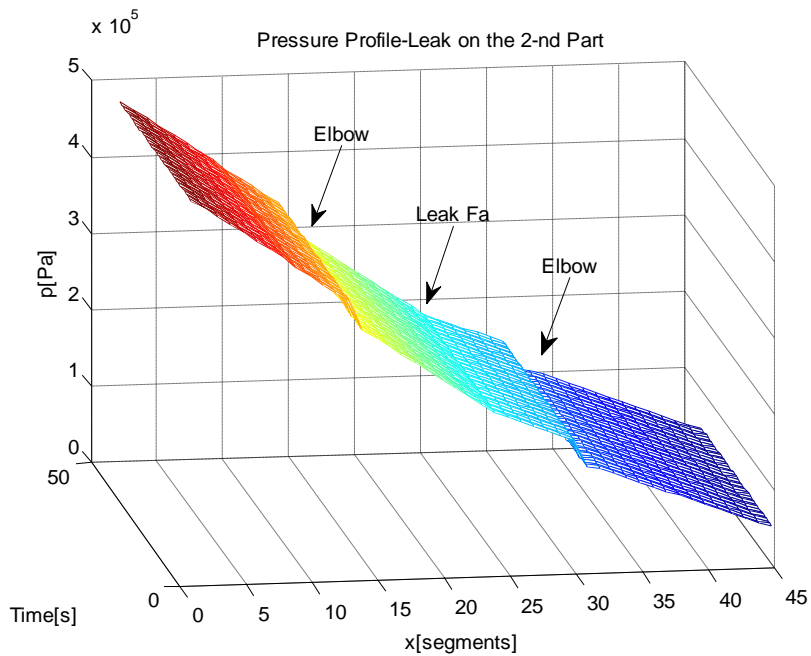


Fig.2.15a Simularea unei conducte cotite (fisura între două coturi)

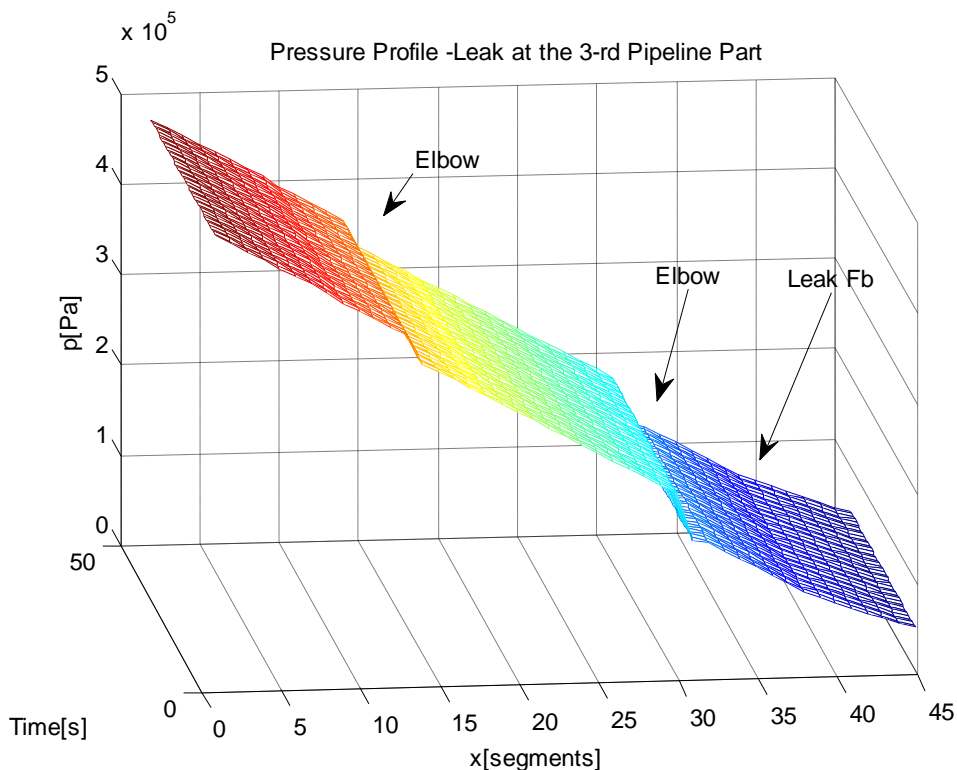


Fig.2.15b Simularea situației când ambele coturi sunt aval față de fisură

Cu ajutorul acestui model, s-a realizat de asemenea, și un studiu în regim dinamic, prin aplicarea unei componente de presiune variabilă, de mică amplitudine, suprapusă peste componenta continuă existentă. Acest lucru poate fi realizat practic prin intermediul acționării unei pompe, închiderea/deschiderea unei valve, etc. Așa cum am arătat în paragraful 2.2., din cauza interferenței dintre unda directă și cea reflectată, la anumite frecvențe se produce rezonanța, rezultând unde staționare. Totuși, aceste metode trebuie utilizate cu precauție deoarece, dacă amplitudinea componentei variabile este comparabilă cu cea a componentei continue, sau dacă timpii de comutare ai dispozitivelor de la intrare sunt mici, aceste unde pot distruge instalația.

Lucrarea de față propune utilizarea unui semnal de comandă sinusoidal, de mică amplitudine, cu frecvența liniar crescătoare, cunoscut în literatură de semnal "chirp". Cu acest semnal se baleiază domeniul de frecvențe proprii ale conductei. În acest fel, se vor produce unde staționare multiple la momentele de timp la care frecvența semnalului devine pe rând egală cu fiecare dintre aceste frecvențe proprii. De regulă, prin construcție, impedanța sursei este mai mare sau comparabilă cu impedanța caracteristică a instalației. Dacă ieșirea conductei este liberă, se vor produce ventre de presiune la intrare și noduri la ieșire, rezultând unde staționare de tip $\lambda/4$. Fig. 2.16 arată distribuția spațiu-timp a acestor unde pentru modelul studiat (considerând conducta fără coturi). Se observă cum numărul de maxime și

minime crește pe măsură ce frecvența de comandă crește. Acest fapt ne conduce la ideea că am putea extrage informații privind lungimea conductei doar din spectrul de frecvență al semnalului presiune recepționat în origine, conform relațiilor (2.77) și (2.78).

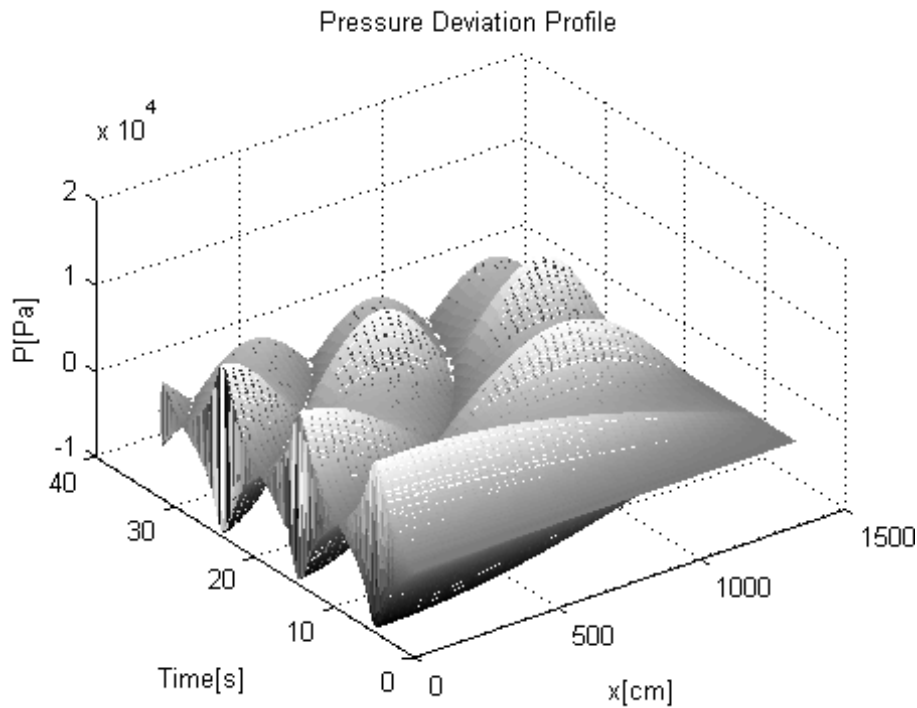


Fig.2.16 Unde staționare $\lambda/4$ ca rezultat al aplicării unui semnal *chirp*

Așa cum s-a arătat în relația (2.46), factorul *SWR* care exprimă severitatea undelor staționare, depinde de deschiderea orificiului din capătul terminal $x=l$. Această relație este echivalentă cu cea pentru liniile de transmisiuni:

$$SWR = \begin{cases} \frac{Z_0}{Z_l} & \text{pt } Z_0 \geq Z_l \\ \frac{Z_l}{Z_0} & \text{pt } Z_0 < Z_l \end{cases} \quad (2.97)$$

Scriind relația (2.25) care exprimă impedanța de sarcină funcție de aria orificiului A_l din punctul $x=l$, rezultă:

$$Z_l \cong K \frac{\rho Q_l}{2A^2 \gamma^2} = K \frac{\rho Q_l}{2A_l^2} \quad (2.98)$$

unde s-a considerat:

$$\gamma = \frac{A_1}{A_0} \quad (2.99)$$

Conform relației (2.23), presiunea hidrodinamică la ieșirea din țevă va fi în acest caz:

$$P_l = K \frac{\rho Q_l^2}{2A_1^2} \quad (2.100)$$

Presupunând pentru simplitate pierderile nule, presiunea continuă la intrarea conductei, P_{01} va fi egală cu presiunea de la ieșirea sa, P_l (fig. 2.17). Prin urmare, rezultă următoarea expresie pentru debit:

$$Q_l = A_1 \cdot \sqrt{\frac{2P_{01}}{K\rho}} \quad (2.101)$$

Înlocuind (2.201) în (2.98), se obține:

$$Z_l = \frac{1}{A_1} \cdot \sqrt{\frac{K\rho \cdot P_{01}}{2}} \quad (2.102)$$

Împărțind la impedanța caracteristică, Z_0 din (2.26):

$$\frac{Z_l}{Z_0} = \frac{A_0}{A_1} \cdot \frac{1}{c_0} \sqrt{\frac{K \cdot P_{01}}{2\rho}} \quad (2.103)$$

Echivalând relațiile pentru factorul SWR al conductei (2.46) cu cel corespunzător liniilor de transmisiuni, (2.97), se poate deduce expresia vitezei c_l la ieșirea din conductă, funcție de presiune:

$$c_l = \sqrt{\frac{K \cdot P_{01}}{2\rho}} \quad (2.104)$$

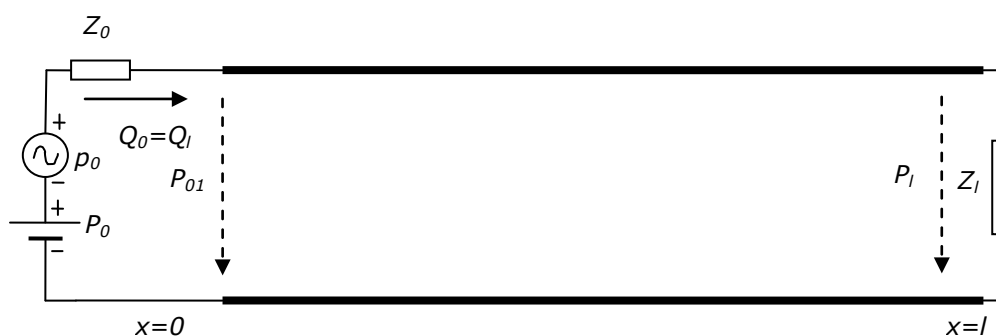


Fig. 2.17 Explicativă pentru calculul lui Q_l

Conform fig. 2.17 se observă că debitul care se stabilește în sistemul conductei, se mai poate scrie sub forma:

$$Q_l = \frac{P_0 - P_{01}}{Z_0} \quad (2.105)$$

Egalând expresiile (2.101) și (2.105) rezultă o ecuație cu necunoscuta P_{01} :

$$P_{01} + c_0 \cdot \frac{A_1}{A_0} \sqrt{\frac{2\rho}{K}} \cdot \sqrt{P_{01}} - P_0 = 0 \quad (2.106)$$

Notând:

$$\xi = \sqrt{P_{01}} > 0 \quad (2.107)$$

se obține o ecuație de gradul al doilea:

$$\xi^2 + c_0 \cdot \frac{A_1}{A_0} \sqrt{\frac{2\rho}{K}} \cdot \xi - P_0 = 0 \quad (2.108)$$

Se observă că:

$$\Delta = c_0^2 \left(\frac{A_1}{A_0} \right)^2 \cdot \frac{2\rho}{K} + 4P_0 > 0 \quad (2.109a)$$

Prin urmare, ecuația (2.108) are două rădăcini reale. Deoarece atât suma cât și produsul acestora sunt cantități negative, rezultă că aceste rădăcini sunt de semn contrar:

$$\begin{aligned} \xi_1 + \xi_2 &= -c_0 \frac{A_1}{A_0} \sqrt{\frac{2\rho}{K}} < 0 \\ \xi_1 \cdot \xi_2 &= -P_0 < 0 \end{aligned} \quad (2.109b)$$

Așadar, conform relației (2.207), se va alege rădăcina pozitivă:

$$\sqrt{P_{01}} = -c_0 \cdot \frac{A_1}{A_0} \sqrt{\frac{\rho}{2K}} + \sqrt{c_0^2 \cdot \left(\frac{A_1}{A_0} \right)^2 \cdot \frac{\rho}{2K} + P_0} \quad (2.110)$$

Ridicând la pătrat, se obține expresia presiunii funcție de aria orificiului terminal:

$$P_{01} = \left(-c_0 \cdot \frac{A_1}{A_0} \sqrt{\frac{\rho}{2K}} + \sqrt{c_0^2 \cdot \left(\frac{A_1}{A_0}\right)^2 \cdot \frac{\rho}{2K} + P_0} \right)^2 \quad (2.111)$$

Înlocuind în (2.110) în (2.104) rezultă imediat și expresia vitezei:

$$c_1 = -\frac{c_0}{2} \cdot \frac{A_1}{A_0} + \sqrt{\left(\frac{c_0}{2} \cdot \frac{A_1}{A_0}\right)^2 + \frac{K}{2\rho} \cdot P_0} \quad (2.112)$$

Fig.2.18 și fig. 2.19 arată comparativ rezultatele teoretice și cele obținute prin simulare, pentru factorul SWR și coeficientul de reflexie Γ funcție de raportul ariilor. Se observă că pentru un raport al ariilor de aproximativ 34, pentru un coeficient al pierderilor minore $K \cong 7$ se obține adaptare la ieșirea conductei.

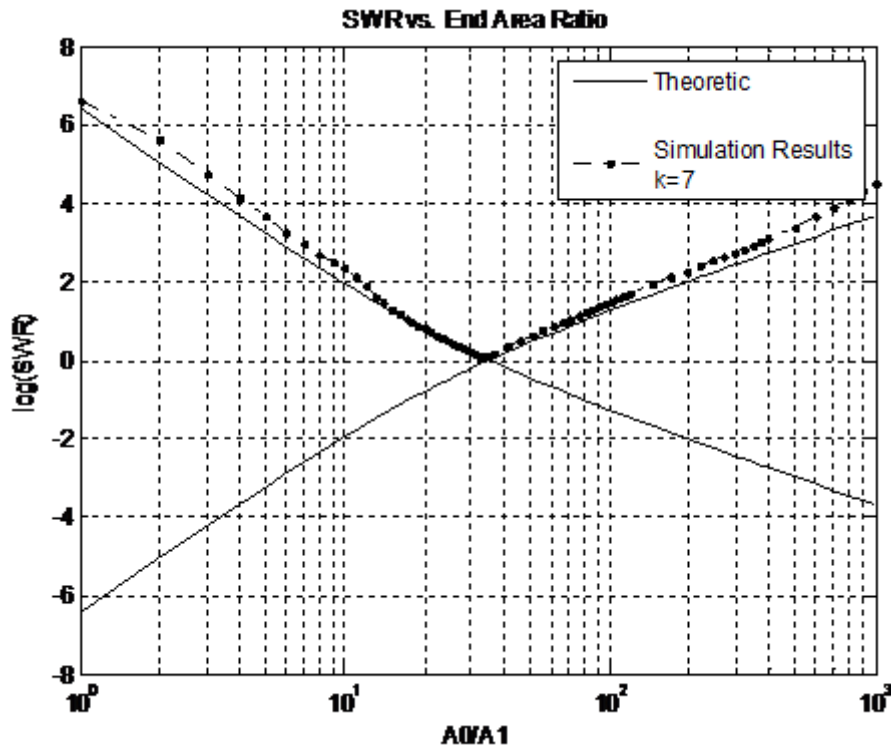


Fig. 2.18 Raportul de undă staționară funcție de raportul ariilor

La simulare, s-a variat gradual aria orificiului de la capătul conductei (fig.2.10). Pentru fiecare caz în parte, s-a determinat spectrul de putere al presiunii recepționate la intrare. Factorul SWR a fost determinat din valorile extreme:

$$SWR = \sqrt{\frac{P_{max}}{P_{min}}} \quad (2.113)$$

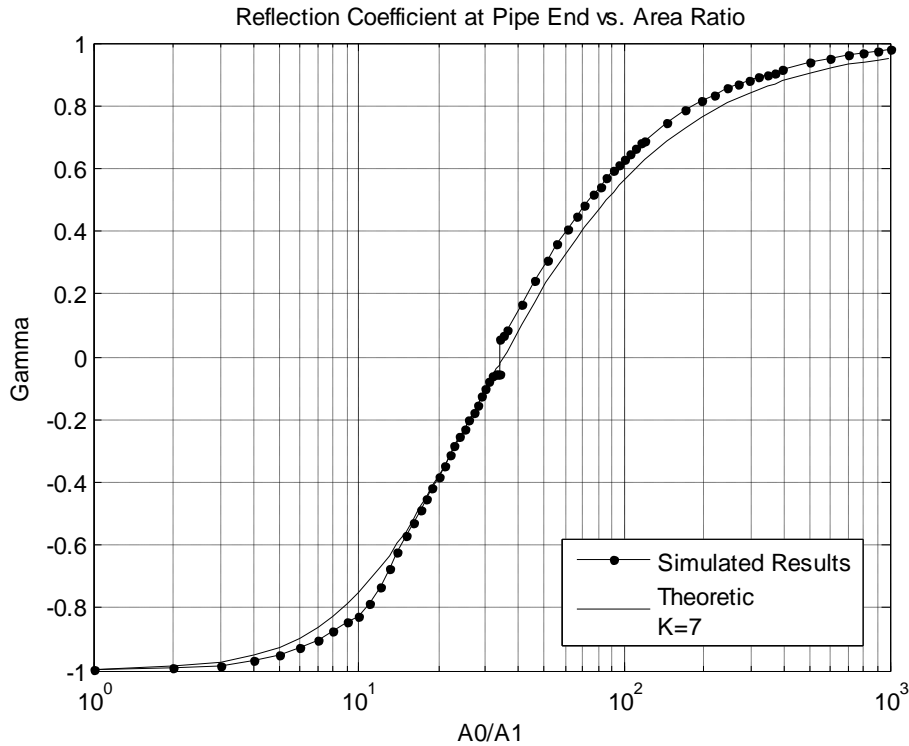


Fig. 2.19 Coeficientul de reflexie la capătul conductei

Apariția unei fisuri în sistem, produce practic o "scurtare" a conductei văzută de la intrare. Distribuția undelor staționare se va modifica, stabilindu-se unde de tip $\lambda/4$ în amonte față de fisură și de tip $\lambda/2$, în aval, presupunând ieșirea liberă. Fig. 2.22a și fig. 2.22b ilustrează acest lucru.

Coeficientul de reflexie al fisurii va fi descris de relația (2.56). Ne propunem să determinăm teoretic și prin simulare forma de variație a acestui coeficient funcție de aria fisurii.

Presupunând din nou conducta fără pierderi, presiunea continuă la intrarea conductei, P_{01} se va regăsi în orice punct al acesteia (fig.2.4). Prin analogie cu relația (2.100), presiunea medie în punctul unde s-a produs fisura, P_F se poate scrie:

$$P_F = K \frac{\rho Q_F^2}{2A_2^2} \quad (2.114)$$

unde cu A_2 s-a notat aria fisurii, iar cu Q_F debitul acesteia:

$$Q_F = A_2 \cdot \sqrt{\frac{2P_F}{K\rho}} \quad (2.115)$$

Presiunea medie în punctul $x=l$ respectă de relația (2.100), unde în acest caz $A_1=A_0$ deoarece se presupune că ieșirea este liberă. Prin urmare, debitul în același punct va fi:

$$Q_l = A_0 \cdot \sqrt{\frac{2P_l}{K\rho}} \quad (2.116)$$

Deoarece presiunea medie este constantă,

$$P_{01} = P_F = P_l. \quad (2.117)$$

Pe de altă parte,

$$Q_F = Q_0 - Q_l = \frac{P_0 - P_{01}}{Z_0} - A_0 \cdot \sqrt{\frac{2P_l}{K\rho}} \quad (2.118)$$

Prin egalarea relațiilor (2.115) și (2.118), se obține o ecuație cu necunoscuta P_{01} :

$$P_{01} + \left(1 + \frac{A_2}{A_0}\right) c_0 \sqrt{\frac{2\rho}{K}} \sqrt{P_{01}} - P_0 = 0 \quad (2.119)$$

Această ecuație are o singură soluție pozitivă, similară cu cea din cazul discutat anterior. Prin urmare, expresia presiunii medii funcție de aria fisurii va fi:

$$P_{01} = \left(-c_0 \cdot \left(1 + \frac{A_2}{A_0}\right) \sqrt{\frac{\rho}{2K}} + \sqrt{c_0^2 \cdot \left(1 + \frac{A_2}{A_0}\right)^2 \cdot \frac{\rho}{2K} + P_0} \right)^2 \quad (2.120)$$

Fig. 2.20 arată forma de variație a acestei presiuni, rezultat obținut atât prin implementarea expresiei (2.120) cât și prin simulare. De asemenea, presupunând viteza undei c_2 la ieșirea din fisură de forma (2.104), s-a implementat relația **(2.56)** pentru coeficientul de reflexie. Rezultatele teoretice și cele de simulare sunt prezentate comparativ în fig. 2.21. Se observă o scădere a valorii absolute a coeficientului de reflexie cu aria secțiunii fisurii. Diferențele dintre rezultatele teoretice și cele obținute prin simulare se pot datora faptului că estimarea coeficientului de reflexie s-a făcut prin estimarea mai întâi a raportului de undă staționară din date, conform relației (2.113), apoi coeficientul de reflexie s-a determinat funcție de factorul *SWR*, din relația (2.44).

Dacă se variază poziția fisurii și de-a lungul conductei, determinând de fiecare dată frecvențele conținute în spectrul presiunii la $x=0$, se observă o variație invers proporțională cu distanța acestor armonici. Acest lucru este în acord cu relația (2.78). Rezultatele simulării pentru cazul conductei cu pierderi sunt prezentate în fig.2.23, unde cu F_{pi} s-au notat valorile teoretice ale frecvențelor de rezonanță iar cu f_{p1}, \dots, f_{p5} , primele cinci armonici obținute prin acest studiu. De asemenea, s-a reprezentat comparativ și diferența frecvențelor primelor două armonici (Δf_1).

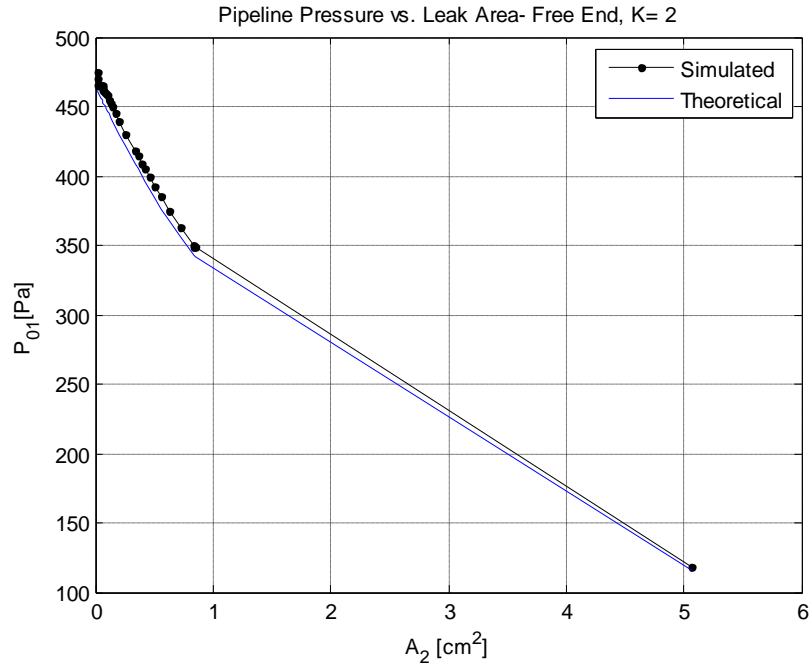


Fig.2.20 Presiunea funcție de aria fisurii

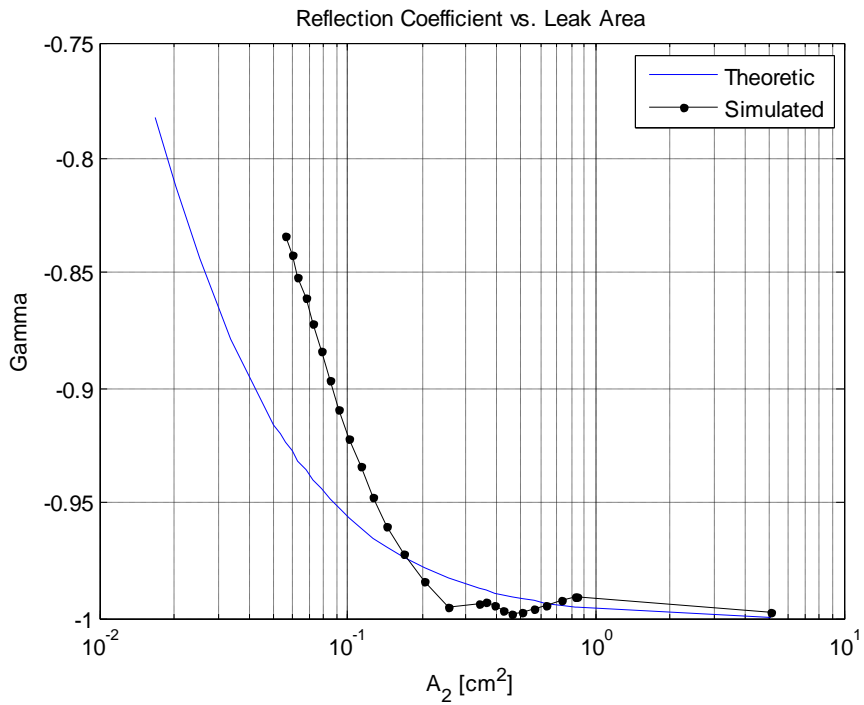


Fig.2.21 Coeficientul de reflexie funcție de aria fisurii

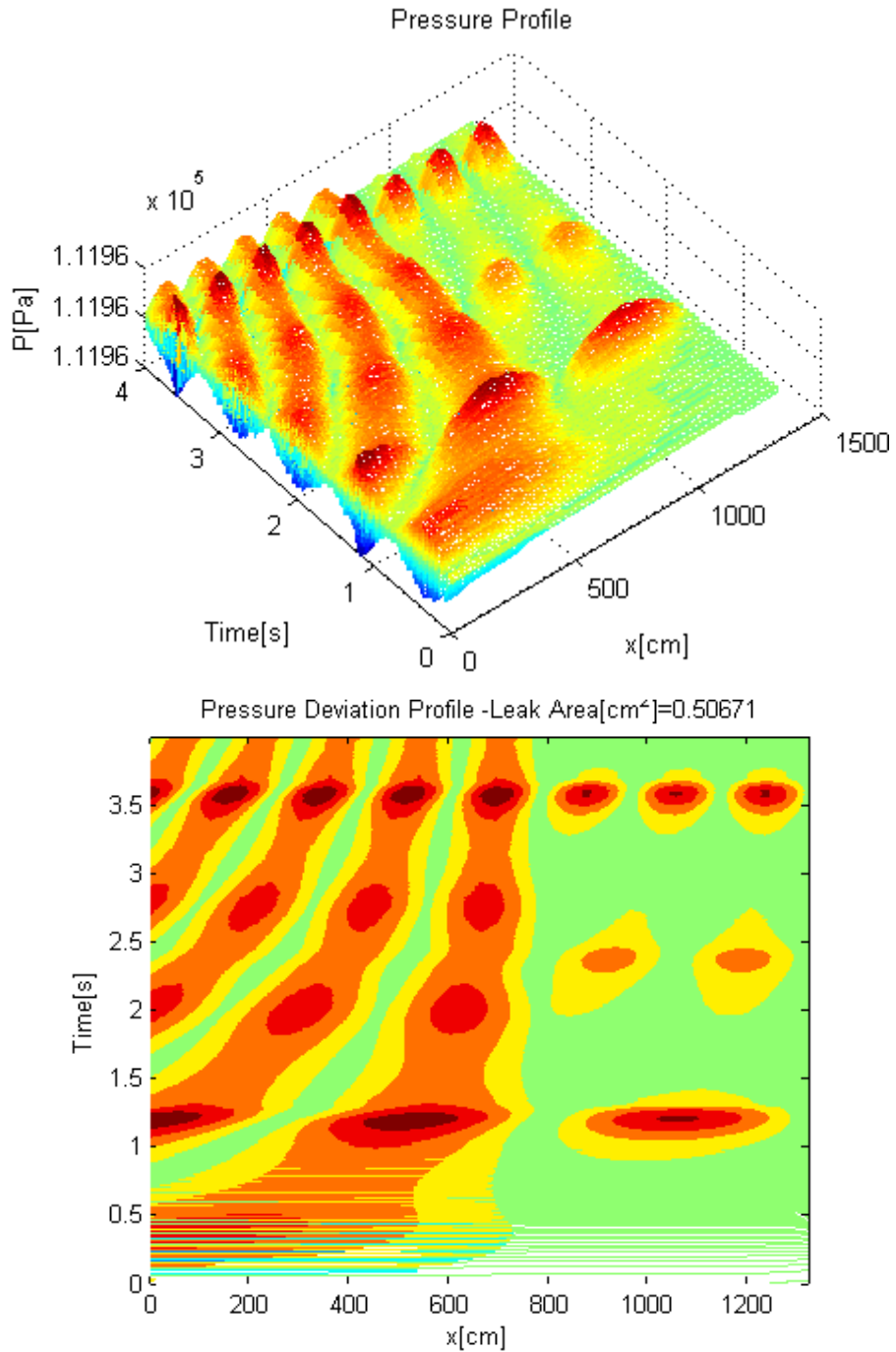


Fig. 2.22 Distribuția undelor staționare în cazul existenței unei fisuri la $x=780$ cm, conducta fără pierderi, ieșirea liberă
 a) Vedere tridimensională b) Conturul variației presiunii

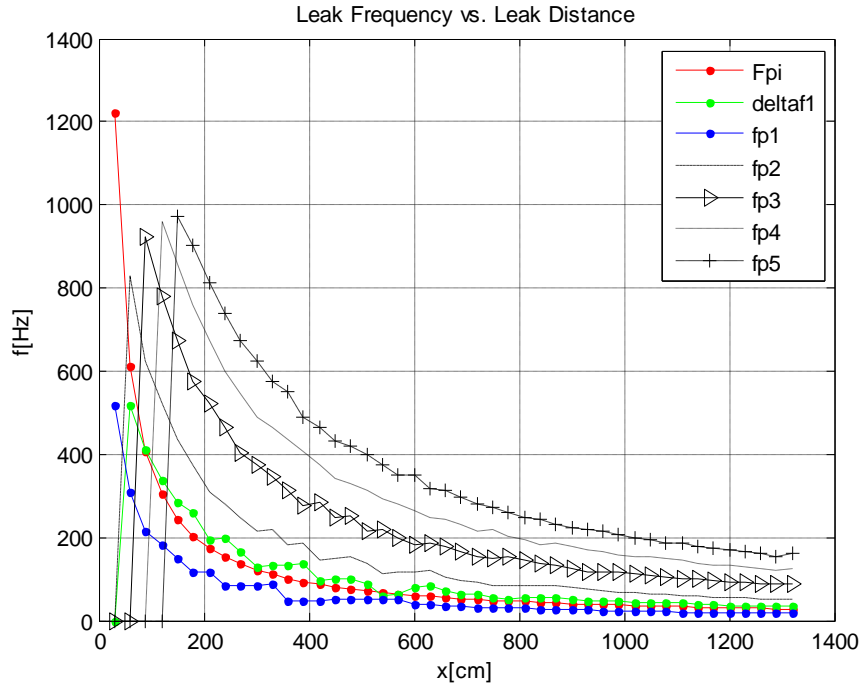


Fig.2.23 Variația frecvenței principalelor armonici cu distanța

De asemenea, se observă și o micșorare a frecvențelor de rezonanță cu suprafața fisurii, la o poziție constantă a acesteia (fig. 2.24).

Din punct de vedere teoretic, o fisură produce un vârf spectral la o frecvență [Wan]:

$$f_p = \frac{S_r v_2}{D_2} \quad (2.121)$$

unde S_r este numărul lui Strouhal, v_2 este viteza fluidului la ieșirea din fisură, iar D_2 este diametrul fisurii. Exprimând viteza funcție de debit și diametrul funcție de suprafață, rezultă:

$$f_p = S_r \cdot \frac{\sqrt{\pi}}{2} \cdot \frac{Q_F}{A_2 \sqrt{A_2}} \quad (2.122)$$

Înlocuind debitul conform relației (2.115) în (2.122), apoi P_{01} din (2.120), se obține expresia frecvenței produsă de fisură funcție de aria suprafeței acesteia:

$$f_p = S_r \cdot \frac{\sqrt{\pi}}{2K} \cdot \frac{1}{\sqrt{A_2}} \cdot \left(1 + \frac{A_2}{A_0}\right) c_0 \cdot \left[-1 + \sqrt{1 + \frac{2K}{\rho c_0^2} \cdot \frac{P_0}{\left(1 + \frac{A_2}{A_0}\right)^2}} \right] \quad (2.123)$$

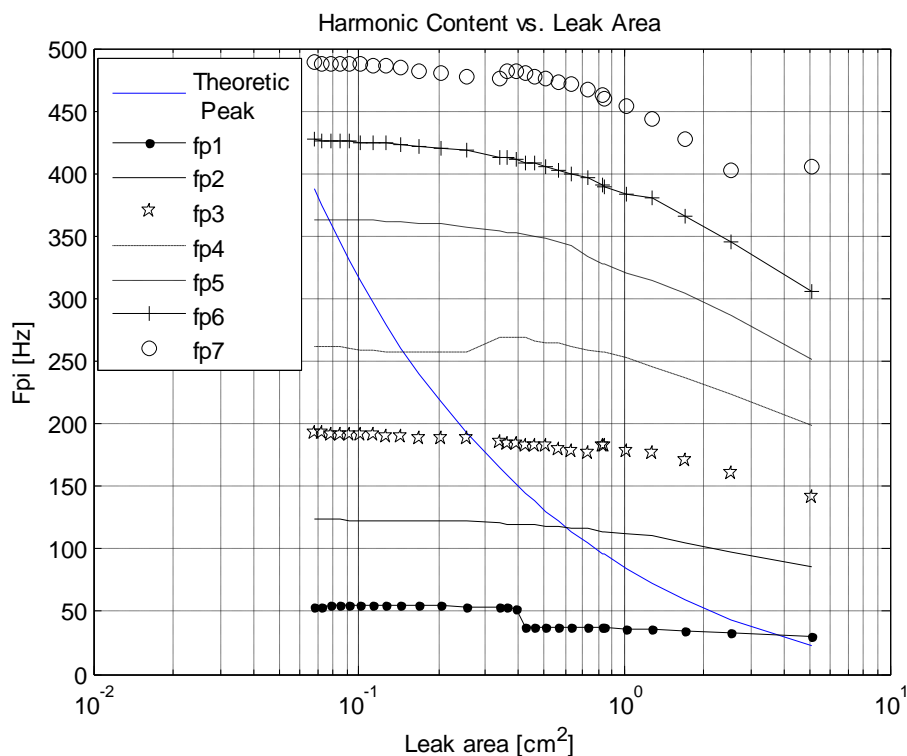


Fig.2.24 Variația frecvențelor proprii de rezonanță cu suprafața fisurii

Fig. 2.24 prezintă comparativ primele șapte armonici f_{p1}, \dots, f_{p7} , obținute prin simularea modelului din fig. 2.7, presupunând o fisură la o distanță fixă $x=6$ metri. Pe același grafic s-a reprezentat și funcția teoretică (2.123), presupunând numărul lui Strouhal, $S_r=0.2$ (tipic). Rezultatele obținute atât prin simulare cât și prin implementarea relației (2.123) indică o scădere a frecvențelor proprii fisurii cu aria suprafeței acesteia. Caracteristica teoretică intersectează pe rând curbele corespunzătoare acestor frecvențe în puncte care se deplasează treptat spre domeniul frecvențelor mari, pe măsură ce se micșorează aria fisurii.

2.5. Rezultate experimentale

Folosind modelul experimental descris în paragraful 2.3, s-au achiziționat diferite semnale în regim activ (Tabelul 2.3). Fig. 2.25 arată o pereche tipică de astfel de semnale recepționate simultan în puncte aflate la intrarea instalației experimentale.

Aceste semnale sunt în esență aleatoare și prin urmare comportarea lor nu poate fi descrisă decât prin intermediul unor legi statistice. Modelele de simulare sunt necesare, dar nu și suficiente pentru înțelegerea fenomenelor complexe care caracterizează curgerea unui fluid. De multe ori trebuie să apelăm și la date experimentale pentru a rezolva problemele reale care pot interveni în practică. În

acest sens, curgerea turbulentă reprezintă încă un subiect cu caracter empiric al științei, una din problemele nerezolvate din fizica clasică. Așadar, trebuie să combinăm informația obținută pe cale experimentală cu cea teoretică pentru a înțelege proprietățile curgerii.

Semnalele provenite de la senzori conțin, pe lângă semnalul util, și zgomot perturbator. Monitorizarea spectrului de putere implică utilizarea celor mai potrivite metode de estimare spectrală (Anexa 5) pentru aplicația dată. Datorită regimului activ, aceste semnale conțin armonici, și prin urmare se poate aplica teorema de descompunere Wold (Anexa5, paragraful 5.1.5). Pentru determinarea vârfurilor spectrale, se pot utiliza în acest caz algoritmi de estimare a pseudospectrelor de putere care separă subspațiul semnalului alcătuit din armonici de subspațiul zgomotului. Acești algoritmi sunt rezumați în paragraful 5.1.5 din Anexa 5.

Fig. 2.26 prezintă comparativ spectrul normalizat estimat prin aceste metode, pentru un semnal achiziționat la intrarea instalației experimentale iar fig.2.27 arată în detaliu pseudospectrul estimat prin metoda *MUSIC* în domeniul 0-400 Hz. Frecvențele estimate prin aceste metode, corespunzătoare vârfurilor spectrale, pentru diferite frecvențe de comandă a pompei și pentru fiecare regim de lucru definit în Tabelul 2.3, sunt sintetizate în Tabelul 2.4. Din aceste rezultate se poate observa că în al doilea regim de lucru, în care variațiile induse de pompă sunt predominante, se obține, pentru majoritatea metodelor de estimare spectrală, o dependență crescătoare a frecvenței vârfului spectral funcție de frecvența de comandă a pompei. Acest vârf spectral poate corespunde reflexiei cauzate de discontinuitatea introdusă de existența manșonului la distanța de 1.8 m în cadrul instalației experimentale. Totuși, se observă că nu se pot trage concluzii ferme din datele obținute, fiind necesare investigații suplimentare. Fig.2.28 ilustrează acest lucru.

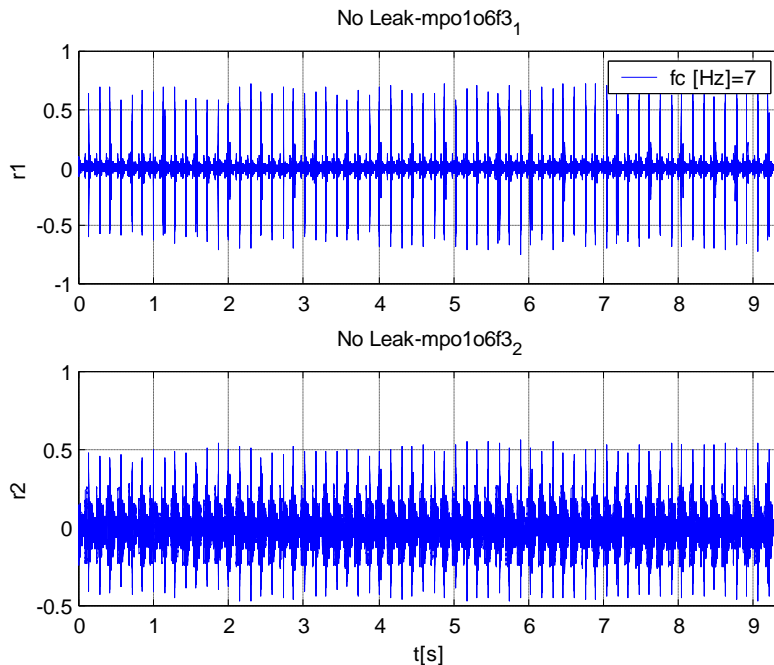


Fig. 2.25 Semnale reale recepționate în regim activ

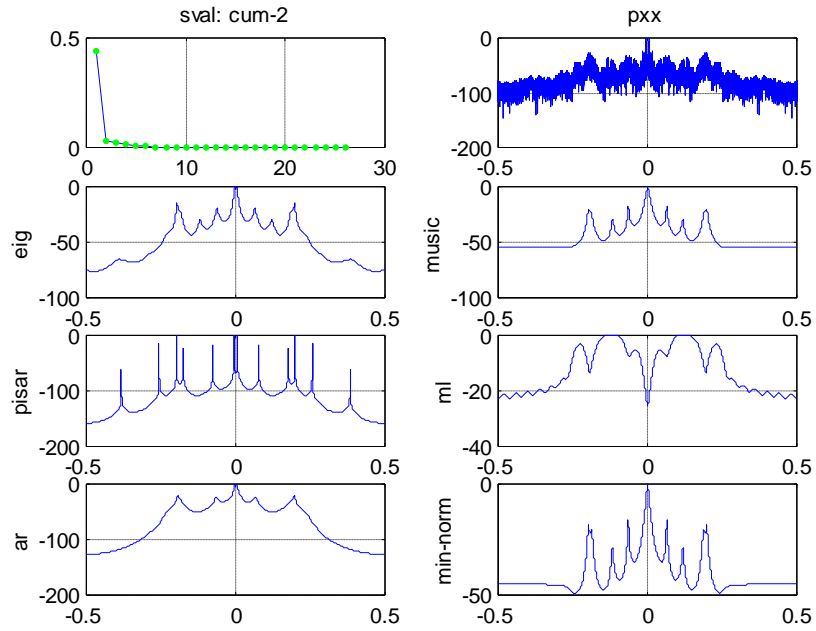


Fig. 2.26 Spectrul normal al unui semnal recepționat la intrarea instalației experimentale, estimat prin diferite metode

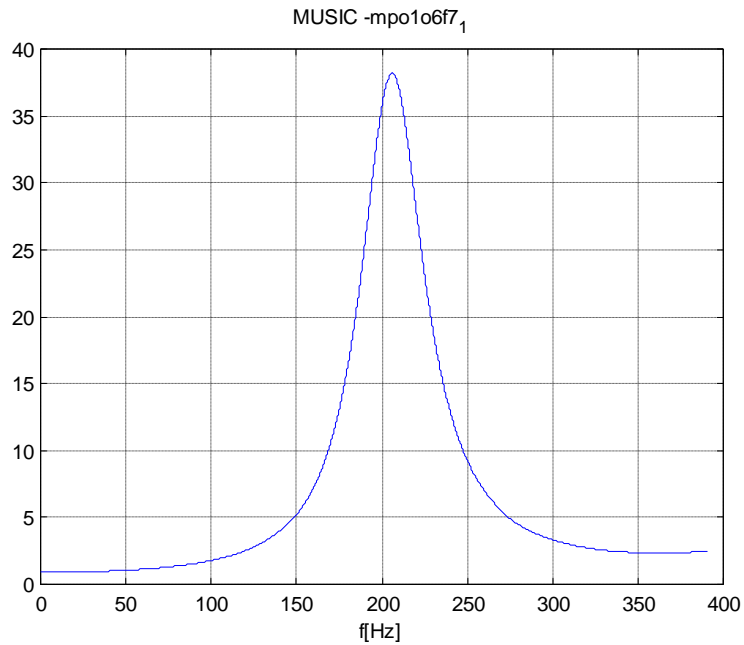


Fig. 2.27 Pseudospectrul estimat din date

Tabelul 2.4 Frecvențele asociate vârfurilor spectrale în intervalul 0-400 Hz

Regimul de lucru	fc [Hz]	Eigen-vector [Hz]	MUSIC [Hz]	Pisarenko [Hz]	ML [Hz]	AR [Hz]	Periodogram [Hz]	Min-norm [Hz]
1	-	278.4	295.6	390.6	0	390.6	0.57	273.8
2	1.5	390.6	390.6	390.6	390.6	390.6	0	0
	4	0	0	370.7	390.6	0	0.5	0
	7	118.0	120.5	390.6	253.6	305.3	118.0	116.9
	10	121.1	119.5	390.6	327.8	300.5	100.1	118.2
	13	165.9	163.8	390.6	390.6	184.4	156.0	164.2
	17	193.7	199.3	0	0	0	153.1	196.2
3	20	200.6	205.9	390.6	0	0	199.8	203.5
	4	355.3	361.6	0	322.1	390.6	271.0	351.9
	7	0	0	390.6	241.4	390.6	0	0
	10	390.6	390.6	0	343.8	390.6	270.6	390.6
	13	0	0	0	243.9	390.6	0.3	0
4	17	390.6	377.0	0	68.8	390.6	0	374.7
	20	0	0	390.6	291.2	0	0.3	0
	4	390.6	390.6	390.6	390.6	0	216.4	180.0
	7	390.6	305.1	390.6	302.1	390.6	351.7	157.7
	10	390.6	165.5	390.6	160.5	0	90.7	163.6
	13	362.2	357.8	390.6	268.1	390.6	338.5	349.2
	17	232.8	223.9	390.6	92.3	0	357.8	228.5
	20	227.3	224.1	390.6	0	0	219.9	222.9

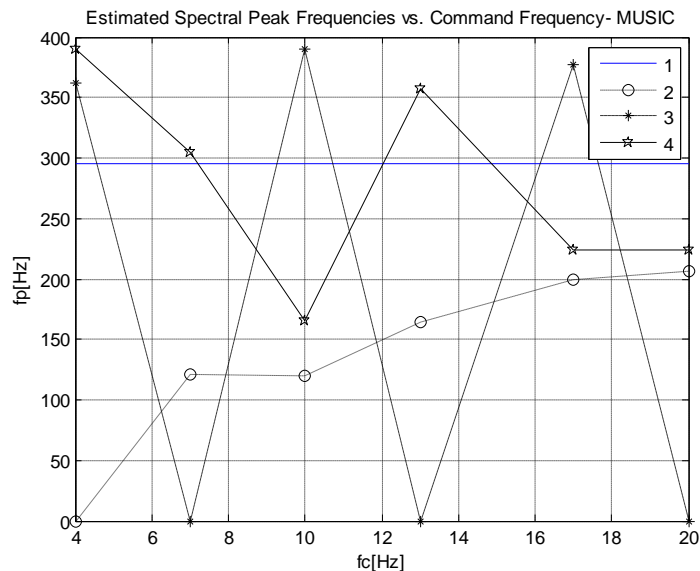


Fig. 2.28 Variația vârfului spectral estimat cu frecvența de comandă a pompei

2.6. Modelarea interferențelor netaționare de tip "burst"

Curgerea unui fluid aflat sub presiune printr-o conductă produce un zgomot generat de frecarea cu pereții acesteia. Acest zgomot este un semnal aleator staționar, în ipoteza că presiunea și debitul sunt în medie constante în timp. De asemenea, zgomotul generat de o fisură poate fi determinat, pe lângă frecare, și de producerea unor bule de vapori sau gaze în masa fluidului care provoacă vibrații (cavitație).

Prin urmare, semnalul cules de senzori este compus din semnalul generat de fisură (în cazul existenței acesteia), zgomotul produs de fluxul principal care străbate conducta și zgomotul cauzat de perturbații ale mediului exterior. În general în practică, presiunea și debitul pot fi caracterizate prin variații bruște care se pot datora acțiunii pompelor, valvelor, etc. din sistem. De asemenea, condițiile externe pot varia brusc, având în vedere că instalația poate fi amplasată la nivelul solului sau îngropată sub pământ, podea, etc. Orice perturbații netaționare produse în mediul ambiant cum ar fi cele datorate traficului rutier, vocii umane, etc., pot afecta decisiv măsurătorile. Toate aceste perturbații apar la momente de timp aleatoare, ele neputând fi prevăzute. Fig. 2.29 prezintă o pereche de semnale reale achiziționate în instalația experimentală descrisă în paragraful 2.3, care prezintă acest caracter netaționar al puterii.

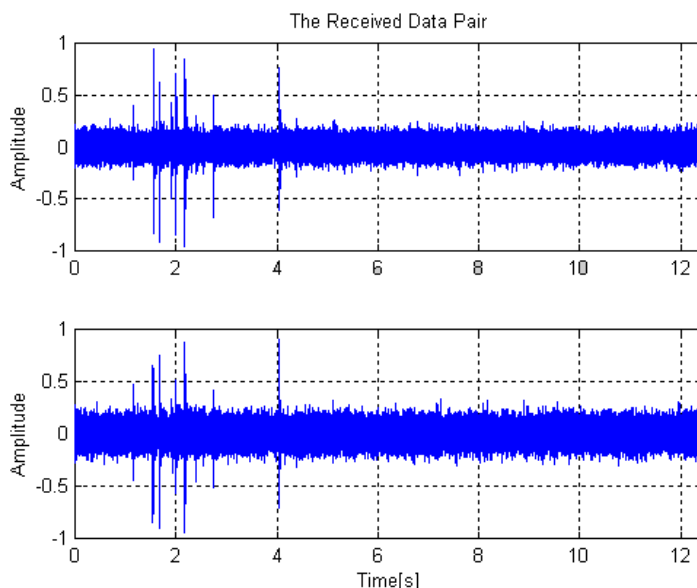


Fig. 2.29 Semnale afectate de zgomot netaționar

Este important de studiat performanța algoritmilor clasici de detecție și localizare în condiții de zgomot netaționar. În acest scop, este necesară generarea unor astfel de situații, similare cu cele care pot apare în practică, prin intermediul modelării. Ideea acestui studiu constă în a introduce forțat aceste perturbații netaționare, și de a estima performanțele obținute în prezența lor **[Dan3]**.

Se propun două modele de generare a interferențelor de tip netaționar (burst). Prima se bazează pe un algoritm "software" de generare a unor semnale

aleatoare cu variații exponențiale de amplitudine. Al doilea model se bazează pe o metodă "hard" de inducere a interferențelor de tip burst prin intermediul pompei cu diafragmă, conectată la instalația experimentală descrisă în paragraful 2.3.

Pentru a compara modul în care este afectată performanța rezultatelor de acest tip de interferențe, se propune un nou criteriu prin care se determină gradul de apropiere al funcției de intercorelație de cazul ideal. Acest criteriu ține cont atât de amplitudinea vârfului funcției de intercorelație relativ la zgomotul de fond, cât și de eroarea de estimare.

2.6.1 Modelarea software

Modelul matematic pentru problema estimării timpului de întârziere la care semnalul produs de fisură ajunge în punctele de recepție este descris de următoarele ecuații [Car2],[Hun1],[Hun3],[IEE],[Knp]:

$$\begin{cases} r_1(t) = s(t) + n_1(t) \\ r_2(t) = s(t - D) + n_2(t) \end{cases} \quad (2.124a)$$

unde $r_1(t)$, $r_2(t)$ reprezintă semnalele recepționate de senzori, $n_1(t)$, $n_2(t)$ sunt zgomotele aditive perturbatoare captate simultan cu semnalul util produs de fisură, $s(t)$. Acest semnal prezintă o întârziere relativă D între cele două puncte de achiziție.

În modelul matematic propus, pe lângă componenta aditivă a zgomotului se include și o componentă exponențială (burst), $b(t)$ care apare multiplicată cu semnalul util, conform relației:

$$s(t) = b(t) \cdot x(t) \quad (2.124b)$$

unde cu $x(t)$ s-a notat semnalul original provenit de la fisură. Această ecuație se referă la situația în care perturbația de tip burst este produsă de cauze interne, datorate unor variații bruște ale presiunii și/sau debitului fluidului. În acest caz, perturbațiile induse vor include și informația referitoare la întârzierea de timp, D . Pe de altă parte, deoarece aceste variații produc un efect nestaționar în semnalele recepționate, va fi afectată performanța estimării.

Schema bloc pentru generarea semnalului de test software este prezentată în fig. 2.30.

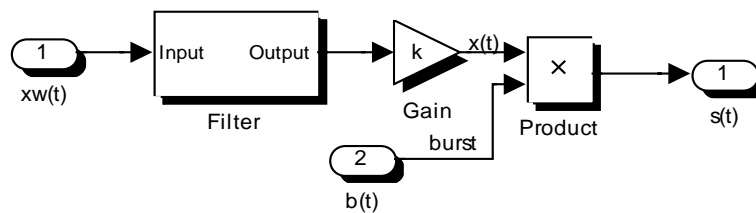


Fig.2.30 Generarea semnalului de test

În acest model, semnalul util de test $x(t)$ este obținut dintr-un semnal zgomot alb gaussian $xw(t)$, generat cu ajutorul mediului de programare Matlab®, care apoi este

trecut printr-un filtru trece jos având forma spectrului de putere similară cu cea a unui semnal tipic staționar, achiziționat în condiții reale în instalația experimentală. Coeficienții filtrului s-au obținut printr-o tehnică de identificare cu ajutorul Matlab®, [Mat1]. Semnalul de la ieșirea filtrului este apoi scalat, astfel încât puterea totală a semnalului rezultat să fie unitară. Semnalul rezultat este apoi înmulțit semnalul burst $b(t)$, al cărui algoritm de generare este descris în diagrama din fig.2.31.

Ideea producerii acestui semnal se bazează pe observația că numărul de evenimente aleatoare de tip burst care apar în unitatea de timp, poate fi modelat cu ajutorul unei variabile aleatoare discrete Poisson, având funcția densitate de probabilitate definită de relația [Pap]:

$$f(p) = e^{-\lambda} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\lambda^k}{k!} \delta(p-k) \quad (2.125)$$

unde λ este numărul mediu de evenimente de tip burst din intervalul de observare, iar δ este funcția impuls.

De asemenea, momentele de timp la care apar aceste evenimente pot fi modelate cu ajutorul densității de probabilitate exponențiale:

$$f(l) = \lambda \cdot e^{-\lambda l} \quad (2.126)$$

unde cu l s-a notat aici lungimea intervalului de timp dintre două evenimente aleatoare succesive.

În diagrama din fig. 2.31, momentul de timp t_0 , care desemnează momentul inițial al seriei de evenimente de tip burst, a fost modelat de asemenea cu ajutorul distribuției exponențiale, cu media în mijlocul intervalului de observare.

Rezultă că Momentele de timp t_i $i=1,2,\dots,p$, la care apar aceste evenimente se vor calcula cu relațiile:

$$\left\{ \begin{array}{l} t_1 = t_0 + l_1 \\ t_2 = t_1 + l_2 \\ \vdots \\ t_p = t_{p-1} + l_p \\ t_p \leq (N-1) \cdot T_S \end{array} \right. \quad (2.127)$$

unde așa cum s-a precizat anterior, l_i sunt variabile aleatoare (reprezentând lungimile intervalelor de timp), având o distribuție exponențială cu media:

$$\mu = \frac{1}{\lambda} \quad (2.128)$$

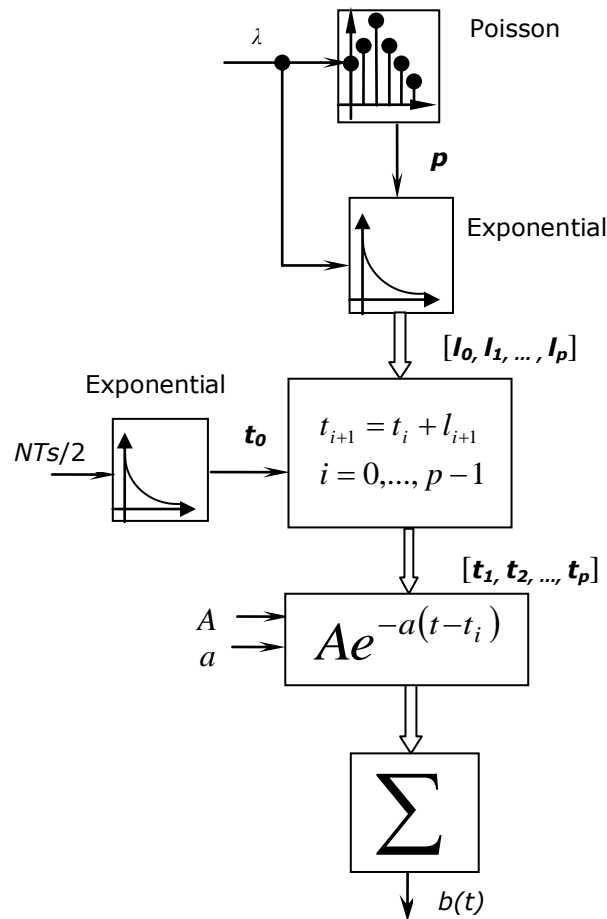


Fig.2.31 Generarea semnalului burst

La fiecare moment de timp t_i astfel obținut, se generează o o funcție exponențială (spike):

$$b_i(t) = A_i e^{-a(t-t_i)} \quad (2.129)$$

unde cu A_i s-a notat amplitudinea exponențialei iar a reprezintă o constantă care caracterizează "îngustimea" impulsului burst. Semnalul nestaționar $b(t)$ este apoi obținut prin însumarea tuturor impulsurilor $b_i(t)$:

$$b(t) = \sum_{i=1}^p b_i(t) = \sum_{i=1}^p A_i e^{-a(t-t_i)} \quad (2.130)$$

Evident, concentrația interferențelor netaționare induse în semnalul de test poate fi crescută prin generarea aleatoare a unui număr crescător de momente t_0 :

$$c[\%]^d = \frac{\sum_{u=1}^{maxu} p_u}{N} \cdot 100 \quad (2.131)$$

unde cu c s-a notat concentrația evenimentelor netaționare exprimată în procente, p_u reprezintă numărul de evenimente obținute la fiecare realizare a variabilei aleatoare t_0 , $maxu$ numărul total de realizări, iar N lungimea secvenței de date. Un exemplu de semnal de test obținut prin acest algoritm este prezentat în fig. 2.32. Histograma semnalului rezultat se va abate de la forma gaussiană într-un grad mai mare sau mai mic, în funcție de doi factori: amplitudinea interferențelor netaționare și concentrația lor.

Pentru a evalua efectul semnalelor perturbatoare asupra preciziei estimării, este important să separăm factorul raport semnal zgomot (SNR) în două componente: o componentă cauzată de zgomotul aditiv, $NSNR$, și o componentă cauzată de interferențele de tip burst, $BSNR$, definite astfel:

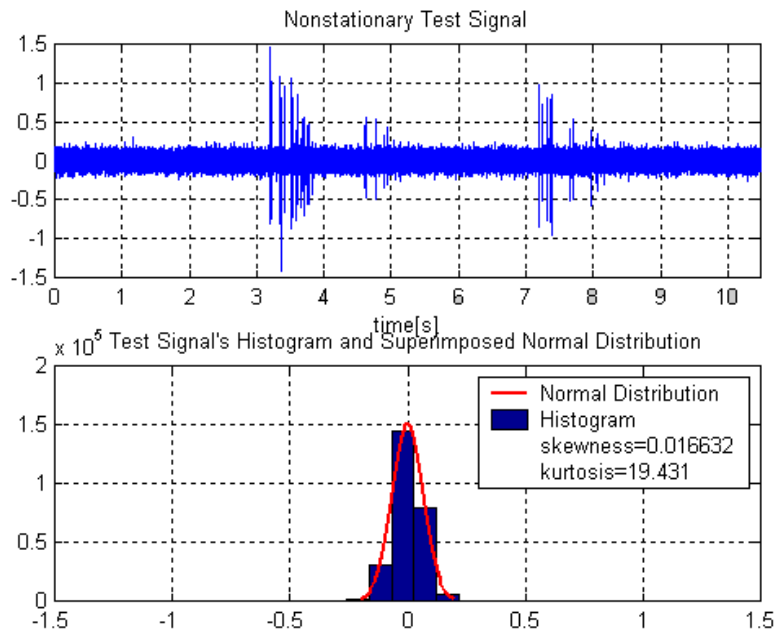


Fig.2.32 Semnal tipic de test (sus) și histograma sa (jos)

$$\begin{cases} NSNR[dB] = 10 \cdot \lg\left(\frac{P_x}{P_n}\right) \\ BSNR[dB] = 10 \cdot \lg\left(\frac{P_x}{P_b}\right) \end{cases} \quad (2.132)$$

unde P_x , P_n și P_b reprezintă puterile semnalului util, zgomotului aditiv și respectiv a interferențelor de tip burst. Raportul semnal zgomot global, care descrie întreg semnalul de test este:

$$SNR[dB] = 10 \cdot \lg\left(\frac{P_x}{P_n + P_b}\right) \quad (2.133)$$

Prin urmare,

$$\frac{1}{SNR} = \frac{1}{NSNR} + \frac{1}{BSNR} \quad (2.134)$$

De aici rezultă că dacă oricare dintre componentele raportului semnal zgomot este mult mai mare decât cealaltă, factorul SNR global va fi redus la componenta cea mai mică. Dacă ambele componente au valori comparabile atunci raportul semnal zgomot global va fi redus cu aproximativ 3 dB față de fiecare.

Un alt aspect important în evaluarea efectelor interferențelor netaționare asupra rezultatelor de simulare este de a găsi un criteriu de comparare. Criteriul propus definește un indice pentru a măsura gradul de apropiere a funcției de intercorelație a semnalelor recepționate față de cazul ideal. Acest indice I_1 ia în calcul atât amplitudinea vârfului funcției de intercorelație cât și eroarea de estimare, fiind definit astfel:

$$I_1 = \begin{cases} I_0(1 - 2\varepsilon) & \text{pt. } 0 \leq \varepsilon \leq 0.5 \\ 0 & \text{pt. } 0.5 < \varepsilon \leq 1 \end{cases} \quad (2.135)$$

În definiția de mai sus I_0 reprezintă componenta amplitudine a noului indice. El poate fi calculat ca raportul dintre puterea vârfului funcției de intercorelație și puterea totală a secvenței de intercorelație.

$$I_0 = \frac{d \hat{R}_{12}^2 \max}{\sum_{m=-D_{max}}^{D_{max}} \hat{R}_{12}^2(m)} \quad (2.136)$$

unde R_{12} reprezintă secvența de intercorelație, iar D_{max} întârzierea maximă, presupusă a priori cunoscută.

A doua componentă care descrie acest indice, notată cu ε , reprezintă eroarea de estimare. Acest factor este definit ca raportul dintre deviația absolută față de cazul ideal a argumentului corespunzător maximului funcției de intercorelație și întârzierea maximă:

$$\varepsilon = \frac{d \left| \arg(\hat{R}_{12 \max}) - D \right|}{D_{\max}} \quad (2.137)$$

Motivul pentru care a fost introdus acest indice, a fost acela de a putea avea o măsură a gradului de apropiere a rezultatelor față de cazul ideal, în special în această situație de nestaționaritate, în care nu numai amplitudinea funcției de intercorelație poate fi afectată, dar și întârzierea estimată.

2.6.2 Modelarea hardware

Semnale afectate de perturbații de tip nestaționar au fost generate și prin intermediul modelului experimental descris în paragraful 2.3 și Anexa 4. Aceste perturbații au fost generate periodic, la diferite frecvențe, cu ajutorul pompei cu diafragmă, conectată la intrarea instalației. Fig. 2.33 arată două perechi de semnale achiziționate în aceleași puncte ale conductei. Perechea din stânga corespunde unor semnale măsurate în regim pasiv, cu pompa oprită, în timp ce perechea din dreapta corespunde regimului activ, cu pompa în funcțiune, fiind comandată cu un semnal dreptunghiular, cu frecvența de 4 Hz. Toate cele patru moduri de lucru descrise în Tabelul 2.3 au fost implicate în studiul efectuat pentru evaluarea performanței algoritmilor de estimare. Se observă că în acest caz, ca efect al perturbațiilor induse periodic, se obține o concentrație mare a interferențelor nestaționare.

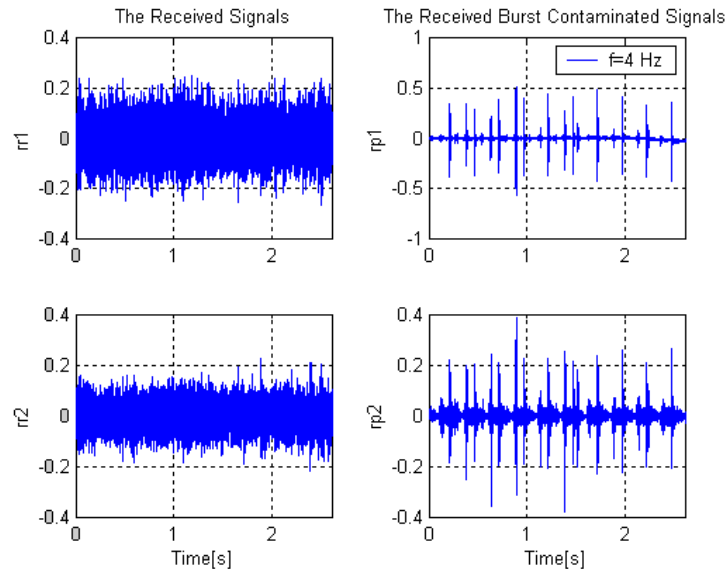


Fig.2.33 Două perechi tipice de semnale reale: a) (stânga) regim pasiv; b) (dreapta) regim activ cu perturbații nestaționare induse

2.6.3 Rezultate de simulare

Utilizând semnale de test generate prin algoritmul descris în paragraful 2.6.1 s-au realizat trei studii pentru care s-a evaluat indicele de performanță I_1 .

Parametrii implicați în aceste studii au fost cele două componente ale raportului semnal zgomot, $BSNR$ și $NSNR$. Prima componentă $BSNR$, a fost reprezentată de cele două elemente: amplitudinea interferențelor burst, A și concentrația acestora c , conform relațiilor (2.130) și (2.131). Simulările s-au efectuat prin varierea fiecărui parametru în parte, păstrând constante valorile celorlalți doi parametri. Pentru compararea rezultatelor, s-a calculat funcția de intercorelație (CCF) considerând patru cazuri, rezumate în tabelul 2.5.

Tabelul 2.5 Abrevieri utilizate pentru compararea rezultatelor de simulare

Nr. crt.	Componenta de zgomot		Abrevieri	Semnificație
	B Burst	N Aditiv		
1	0	0	ICCF	Cazul ideal, fără zgomot
2	0	1	CCF	Semnale cu zgomot aditiv
3	0	1	WCCF	Semnale cu zgomot aditiv, trecute printr-un filtru de albire (Anexa 5)
4	1	1	BCCF	Semnale de test cu zgomot aditiv și cu interferențe nestaționare

La fiecare simulare s-au generat câte zece realizări ale semnalelor de test, pentru care s-a determinat media indicelui de performanță. Rezultatele de simulare sunt prezentate în fig.2.34a, fig.2.34b și fig.2.34c, unde cu $mIDEG$ s-a notat media indicelui de performanță I_1 .

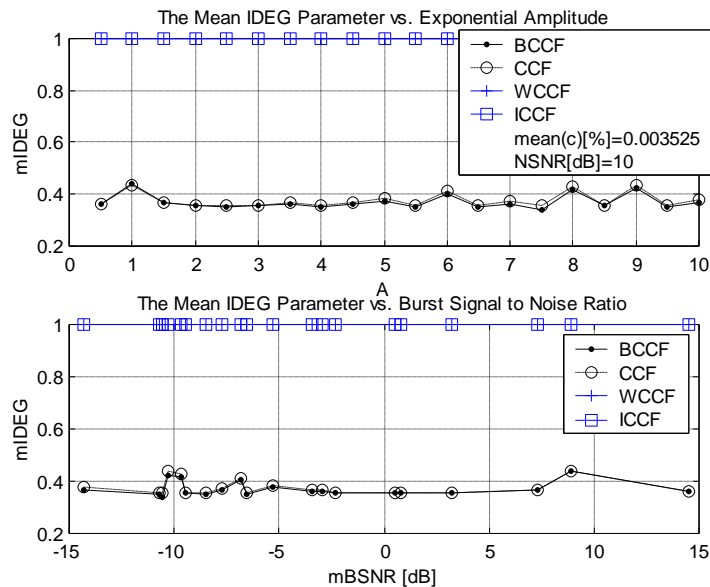


Fig. 2.34a Rezultate de simulare pentru o amplitudine variabilă a impulsurilor burst

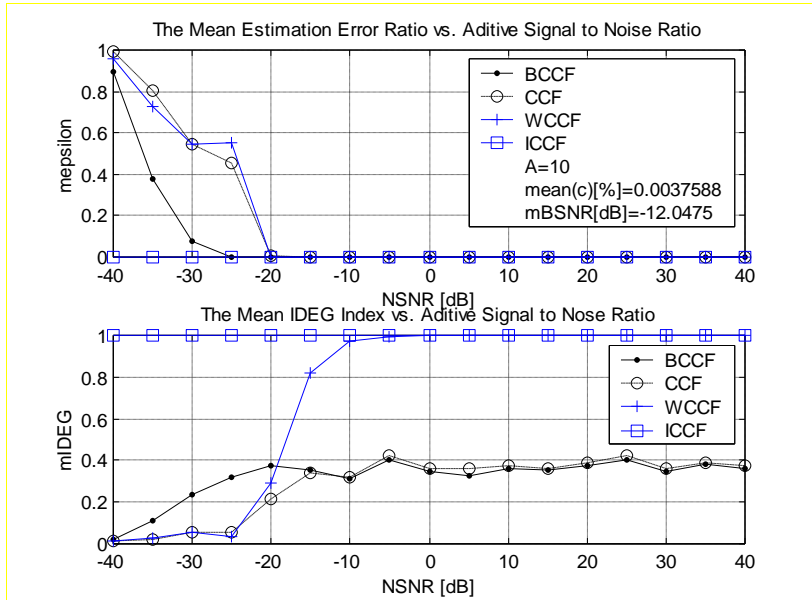


Fig. 2.34b Indicele mediu de performanță pentru componenta NSNR variabilă

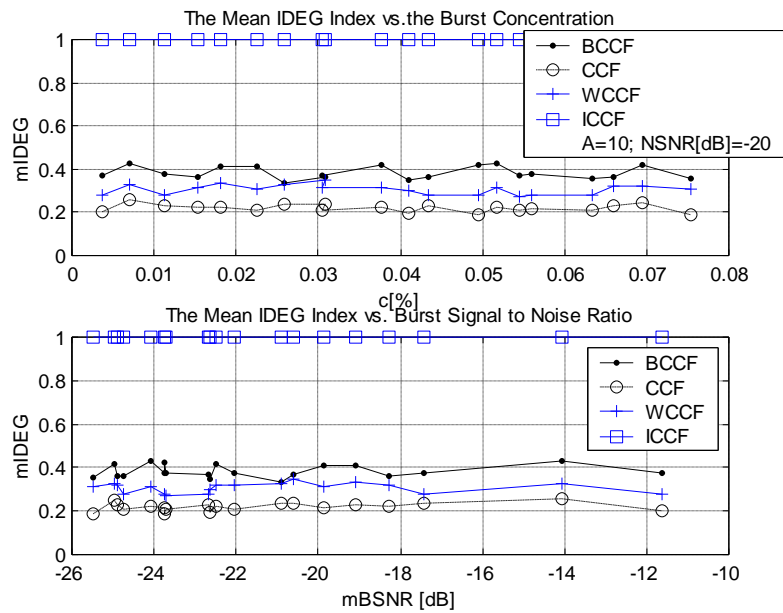


Fig. 2.34c Rezultate de simulare pentru o concentrație variabilă a impulsurilor burst

Din analiza acestor rezultate, se pot trage câteva concluzii interesante cu privire la semnalele cu interferențe netaționare. La un raport semnal zgomot aditiv NSNR relativ mare, și o concentrație de interferențe burst mică, -situație des

întâlnită la semnalele reale, indicele de performanță al semnalelor cu zgomot de tip burst este apropiat de cel al semnalelor fără acest tip de interferențe (fig. 2.34a).

O observație interesantă este că la un raport semnal zgomot aditiv $NSNR$ mic, semnalele cu interferențe burst produc rezultate mai bune decât celelalte tipuri de semnale (fig. 2.34b). Acest lucru se întâmplă atunci când acest tip de perturbație are cauze interne (variații ale presiunii/debitului), și deci conține implicit și informația referitoare la întârzierea de timp. De asemenea, în fig. 2.34c se poate observa că în domeniul ales, concentrația impulsurilor burst conținută în semnal, practic nu afectează performanța estimării. În fine, o remarcă generală este că pentru un domeniu larg al componentei raport semnal zgomot aditiv $NSNR$, rezultatele cele mai bune, foarte apropiate de cazul ideal, se obțin cu semnale staționare, care au fost trecute în prealabil printr-un filtru de albire (fig. 2.34a, fig.2.34b, Anexa 5).

2.6.4 Rezultate experimentale

Indicele de performanță I_1 a fost de asemenea evaluat pentru semnale reale achiziționate în instalația experimentală. S-a estimat funcția de intercorelație pentru toate cele patru moduri de lucru descrise în tabelul 2.3, la diferite frecvențe de comandă a pompei. Rezultatele obținute sunt prezentate în fig. 2.35 (sus). De asemenea, a fost estimată și funcția de intercorelație a semnalelor recepționate în regim activ, trecute printr-un filtru de albire, fig. 2.35 (jos).

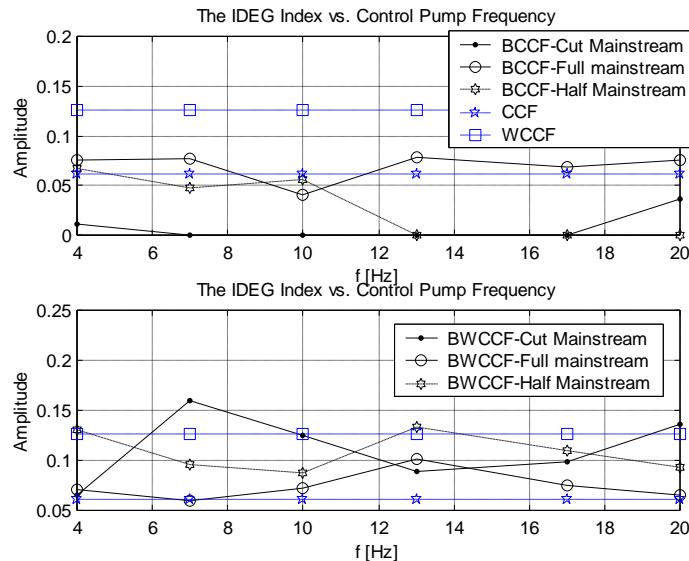


Fig.2.35 Rezultate experimentale comparative

Aceste rezultate arată că performanța estimării în cazul semnalelor cu perturbații nestacionare este inferioară celei corespunzătoare semnalelor staționare, în special pentru regimurile 2 și 4 (Tabelul 2.3), care implică o componentă mai mică a raportului semnal zgomot, $BSNR$. Totuși, în a doua diagramă (fig.2.35 jos) se observă că utilizând tehnica de albire (Anexa 5, paragraful 5.1.4), performanța

rezultatelor crește depășind chiar cazul corelației simple dintre semnalele achiziționate în regim pasiv (CCF).

2.7. Concluzii

Acest capitol prezintă un set de investigații comparative în scopul gasirii unor modele de simulare care să aproximeze cât mai mult condițiile reale ale unei conducte de transport. Modelele de curgere dinamică prezintă un interes din ce în ce mai crescut, fiind unele importante utilizate pentru monitorizarea în timp real și detecția la timp a fisurilor la conductele care transportă fluide vitale, și care deseori operează în regim dinamic rapid.

Punctul de pornire în acest demers îl reprezintă ecuațiile fizice care exprimă conservarea masei și a momentului unui fluid transportat printr-o conductă orizontală, la temperatură constantă. Se obține un set de ecuații diferențiale neliniare care descriu comportarea variabilelor de stare, presiunea și debitul fluidului în fiecare punct din spațiu și pentru fiecare moment de timp. Pentru rezolvarea acestor ecuații sunt necesare metode numerice complexe, care implică discretizarea sistemului conductă atât în spațiu cât și în timp.

Se face o descriere matematică sintetică a principalelor metode numerice folosite în prezent, metoda caracteristicilor și metoda de predicție-corecție. Se subliniază faptul că implementarea acestor metode implică un volum foarte mare de calcul, și un număr mare de instrumente de observare a variabilelor de stare pentru estimarea condițiilor inițiale și de graniță ale sistemului.

Se realizează un model simplificat al conductei, privit ca un sistem segmentat, cu parametri concentrați. Se observă că sistemul conductei poate fi asemănat cu o linie de transmisiuni, constatare efectuată și de către autor în timpul efectuării măsurărilor experimentale, dar găsită și în literatură [Mat3]. Spre deosebire de [Mat3], care face analiza sistemului prin prisma funcțiilor de transfer, această lucrare studiază fenomenul propagării unei perturbații de-a lungul conductei, în scopul identificării unor metode active de detecție și localizare a pierderilor.

Se deduce expresia impedanței de sarcină echivalente și semnificația noțiunilor de gol, respectiv scurtcircuit la ieșire.

Se realizează un studiu de caz, pentru calculul presiunii și debitului funcție de semnalul aplicat la intrarea sistemului. Acest studiu se face prin extinderea și aplicarea elementelor teoretice dezvoltate în cadrul liniilor de transmisiuni la sistemul conductei. Se arată că pierderile prin frecare produc fenomenul de dispersie, semnalul aplicat la intrare propagându-se distorsionat și atenuat prin sistemul conductei. De asemenea, se arată că atunci când nu există adaptare la ieșire, se produc unde staționare, din cauza fenomenului de reflexie.

Pe baza ecuațiilor fizice de conservare a masei și energiei, se deduc pentru sistemul conductei doi factori importanți legați de propagarea undei asociate: coeficientul de reflexie și raportul de undă staționară. **Se arată că pentru cei doi coeficienți se obțin relații matematice similare cu cele de la liniile de transmisiuni.** Existența unei fisuri în sistemul conductei este modelată cu ajutorul unei impedanțe paralele care produce un nod al undei de presiune la distanța corespunzătoare apariției defectului. Pe baza acestei observații, se deduce o metodă simplă de detecție și localizare prin identificarea frecvențelor proprii de rezonanță din spectrul presiunii măsurată la capătul din amonte al conductei. Această metodă necesită un singur instrument de măsurare a presiunii, dar și un dispozitiv de

generare a semnalului de excitație, fiind o metodă activă. Se subliniază că această metodă necesită precauții din cauza faptului că undele staționare pot pune în pericol sistemul conductei, și prin urmare este necesară alegerea unui semnal de excitație de mică amplitudine.

Pentru testarea rezultatelor obținute, se utilizează un model experimental de dimensiuni medii realizat în laborator, la care fluidul transportat este apa la 20°C. În cadrul acestui model experimental, **se implementează un dispozitiv de generare a excitațiilor de presiune**, folosind o pompă cu diafragmă (de automobil), racordată la intrarea instalației experimentale și comandată cu un semnal a cărui frecvență este ajustabilă. Pentru filtrarea semnalelor recepționate se implementează un filtru activ trece jos (anti-aliasing). Achiziția semnalelor se realizează cu ajutorul sistemului dSPACE, DS1102, folosind componentele RTI 1102 și Control Desk.

Pornind de la modelul experimental, **se realizează și un model de simulare**, prin intermediul mediului de programare *Matlab*[®], *Simulink*[®] și *Simscape*[™]. Proiectarea modelului s-a făcut gradat, prin creșterea treptată a complexității schemei, cu ajutorul unor segmente, fiecare segment fiind aproximat cu un sistem cu parametri concentrați.

Pornind de la ecuațiile conservării masei și momentului **se deduc expresiile matematice** care definesc **profilul presiunii și respectiv debitului în regim staționar, în prezența unei fisuri**. Pe baza acestor calcule, se deduc câteva metode de detecție și localizare a fisurilor în regim static, din valorile măsurate ale presiunii și/sau debitului la intrarea și respectiv la ieșirea conductei. Se subliniază că aceste metode se pretează pentru detecția/localizarea fisurilor de dimensiuni mari care produc variații semnificative în profilul variabilelor de stare. Se observă că rezultatele obținute prin simulare sunt în concordanță cu cele teoretice.

Cu ajutorul modelului propus, se efectuează și un studiu în regim dinamic, prin aplicarea unei presiuni variabile de mică amplitudine, suprapusă peste componenta continuă. Pentru obținerea frecvențelor proprii de rezonanță **se propune utilizarea unui semnal de comandă de tip "chirp"**, cu frecvența liniar crescătoare. Se arată că prin această metodă se pot extrage informații privind distanța până la defect, doar din spectrul de frecvență al semnalului presiune recepționat la intrarea conductei.

Utilizând modelul experimental, se achiziționează semnale reale în regim activ. Deoarece aceste semnale sunt aleatoare, pentru extragerea armonicilor conținute, se utilizează cu precădere algoritmi de estimare a pseudospectrelor de putere, bazați pe teorema de descompunere Wold. Se constată că datorită fenomenului de dispersie produs de frecarea cu pereții conductei, undele reflectate sunt puternic deformate și atenuate la trecerea prin sistem, motiv pentru care este necesară continuarea cercetărilor pentru perfecționarea acestor metode în viitor.

Practica demonstrează că în general, semnalele reale achiziționate într-un sistem de conducte sunt afectate de interferențe nestaționare, care apar la momente de timp aleatoare din cauza unor condiții interne sau externe. Aceste interferențe se manifestă printr-un număr de variații bruște ale amplitudinii semnalelor recepționate (zgomot de tip "burst"). Pe de altă parte, majoritatea algoritmilor de detecție și localizare au fost elaborați în ipoteza unor semnale ideale, implicit staționare. Devine prin urmare important de studiat valabilitatea acestor algoritmi în condiții de zgomot nestaționar. În acest scop, **se propun două modalități de modelare a unor semnale cu interferențe nestaționare**. Prin modificarea graduală a concentrației/puterii acestor interferențe se pot obține diferite semnale de test utile în estimarea performanțelor algoritmilor în prezența

acestor perturbații. Primul model propus de autor este un algoritm de generare "soft" a unor variații exponențiale de amplitudine, la momente de timp aleatoare. Al doilea model propus se bazează pe faptul că prin intermediul pompei cu difragmă din modelul experimental, se obțin într-o manieră "hard" tocmai astfel de interferențe netaționare. Pentru compararea rezultatelor de estimare, **se definește un indice de performanță** care ține cont atât de amplitudinea vârfului funcției de intercorelație relativ la zgomotul de fond cât și de eroarea de estimare.

* Observație: Relațiile marcate cu caractere îngroșate (***bold***) reprezintă contribuții ale autorului.

3. O NOUĂ METODĂ DE DETECȚIE A FISURILOR BAZATĂ PE MODELUL AR DE ORDINUL AL DOILEA

Rezumat

Semnalele produse de fluidele transportate prin sistemele de conducte conțin informația referitoare la starea sistemului, peste care se suprapune, într-un anumit grad, zgomotul perturbator de fond.

Acest capitol se adresează problemei detecției unor posibile fisuri în instalația monitorizată, folosind metode acustice și prelucrarea semnalelor aleatoare achiziționate în instalația de transport.

Se propune o metodă simplă de detecție, bazată pe utilizarea parametrilor *AR* (autoregresivi) de ordinul al doilea ai datelor recepționate, pornind de la observația faptului că acestea se pot modela doar cu ajutorul a câtorva armonici plus o componentă de zgomot aditiv.

Prin algoritmul propus, datele achiziționate sunt divizate în segmente mai mici de lungimi egale, (care pot fi considerate cvasistaționare). Pentru fiecare segment rezultat se estimează parametrii *AR* de ordinul al doilea, obținându-se câte un punct în planul definit de cei doi coeficienți. Distanța dintre centrul de greutate al datelor (obținut prin estimarea valorilor mediane ale coordonatelor tuturor punctelor) și cel al unui semnal pilot, achiziționat în condiții cunoscute, este folosită ca test statistic pentru detecție.

În acest sens, **se realizează un studiu de caz** pentru găsirea locului geometric al coeficienților *AR* în planul definit de aceștia. Acest studiu include câteva situații simple prin care datele recepționate sunt modelate cu ajutorul câtorva armonici simple sau cu zgomot aditiv alb sau colorat.

Modelul teoretic rezultat se dovedește a fi în concordanță cu datele experimentale. Algoritmul este apoi testat în condiții de zgomot nestaționar, indicând o bună stabilitate în comparație cu metodele de detecție existente.

Ca indicator de performanță a detectorului propus, se utilizează aria de sub caracteristica de operare a receptorului (curba *ROC*, Receiver Operating Characteristic)

3.1. Introducere

Transportul fluidelor prin intermediul sistemelor de conducte a constituit din timpuri străvechi o preocupare importantă. Totuși, o problemă majoră legată de aceste sisteme constă în faptul că o cantitate semnificativă din fluidul transportat se poate pierde odată cu apariția fisurilor în sistemul de distribuție. Pe de altă parte, emisiile prin aceste fisuri a substanțelor transportate duc la eroziunea și poluarea mediului. În ultimul timp, se acordă o mare atenție posibilității de monitorizare a acestor sisteme, în timp real.

Există două aspecte importante ce trebuie rezolvate. Primul se referă la problema detecției, care ne ajută să aflăm cu o anumită probabilitate dacă există fisuri în sistemul de distribuție. Al doilea aspect, se referă la localizarea acestor fisuri, în ipoteza că ele au apărut. Acest capitol studiază primul aspect.

În practică există mai multe metode pentru rezolvarea acestei probleme. Printre ele, cele mai utilizate sunt cele care utilizează măsurători ale presiunii și debitului la intrarea și la ieșirea sistemului [Fan], [Ham], [Ver1], [Ver2], [Wah], [Wng]. În paragraful 2.4 al acestei lucrări s-a dedus principiul acestor metode care au la bază modelul matematic în regim staționar. Sistemul de monitorizare generează un semnal de alarmă atunci când diferența dintre valorile măsurate și cele calculate depășește un anumit prag. În unele instalații, mai ales cele care transportă fluide considerate de mare risc există instrumente de observare a variabilelor de stare amplasate chiar și în puncte intermediare de-a lungul instalației. Datele furnizate de aceste instrumente sunt introduse în simulatoare care modelează prin metode numerice ecuațiile care descriu curgerea. Rezultatele sunt comparate cu noile date furnizate de sistemul de control SCADA, care transmite la intervale discrete de timp datele măsurate. Prin această metodă, fisurile de dimensiuni mici sunt greu de detectat, deoarece acestea nu produc modificări semnificative în valorile medii ale variabilelor de stare.

O altă metodă de detecție este realizată prin inspecția traseelor conductelor de distribuție [Hun1],[Hun2],[Hun3]. Aceasta se poate face din avion sau satelit prin termografie, sau prin deplasarea pe teren, cu ajutorul unor dispozitive acustice (microfoane de pământ, etc.). De asemenea, alte metode alternative utilizează tehnica GPR (Ground Penetrating Radar), sau tehnica trasorului de gaz (*tracer-gas*). Aceste metode au dovedit însă o eficiență redusă iar aplicabilitatea lor este limitată.

În ultimul timp, cele mai eficiente metode s-au dovedit a fi cele acustice. Acestea se bazează pe extragerea informației referitoare la starea sistemului din analiza semnalelor produse de curgerea fluidului prin instalația monitorizată. Până acum, nu s-a găsit o metodă universală care să satisfacă toate cerințele. În practică se folosesc tehnici combinate de monitorizare bazate atât pe măsurarea variabilelor de stare cât și pe metode acustice.

Un pas important în îmbunătățirea eficienței sistemelor de detecție ar fi găsirea unor algoritmi rapizi cu rată minimă a alarmelor false. O metodă rapidă frecvent utilizată în practică se bazează pe monitorizarea puterii semnalului recepționat relativ la zgomotul de fond [Shi],[Wat1],[Wat2].

Toutși, de multe ori în practică semnalele achiziționate conțin și o componentă de zgomot nestaționar, care afectează atât media cât și varianța semnalului recepționat. Această comportare poate influența negativ procesul de detecție prin producerea de alarme false.

O altă abordare se bazează pe efectuarea analizei spectrale a semnalelor recepționate și observarea modificărilor apărute în spectrul de putere ca urmare prezenței unor fisuri. Pe acest principiu se bazează metodele de ascultare amintite anterior, efectuate de către profesioniști cu ajutorul dispozitivelor acustice de teren. Aceste metode se folosesc cu precădere la conductele metalice, la care undele acustice se transmit neatenuate pe distanțe mari. Fig.3.1 arată două spectre de putere tipice ale unor semnale achiziționate în aceleași puncte, corepunzătoare absenței și respectiv prezenței unei fisuri în instalația experimentală descrisă în paragraful 2.3. Se poate observa că puterea semnalului este mai mare atunci când este prezentă și o fisură.

De asemenea, se poate observa că ambele semnale se pot modela cu ajutorul a câtorva armonici plus o componentă de zgomot aditiv.

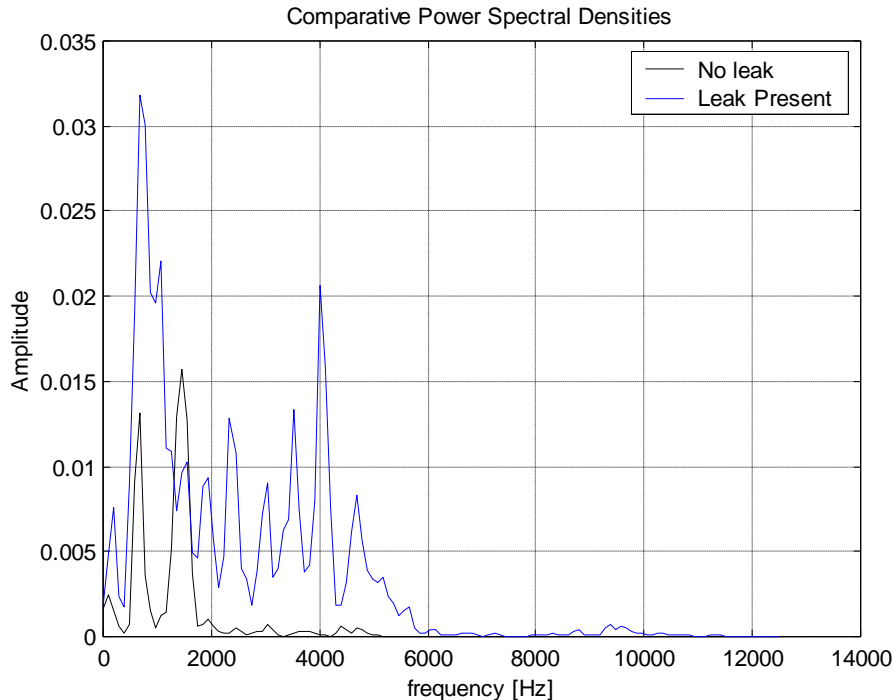


Fig.3.1 Spectre de putere tipice în absența și respectiv în prezența unei fisuri

În acest capitol se dezvoltă o metodă simplă de detecție bazată pe modelarea semnalelor recepționate folosind doar doi parametri AR, a_1 și a_2 [Dan2], [Dan4].

Distanța dintre punctele obținute în planul definit de coordonatele (a_1, a_2) , este folosită ca test statistic pentru detecție. Această metodă se caracterizează prin robustețe, în special pentru situațiile semnalelor nestaționare. De asemenea, este simplă, rapidă, necesită doar un singur senzor și este pasivă (nu necesită semnale externe de comandă).

Fig. 3.2 ilustrează principiul algoritmului propus. Pe scurt, semnalele recepționate sunt divizate în segmente care pot fi considerate staționare pe porțiuni. Pentru fiecare segment, se estimează parametrii AR de ordinul al doilea (Anexa5, paragraful 5.1.4). Din punct de vedere geometric, semnalul recepționat va putea fi reprezentat printr-o mulțime de puncte în planul definit de acești doi coeficienți, fiecare punct corespunzând unui segment de date. **Se estimează coordonatele centrului de greutate corespunzător secvenței recepționate, folosind valorile mediane ale coordonatelor tuturor punctelor. Se compară distanța dintre centrul de greutate estimat și cel al unui semnal pilot achiziționat în condiții cunoscute (în absența fisurii).** Dacă valoarea obținută depășește un prag prestabilit, atunci se anunță detecția fisurii.

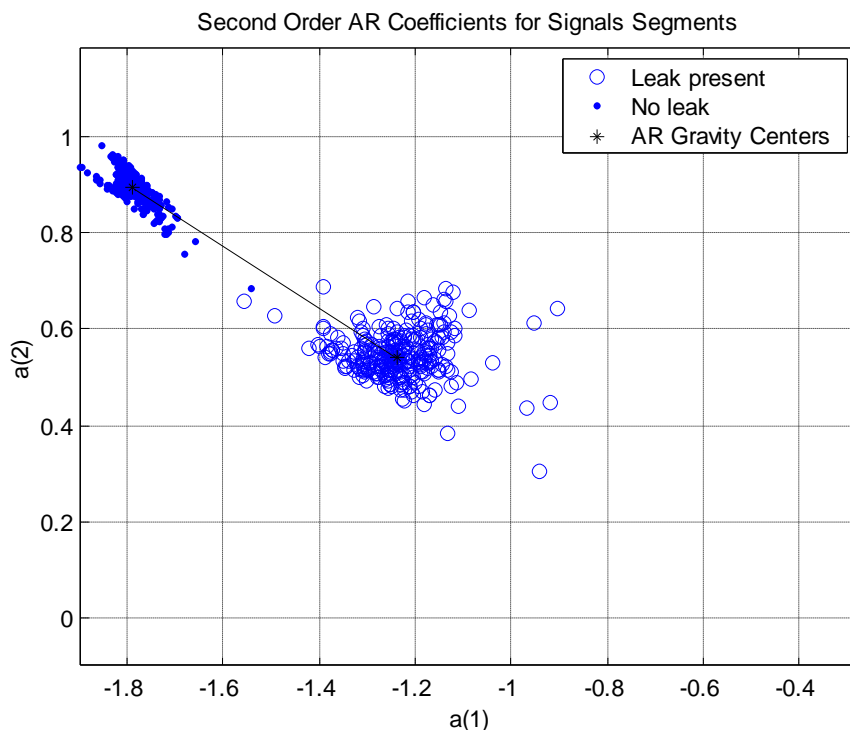


Fig.3.2 Principiul algoritmului de detecție

3.2. Studiu de caz

Problema detecției unei fisuri poate fi descrisă cu ajutorul modelului general de detecție binară [Tre], conform următoarelor relații:

$$\begin{aligned} r(t) &= s_0(t) + n(t), & t \in [T_i, T_f] & : H_0 \\ r(t) &= s_1(t) + n(t), & t \in [T_i, T_f] & : H_1 \end{aligned} \quad (3.1)$$

unde $r(t)$ este secvența recepționată, $s_0(t)$ este semnalul produs de fluxul principal, $s_1(t)$ reprezintă semnalul produs de fluxul principal și de fisură, iar $n(t)$ este zgomotul perturbator aditiv. Variabila timp t ia valori între momentul inițial T_i și momentul final, T_f . În fine, H_0 și H_1 reprezintă ipoteza nulă, și respectiv ipoteza alternativă. Ipoteza nulă afirmă că fisura nu este prezentă, în timp ce ipoteza alternativă afirmă contrariul.

Se realizează un **studiu de caz** pentru a găsi legătura dintre componentele spectrale ale semnalului recepționat și cei doi parametri AR, proprii, a_1 și a_2 . Tabelul 3.1 sintetizează cazurile studiate, unde funcțiile de autocorelație $R(\tau)$ corespundente sunt descrise de ecuațiile (3.2)-(3.6). Aceste relații care se deduc imediat din relația de definiție a funcției de autocorelație, ținând cont că zgomotul aditiv este necorelat cu semnalul original.

Tabelul 3.1 Studiu de caz

Nr. crt	Cazuri considerate	Semnale recepționate	Funcția de autocorelație
1	O sinusoidă	$r(t) = A \sin 2\pi f t$	(3.2)
2	O sinusoidă în zgomot alb	$r(t) = A \sin 2\pi f t + w(t)$	(3.3)
3	Două sinusoidale	$r(t) = A_1 \sin 2\pi f_1 t + A_2 \sin 2\pi f_2 t$	(3.4)
4	Două sinusoidale în zgomot alb	$r(t) = A_1 \sin 2\pi f_1 t + A_2 \sin 2\pi f_2 t + w(t)$	(3.5)
5	Două sinusoidale în zgomot colorat	$r(t) = A_1 \sin 2\pi f_1 t + A_2 \sin 2\pi f_2 t + w(t)$	(3.6)

$$R(\tau) = \frac{A^2}{2} \cos 2\pi f \tau \quad (3.2)$$

$$R(\tau) = \frac{A^2}{2} \cos 2\pi f \tau + \sigma_w^2 \cdot \delta(\tau) \quad (3.3)$$

$$R(\tau) = \frac{A_1^2}{2} \cos 2\pi f_1 \tau + \frac{A_2^2}{2} \cos 2\pi f_2 \tau \quad (3.4)$$

$$R(\tau) = \frac{A_1^2}{2} \cos 2\pi f_1 \tau + \frac{A_2^2}{2} \cos 2\pi f_2 \tau + \sigma_w^2 \cdot \delta(\tau) \quad (3.5)$$

$$R(\tau) = \frac{A_1^2}{2} \cos 2\pi f_1 \tau + \frac{A_2^2}{2} \cos 2\pi f_2 \tau + \sigma_w^2 \cdot e^{-\alpha \tau} \quad (3.6)$$

În relațiile de mai sus cu A s-a notat amplitudinea, cu f frecvența componentei sinusoidale, τ este argumentul funcției de corelație iar δ reprezintă impulsul unitar. De asemenea, σ_w^2 reprezintă puterea zgomotului alb iar α este un factor constant care descrie spectrul zgomotului colorat, conform relației [Gar]:

$$S_w(f) = \frac{4\alpha\sigma_w^2}{\alpha^2 + 4\pi^2 f^2} \quad (3.7)$$

Coeficienții AR de ordinul al doilea a_1 și a_2 sunt obținuți prin rezolvarea ecuațiilor normale (Anexa 5 paragraful 5.1.4). Aceste ecuații au în acest caz, următoarea formă simplificată:

$$\begin{cases} R(1) + a_1 \cdot R(0) + a_2 \cdot R(-1) = 0; \\ R(2) + a_1 \cdot R(1) + a_2 \cdot R(0) = 0. \end{cases} \quad (3.8)$$

unde argumentul funcției de corelație reprezintă eșantionul corespunzător, indicat de numărul din paranteză.

Pentru fiecare caz enumerat în Tabelul 3.1, se calculează eșantioanele funcției de corelație $R(0)$, $R(1)$, $R(-1)$, și respectiv $R(2)$ cu ajutorul relațiilor (3.2)-(3.6). Apoi se determină coeficienții AR conform următoarelor relații care rezultă imediat, prin rezolvarea sistemului (3.8):

$$\begin{cases} a_1 = \frac{R(1) \cdot [R(2) - R(0)]}{R^2(0) - R^2(1)}; \\ a_2 = \frac{R^2(1) - R(0) \cdot R(2)}{R^2(0) - R^2(1)}. \end{cases} \quad (3.9)$$

3.2.1 Locurile geometrice teoretice ale coeficienților AR

Pentru fiecare caz specificat în Tabelul 3.1, **se obțin locurile geometrice teoretice ale punctelor având coordonate coeficienții AR**, în planul (a_1, a_2) . Poziția acestor puncte variază cu frecvența și cu amplitudinea componentelor sinusoidale.

3.2.1.1 Cazul unei sinusoide simple

În acest caz, relațiile (3.2) și (3.9) conduc la următoarea soluție simplă:

$$\begin{cases} a_1 = -2 \cos \frac{2\pi f}{F_s}; \\ a_2 = 1. \end{cases} \quad (3.10)$$

unde F_s reprezintă frecvența de eșantionare. Locul geometric în acest caz este un segment de dreaptă (fig.3.3 sus). Se observă că cei doi coeficienți AR depind în acest caz doar de frecvență (fig.3.3 jos).

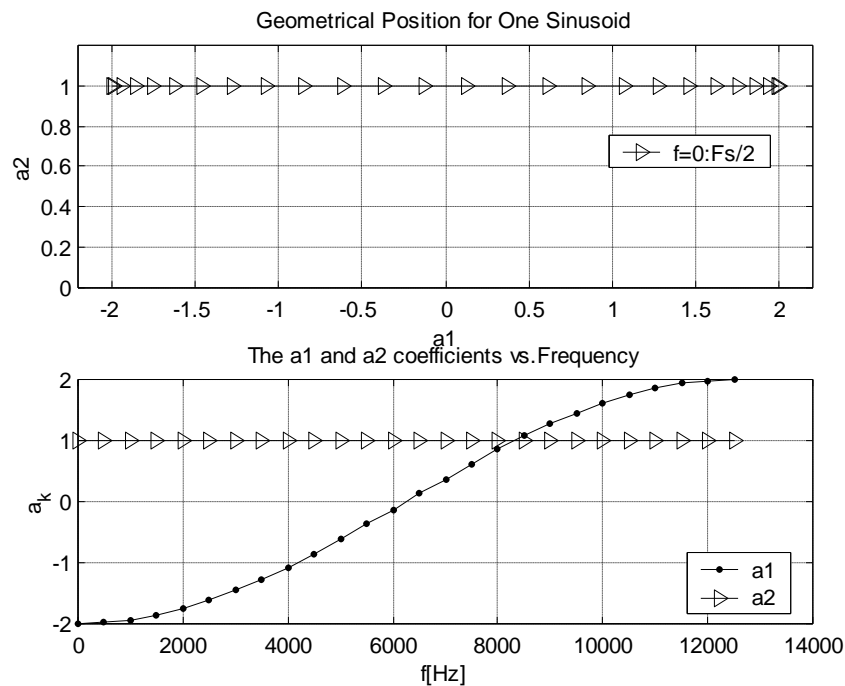


Fig.3.3 Coeficienții AR teoretici pentru cazul 1

3.2.1.2 Cazul unei sinusoide în zgomot alb

Urmând pașii descriși mai sus, coeficienții AR calculați cu relațiile (3.3) și (3.9) devin, în acest caz:

$$\begin{cases} a_1 = \frac{2 \cos^3 y - (2 + \eta^2) \cdot \cos y}{(1 + \eta^2)^2 - \cos^2 y}; \\ a_2 = \frac{1 + \eta^2 - (1 + 2\eta^2) \cdot \cos^2 y}{(1 + \eta^2)^2 - \cos^2 y}. \end{cases} \quad (3.11a)$$

unde:

$$\begin{cases} y = \frac{2\pi f}{F_s}; \\ \eta^2 = 2 \cdot \frac{\sigma_w^2}{A^2} \end{cases} \quad (3.11b)$$

Eliminând factorul $\cos y$ între a_1 și a_2 se obține:

$$\begin{aligned} a_1^2 &= \frac{(ma_2 - 1) \cdot (a_2 + 1)^2}{a_2 - 2m + 1} \cdot \frac{1}{m}; \\ m &= 1 + \eta^2, \quad m \in (1, +\infty). \end{aligned} \quad (3.12)$$

Variația acestor coeficienți pentru diferite valori ale parametrului m , (care depinde de inversul raportului semnal zgomot) este arătată în fig.3.4 și fig.3.5. Frecvența componentei sinusoidale variază în domeniul $[0, F_s/2]$. Locurile geometrice sunt curbate către origine.

Se poate observa că punctele M , N și P fig.3.5, corespunzătoare frecvențelor 0 , $F_s/4$ și respectiv $F_s/2$ au următoarele coordonate particulare în planul (a_1, a_2) : $M\left(0, \frac{1}{m}\right)$; $N\left(-\frac{1}{m+1}, -\frac{1}{m+1}\right)$ și P este simetricul punctului N în raport cu $a_1=0$.

Atunci când parametrul m tinde către unitate, puterea componentei sinusoidale este mult mai mare decât cea a zgomotului alb. Curbele devin plate în partea superioară, pe măsură ce m se apropie de unitate. Acest caz tinde către cazul anterior. Invers, atunci când puterea zgomotului alb depășește puterea componentei sinusoidale, curbele sunt concentrate către origine. Acest rezultat era de așteptat, deoarece pentru zgomotul alb, funcția de transfer a filtrului corespunzător reprezentării Wold este unitară (Anexa 5, paragraful 5.1.4), și deci coeficienții a_1 și a_2 sunt nuli.

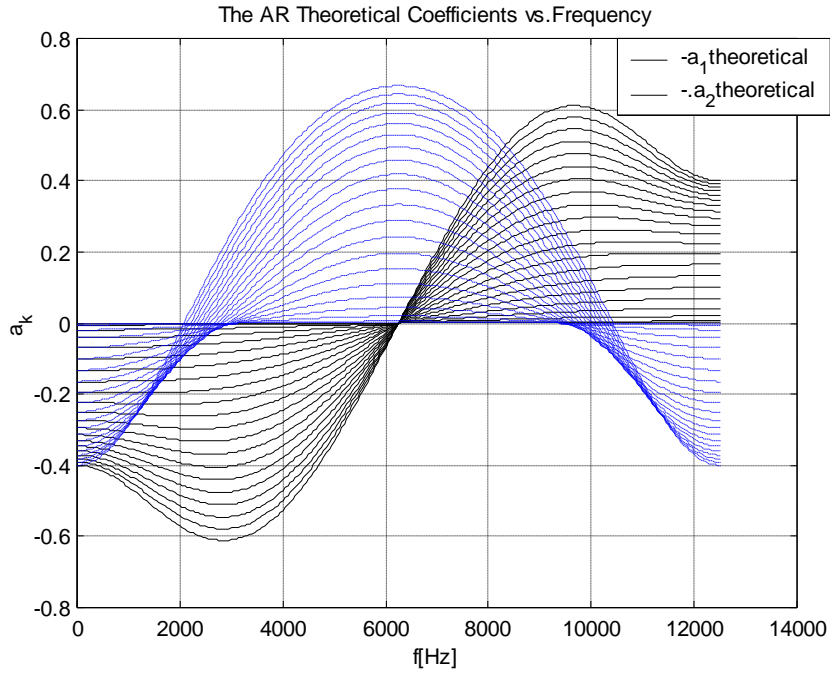


Fig.3.4 Coeficienții AR funcție de frecvență

Theoretical Geometrical Positions -One Sinusoid in White Gaussian Noise

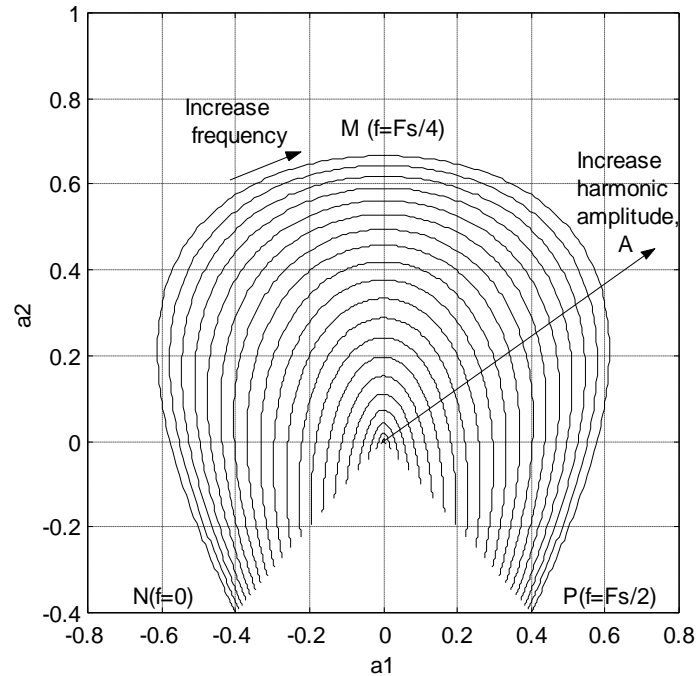


Fig.3.5 Locurile geometrice corespunzătoare pentru cazul al doilea

3.2.1.3 Două sinusoide

Coeficienții AR de ordinul al doilea, pentru cazul în care semnalul recepționat este alcătuit din două armonici, devin:

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 = \frac{(\rho^2 \cos \gamma + \cos \nu \gamma) \cdot (\rho^2 \cos 2\gamma + \cos 2\nu \gamma - \rho^2 - 1)}{(\rho^2 + 1)^2 - (\rho^2 \cos \gamma + \cos \nu \gamma)^2}; \\ a_2 = \frac{(\rho^2 \cos \gamma + \cos \nu \gamma)^2 - (\rho^2 + 1) \cdot (\rho^2 \cos 2\gamma + \cos 2\nu \gamma)}{(\rho^2 + 1)^2 - (\rho^2 \cos \gamma + \cos \nu \gamma)^2} \end{array} \right. \quad (3.13a)$$

unde:

$$\rho = \frac{A_1}{A_2}; \quad \nu = \frac{f_2}{f_1}; \quad \gamma = 2\pi \frac{f_1}{F_s}. \quad (3.13b)$$

Curbele de variație corespunzătoare sunt prezentate în fig. 3.6- fig.3.9. Se poate observa de asemenea că și acest caz se reduce la primul dacă ponderea unei armonici devine mult mai mare decât a celeilalte.

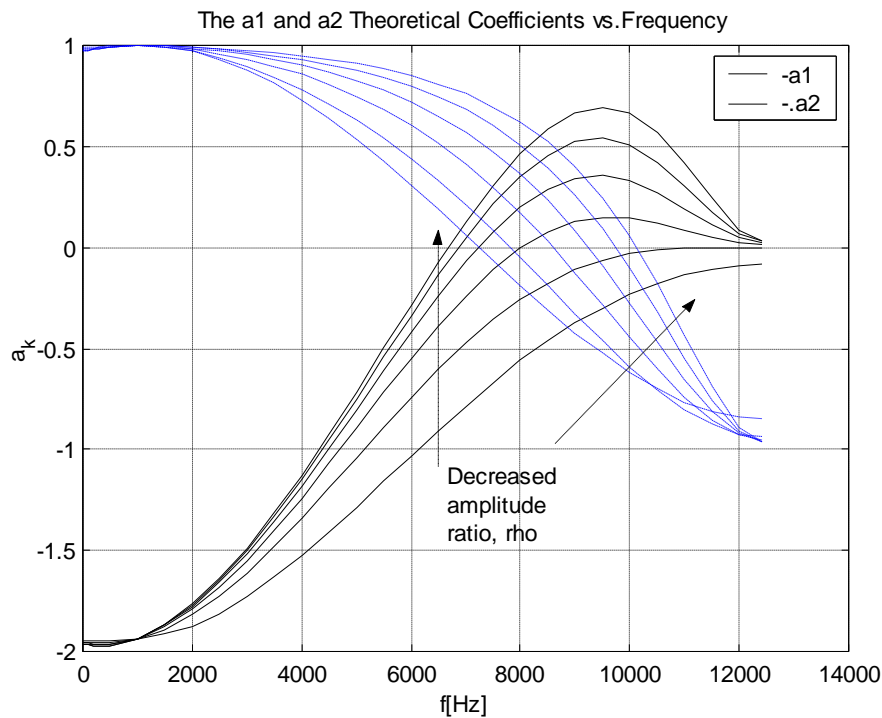


Fig.3.6 Familia de curbe pentru coeficienții AR în cazul a două sinusoide. f_1 fixat; f_2 , ρ variabile

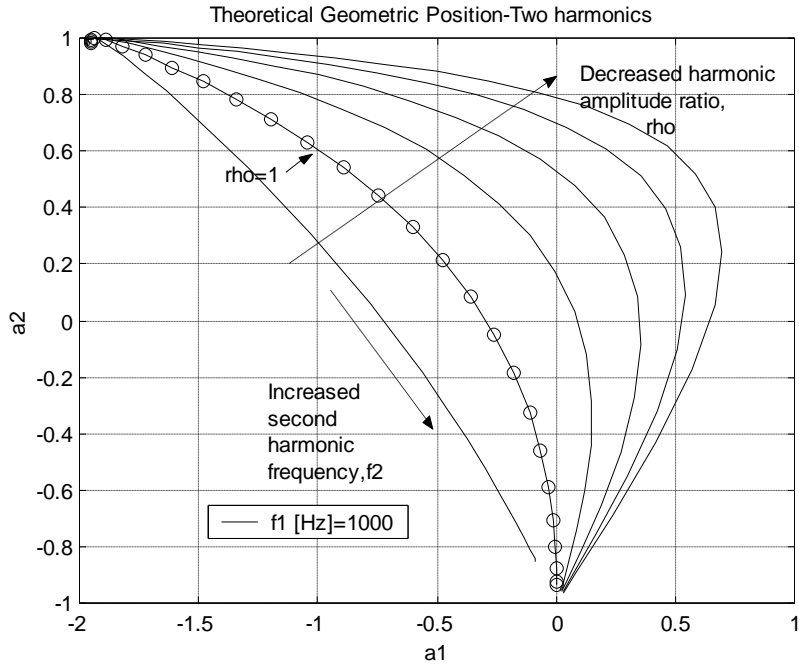


Fig. 3.7 Locurile geometrice corespunzătoare pentru cazul al treilea

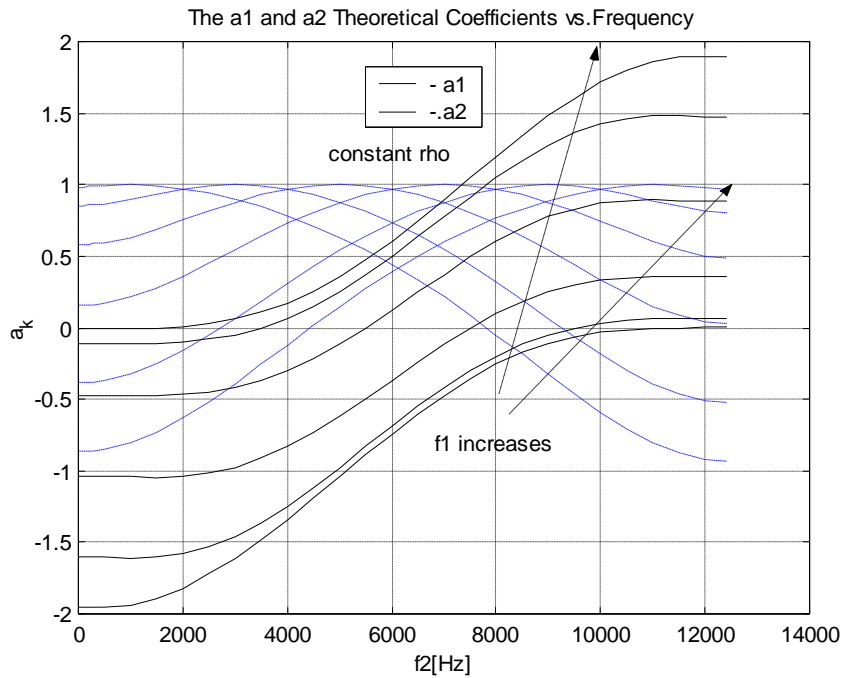


Fig.3.8 Coeficienții AR funcție de f_2 ; ρ fixat, f_1 parametru

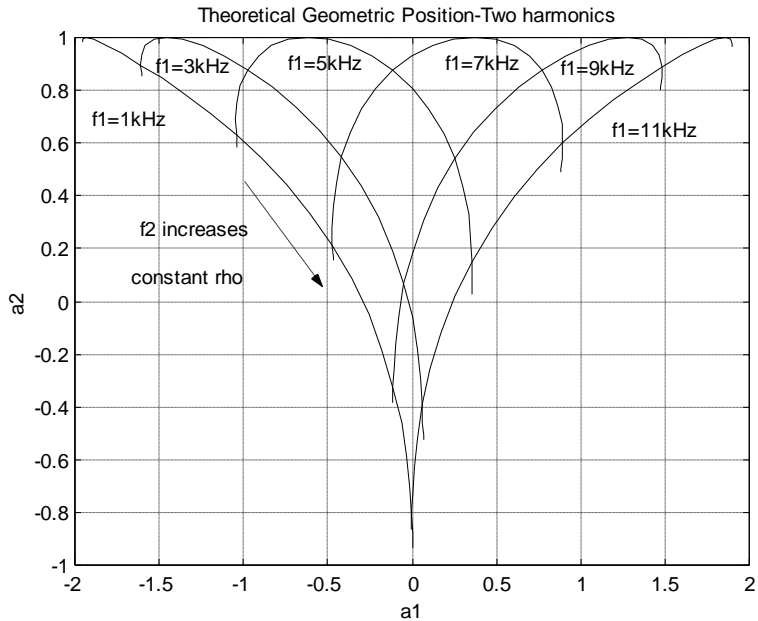


Fig.3.9 Locurile geometrice pentru cazul a două armonici simple cu raport al amplitudinilor constant

3.2.1.4 Două sinusoide în zgomot alb

Într-o manieră similară, relațiile pentru coeficienții AR în acest caz devin:

$$\begin{cases} a_1 = \frac{(\rho^2 \cos \gamma + \cos \nu \gamma) \cdot (\rho^2 \cos 2\gamma + \cos 2\nu \gamma - \rho^2 - 1 - \eta^2)}{(\rho^2 + 1 + \eta^2)^2 - (\rho^2 \cos \gamma + \cos \nu \gamma)^2}; \\ a_2 = \frac{(\rho^2 \cos \gamma + \cos \nu \gamma)^2 - (\rho^2 + 1 + \eta^2) \cdot (\rho^2 \cos 2\gamma + \cos 2\nu \gamma)}{(\rho^2 + 1 + \eta^2)^2 - (\rho^2 \cos \gamma + \cos \nu \gamma)^2} \end{cases} \quad (3.14a)$$

unde:

$$\eta^2 = 2 \frac{\sigma_w^2}{A_2^2} \quad (3.14b)$$

Variațiile acestor parametri cu frecvența și locurile geometrice teoretice sunt ilustrate în fig.3.10- fig.3.13. Se observă că și în acest caz curbele obținute se pot reduce la cele din cazurile anterioare, în funcție de ponderea pe care o dețin armonicile sau zgomotul în componența semnalului.

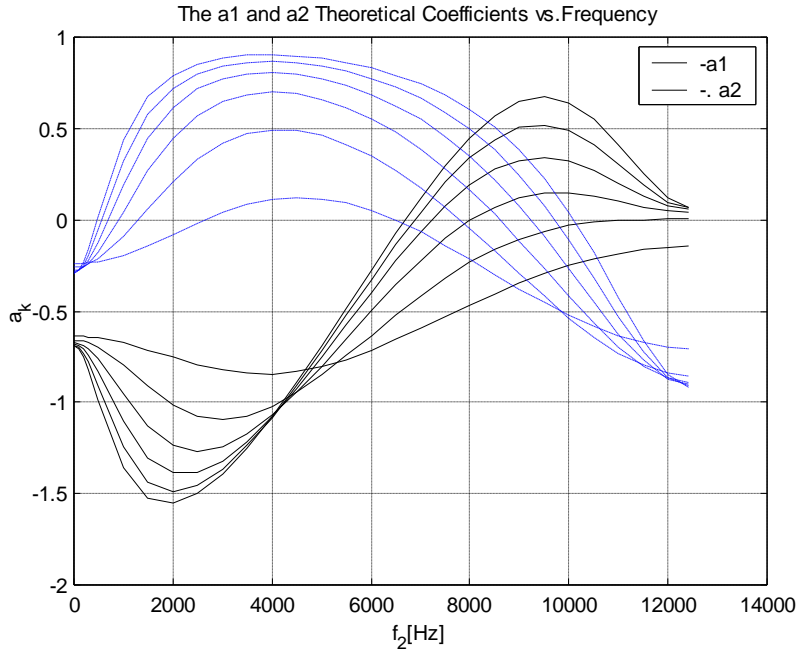


Fig.3.10 Coeficienții AR funcție de frecvența f_2 când f_1 este fixată

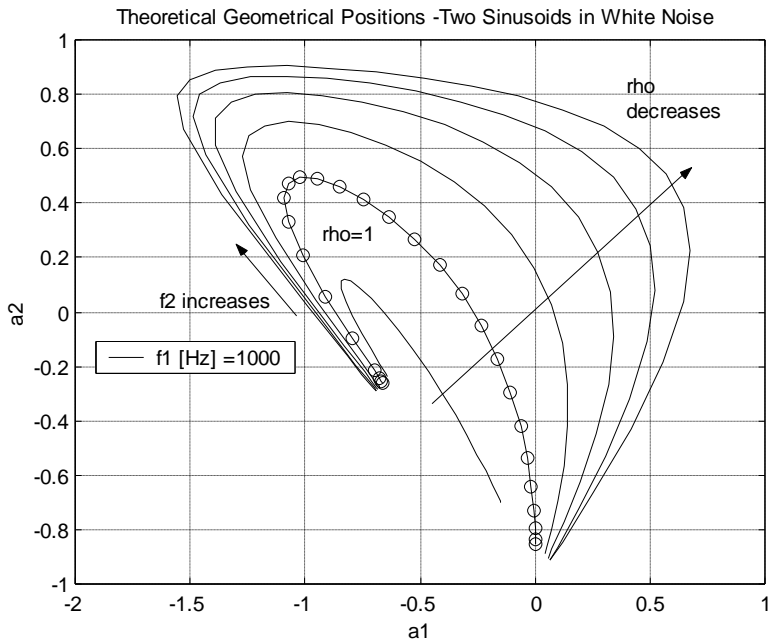


Fig.3.11 Locuri geometrice pentru f_1 fixat, ρ parametru

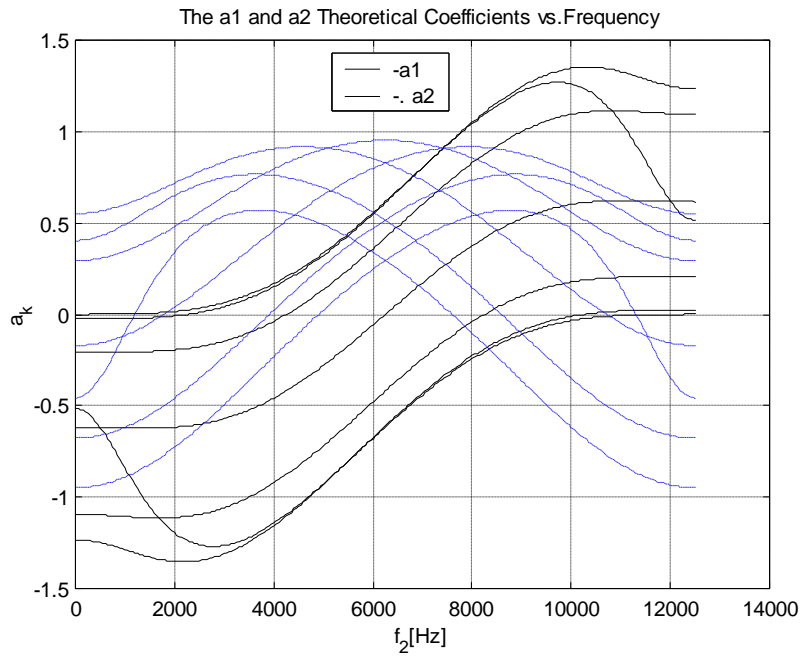


Fig.3.12 Coeficienții AR pentru ρ fixat

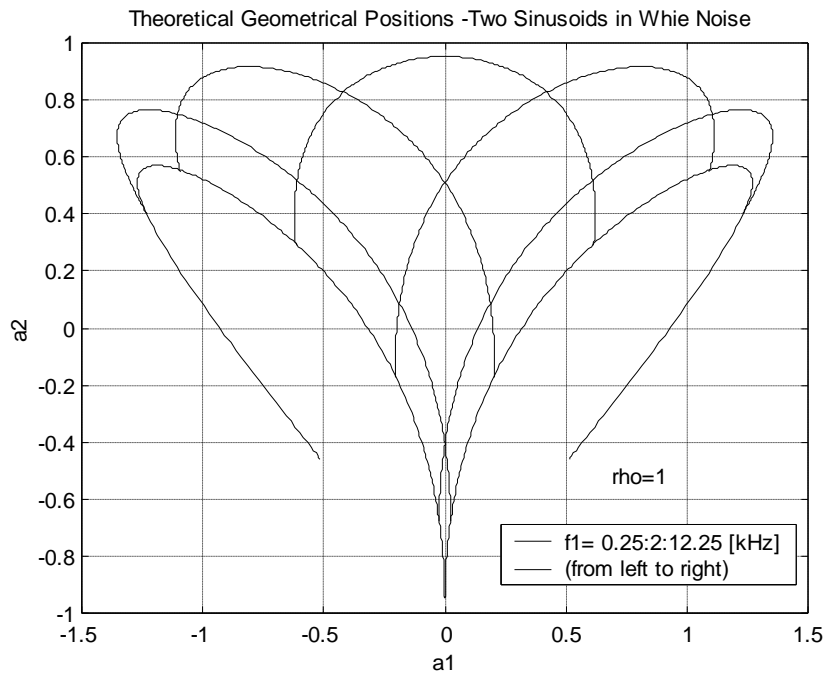


Fig.3.13 Locuri geometrice pentru un raport de amplitudine ρ fixat, f_1 parametru

3.2.1.5 Două sinusoide în zgomot colorat

În finalul studiului de caz, se determină parametrii AR pentru situația în care componenta de zgomot aditiv este de tip colorat:

$$\begin{cases} a_1 = \frac{q \cdot (r - \rho^2 - 1 - \eta^2)}{(\rho^2 + 1 + \eta^2)^2 - q^2}; \\ a_2 = \frac{q^2 - r \cdot (\rho^2 + 1 + \eta^2)}{(\rho^2 + 1 + \eta^2)^2 - q^2} \end{cases} \quad (3.15a)$$

unde:

$$\begin{cases} q = \rho^2 \cos \gamma + \cos \nu \gamma + \eta^2 e^{-\frac{\alpha}{Fs}} \\ r = \rho^2 \cos 2\gamma + \cos 2\nu \gamma + \eta^2 e^{-2\frac{\alpha}{Fs}} \end{cases} \quad (3.15b)$$

La fel ca la situațiile precedente, variațiile teoretice ale parametrilor AR sunt ilustrate în fig.3.14-fig.3.17.

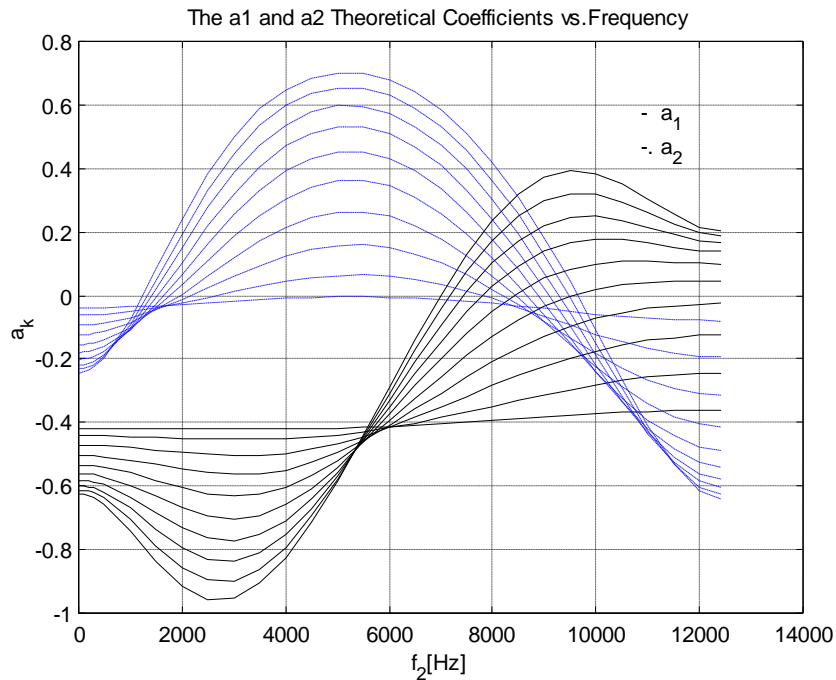


Fig. 3.14 Variația coeficienților AR cu frecvența: f_1 fixată, f_2 variabilă, zgomot colorat

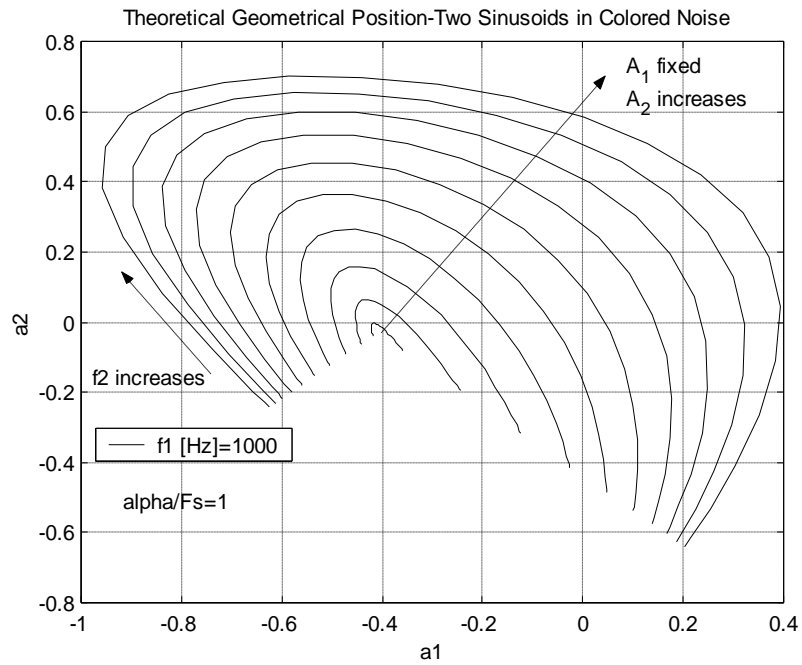


Fig.3.15 Curbe care descriu locul geometric: $f_1, A_1, \alpha, \sigma_w^2$ fixate, f_2 variabil

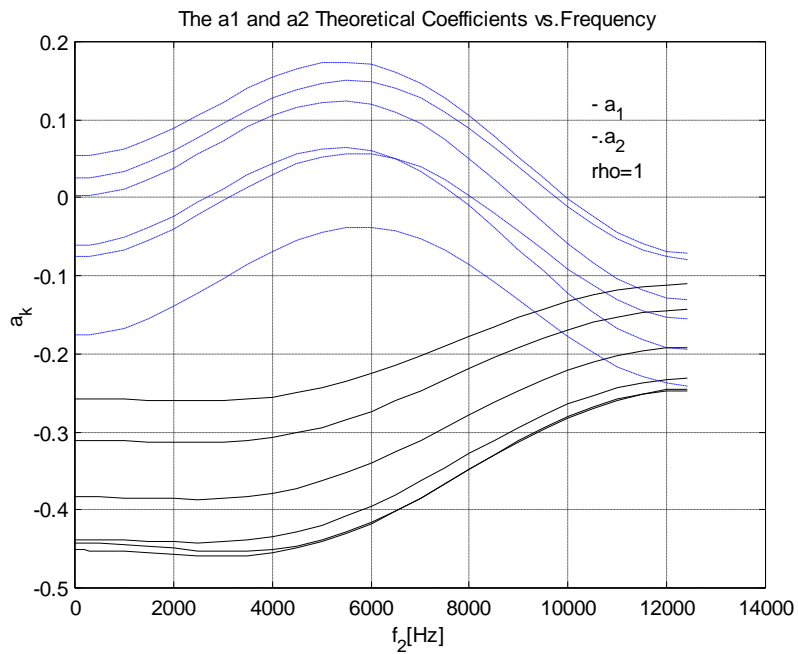


Fig.3.16 Coeficienții AR funcție de frecvența uneia dintre armonici: ρ fixat, f_1 parametru

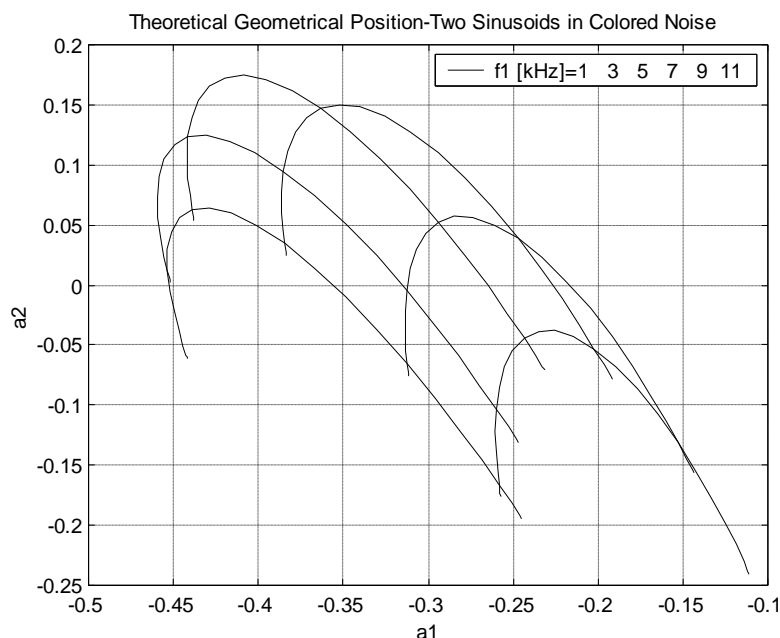


Fig.3.17 Locuri geometrice pentru f_1 parametru iar ρ fixat (de la stânga la dreapta)

Parametrul α din relațiile (3.6) și (3.15b) care exprimă gradul de "colorare" a zgomotului produce aspectul asimetric al curbelor din fig. 3.17. (Pe măsură ce α descrește, curbele se înclină către stânga).

3.3. Eficiența algoritmului în medii cu interferențe nestaționare

Așa cum s-a arătat în paragraful 2.6, una dintre cele mai frecvente probleme întâlnite la semnalele achiziționate în instalațiile de transport a fluidelor este caracterul lor nestaționar cauzat de interferențele perturbatoare care se suprapun peste semnalul util. Acest paragraf studiază eficiența algoritmului de detecție propus într-un mediu nestaționar, folosind perturbații aleatoare de tip burst, generate soft, prin intermediul algoritmului descris în paragraful 2.6.1. Acest lucru este util, deoarece se pot varia în mod controlat atât concentrația cât și amplitudinea interferențelor de tip burst, pentru a testa robustețea algoritmului.

Fig. 3.18 arată pozițiile coeficienților AR de ordinul al doilea în planul (a_1, a_2) , pentru un semnal staționar și pentru un semnal nestaționar, asemănător cu cel din fig. 2.32. Se poate observa că **distanța L dintre centrele de greutate ale celor două seturi de date este practic neafectată** de existența componentei de tip burst, din cauza procedurii de segmentare, realizat în cadrul algoritmului. Deși componenta de tip burst produce un efect de împrăștiere a locațiilor coeficienților AR, **valorile lor mediane rămân stabile** la variațiile abrupte ale mediului.

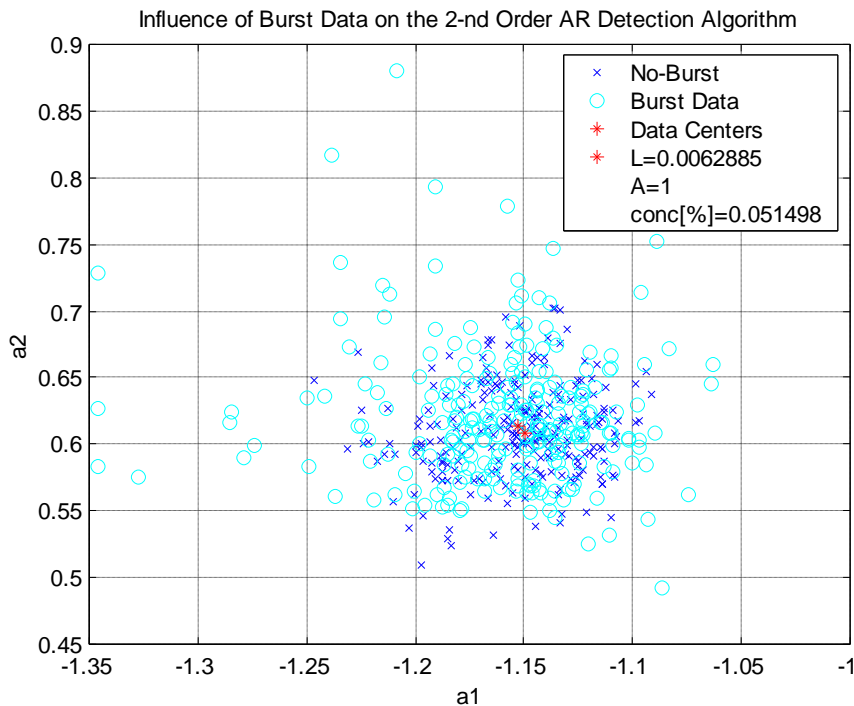


Fig. 3.18 Locațiile coeficienților AR în medii cu variații abrupte, obținute prin simulare

Pe de altă parte, puterea totală P a semnalului observat crește la apariția evenimentelor nestaționare. Acest lucru poate afecta rezultatul algoritmului de decizie, producând alarme false, în sistemele care au la bază monitorizarea puterii semnalului recepționat [Hun1],[Wat],[Shi]. Fig 3.19 și fig.3.20 prezintă rezultate de simulare comparative corespunzătoare algoritmului de detecție propus și algoritmului care are la bază monitorizarea puterii datelor recepționate peste un prag impus. În primul caz, prezentat în fig. 3.19, s-a variat amplitudinea interferențelor burst generate, menținând constantă concentrația acestora, iar în al doilea caz (fig. 3.20) s-a variat concentrația acestora menținând constantă amplitudinea. Variabilele aleatoare L și P au fost obținute prin alegerea valorilor maxime dintr-un număr mare de realizări fiind reprezentate funcție de componenta burst medie a raportului semnal zgomot, $BSNR$, definită în paragraful 2.6.1. Limitele maxime ale acestor variabile pentru cazul ideal staționar sunt reprezentate cu linie punctată. Se poate observa că pentru domeniile considerate ale amplitudinilor interferențelor burst și respectiv concentrațiilor acestora, variabila L nu depășește valoarea limită maximă corespunzătoare cazului staționar, în timp ce variabila aleatoare P depășește întotdeauna valoarea sa limită maximă. Aceste rezultate indică **o mai bună stabilitate a algoritmului propus în medii cu variații abrupte aleatoare.**

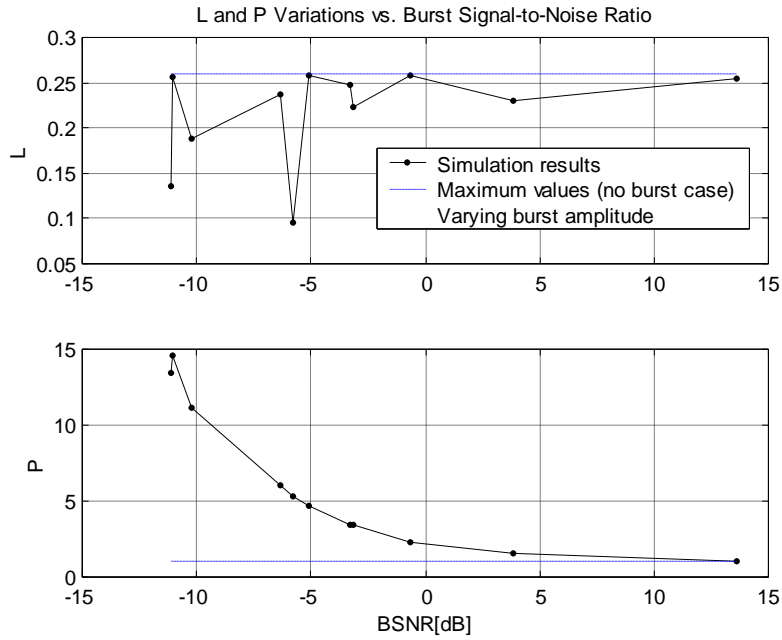


Fig. 3.19 Rezultate de simulare comparative pentru variabilele aleatoare L și P . Cazul amplitudinii variabile a componenteii burst

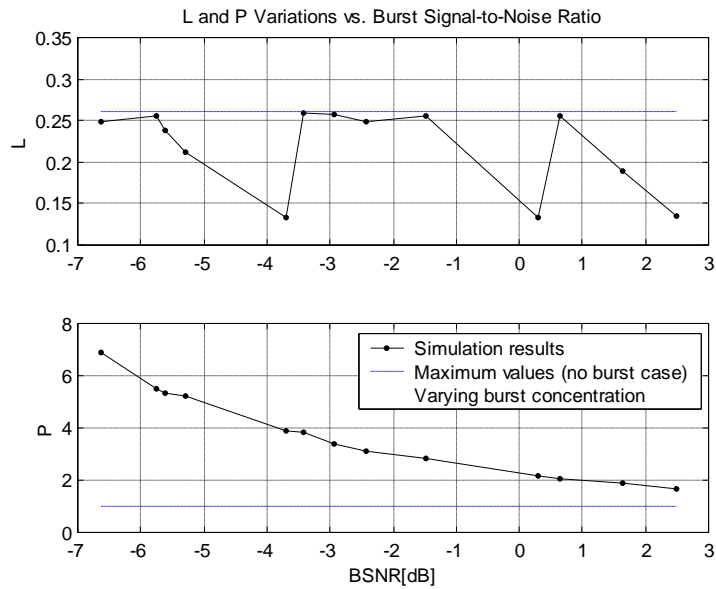


Fig. 3.20 Rezultate de simulare comparative pentru variabilele aleatoare L și P . Cazul concentrației variabile a componenteii burst

3.4. Rezultate experimentale

Algoritmul propus s-a implementat de asemenea și pentru semnale achiziționate în instalația experimentală descrisă în paragraful 2.3. Aceste semnale au fost divizate în segmente mai mici, cvasistaționare. Pentru fiecare segment, s-au estimat parametrii AR de ordinul al doilea, iar punctele definite de aceștia au fost apoi reprezentate în planul (a_1, a_2) . Centrele de greutate ale datelor s-au determinat prin intersectarea medianelor corespunzătoare fiecărei coordonate. S-a utilizat pentru comparație un semnal adițional pilot, înregistrat în condiții cunoscute (fără fisură prezentă în sistem). Distanța dintre centrul de greutate al semnalului pilot și cel al semnalului recepționat reflectă diferența dintre componentele spectrale majore ale celor două semnale, și prin urmare a fost aleasă ca test statistic.

Fig. 3.21 arată două situații tipice corespunzătoare la două fisuri având debite diferite. Punctele corespunzătoare semnalului pilot sunt situate în partea din stânga sus a figurii, indicând un puternic caracter armonic, trece-jos, al semnalului. Pe de altă parte, punctele corespunzătoare secvenței comparate, corespunzătoare situației când o fisură este prezentă, sunt grupate mai jos și spre dreapta, indicând componente armonice de frecvențe mai mari. Se poate observa de asemenea că distanța dintre centrele de greutate depinde de debitul fisurii. Acest fapt este în acord cu relația (2.123) dedusă în paragraful 2.4.

Pentru evaluarea performanței detectorului propus, experimentul a fost repetat de un număr mare de ori. De fiecare dată s-a estimat distanța dintre centrele de greutate dintre semnalul pilot și cel comparat, conform relației:

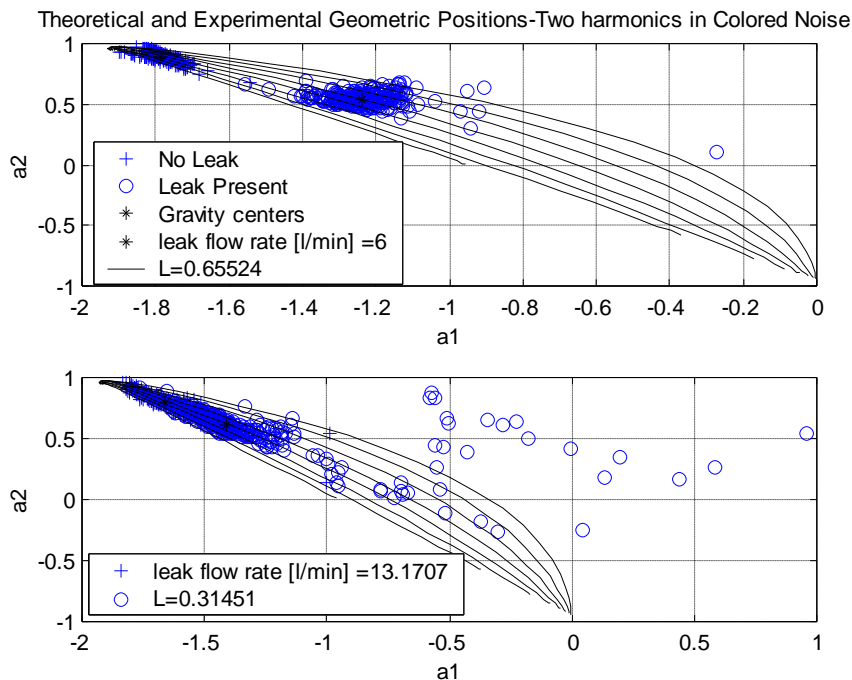


Fig.3.21 Date experimentale și curbe teoretice suprapuse

$$L = \sqrt{(a_1 - a_{1p})^2 + (a_2 - a_{2p})^2} \quad (3.16)$$

unde a_{kp} și a_k , ($k=1,2$) sunt coeficienții AR pentru semnalul pilot și respectiv semnalul recepționat, comparat. Semnalele au fost achiziționate în diferite puncte ale conduitei. De asemenea, în cazul prezenței unei fisuri, s-au utilizat semnale captate în condițiile unor debite diferite ale acesteia.

S-a implementat un test statistic de tip "Student T" [Wil], [Mat2] pentru a compara media variabilei aleatoare L pentru cazul "fără fisură", m_0 și pentru cazul "cu fisură", m_1 . S-au obținut următoarele rezultate:

$$s_p^2 = \frac{s_0^2(n_0 - 1) + s_1^2(n_1 - 1)}{n_0 + n_1 - 2} = 0.0235$$

$$T = \frac{|m_0 - m_1|}{s_p} \cdot \sqrt{\frac{n_0 n_1}{n_0 + n_1}} = 21.471 \quad (3.17)$$

unde indicii 0 și 1 reprezintă cazul fără și respectiv cu fisură prezentă; s reprezintă varianța datelor; $n_0=121$, $n_1=456$, numărul de realizări experimentale pentru fiecare situație. s_p^2 reprezintă varianța comună a celor două grupuri iar T este valoarea calculată pentru variabila t . Din tabelul repartiției t [Mat2] se găsește că pentru o eroare de probabilitate $\alpha=0.05$, variabila $t=1.97$. De aici, deoarece $T>t$, putem trage concluzia că cele două seturi de date provin din distribuții diferite.

Fig.3.22 și fig.3.23 prezintă densitățile de probabilitate experimentale împreună cu aproximările gaussiene pentru variabilele aleatoare lungime L și putere P . S-au determinat de asemenea curbele ROC [Tre] experimentale, care exprimă probabilitatea de detecție funcție de probabilitatea de alarmă falsă (fig.3.24)

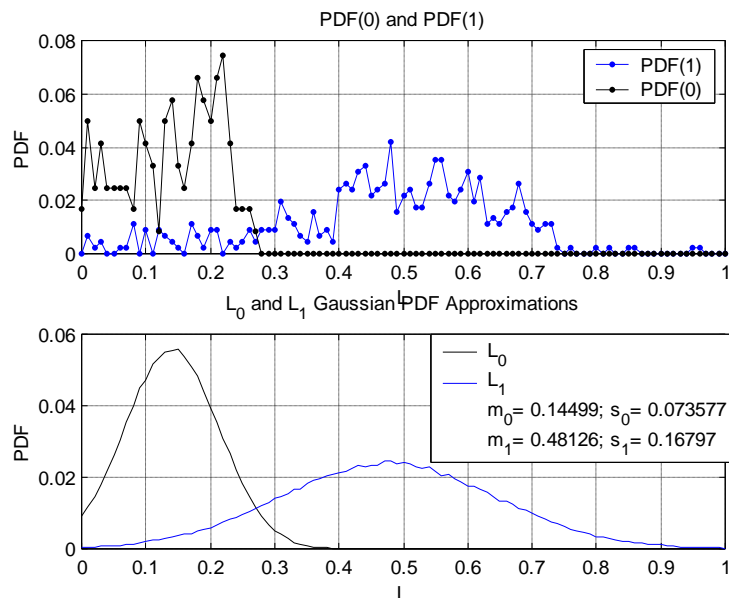


Fig. 3.22 Densități de probabilitate experimentale (sus) și approximate (jos) pentru variabila aleatoare L

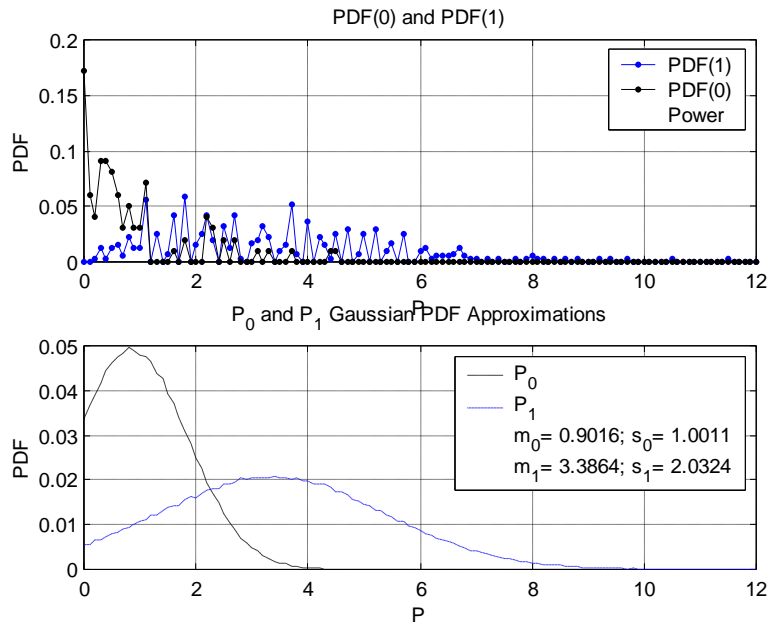


Fig.3.23 Densități de probabilitate experimentale (sus) și aproximare (jos) pentru variabila aleatoare P

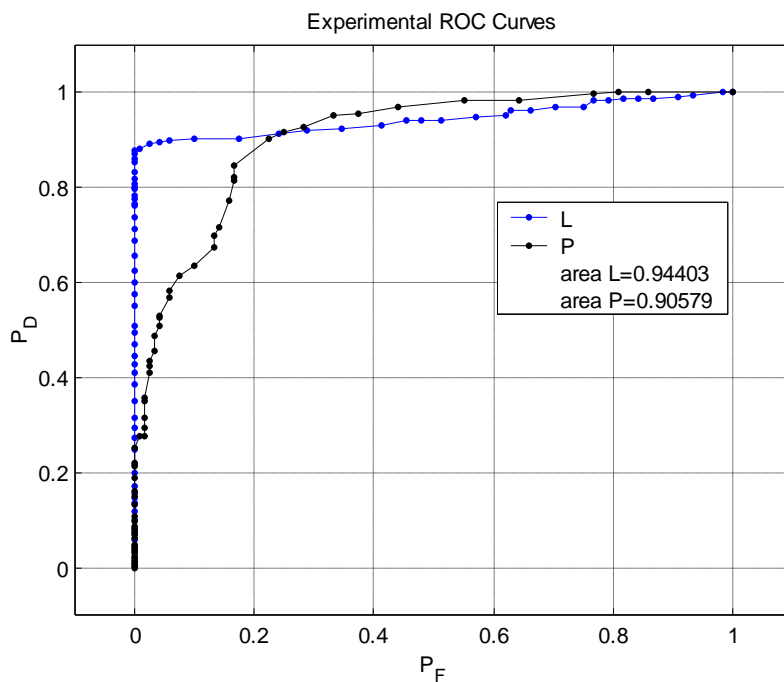


Fig.3.24 Curbe ROC experimentale

Aria cuprinsă sub curba ROC a fost aleasă pentru a descrie performanța detectorului. Pentru experimentul efectuat, acești parametri au fost estimați din grafic, pentru fiecare curbă în parte, folosind metoda trapezului [Mat2]. (Valorile obținute sunt reprezentate în legenda din fig.3.24). Se poate observa că aria definită de **algoritmul propus** este mai mare, **indicând o mai bună performanță**.

Utilizarea pompei cu diafragmă conectată la intrarea instalației experimentale descrisă în paragraful 2.3, a permis o dublă verificare a stabilității algoritmului în medii cu variații abrupte. Fig.3.25 prezintă locurile coeficienților AR de ordinul al doilea în planul (a_1, a_2) pentru semnale reale asemănătoare cu cele din fig. 2.33. Se poate remarca din nou efectul de împrăștiere al perturbațiilor netaționare asupra pozițiilor parametrilor. Pe de altă parte, comparând valorile estimate pentru variabila aleatoare L (indicată în legenda fig.3.25,) cu valorile experimentale din fig. 3.22, se poate observa că există o probabilitate mai mare ca algoritmul propus să decidă în favoarea absenței fisurii decât în favoarea prezenței acesteia. (Acest lucru este adevărat, semnalele din fig.2.33 fiind achiziționate în absența fisurii). De asemenea, se poate observa că exemplul prezentat aici constituie un caz extrem (o concentrație mare a perturbațiilor netaționare), situație care nu apare frecvent în practică. Așadar, chiar și în această situație limită se poate obține o decizie corectă a algoritmului de detecție (cu o probabilitate mică a alarmelor false).

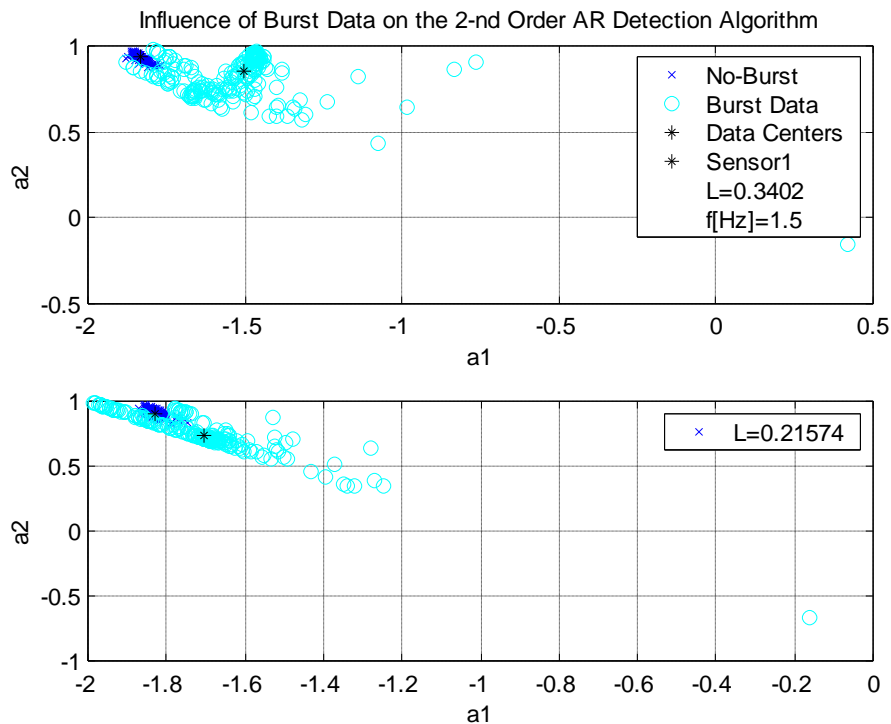


Fig. 3.25 Pozițiile coeficienților AR pentru semnale reale cu perturbații burst induse "hard"

1000 nouă metodă de detecție a fisurilor bazată pe modelul AR de ordinul al doilea

În final, curbele din fig. 3.26 reprezintă deviațiile relative ale variabilelor aleatoare L și P funcție de componenta burst a raportului semnal zgomot ($BSNR$, definită în paragraful 2.6.1). Rezultatele au fost obținute prin achiziționarea mai multor semnale, la diferite frecvențe de comandă a pompei, în cadrul experimentului. Aceste deviații au fost determinate având ca referință mediile experimentale m_{0L} și m_{0P} corespunzătoare regimului pasiv (fără ca pompa să fie în funcțiune):

$$\begin{aligned}\varepsilon_L[\%] &= \frac{(L - m_{0L})}{m_{0L}} \cdot 100 \\ \varepsilon_P[\%] &= \frac{(P - m_{0P})}{m_{0P}} \cdot 100\end{aligned}\quad (3.18)$$

Din fig.3.26 se poate observa că **se obține o deviație procentuală mai mică a variabilei aleatoare testate L** , comparativ cu variabila aleatoare P , în medii cu perturbații nestaționare induse "hard", indicând o performanță superioară a algoritmului propus.

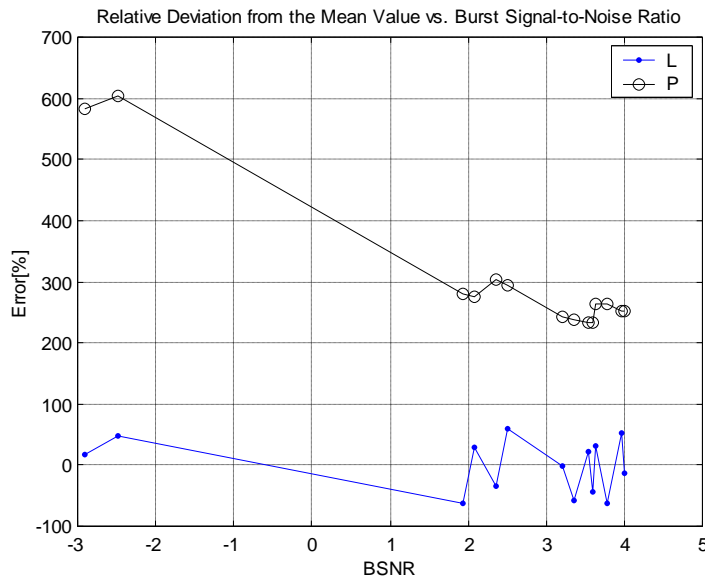


Fig.3.26 Rezultate experimentale comparative pentru variabilele L și P . Perturbații nestaționare produse "hard"

3.5. Concluzii

Detecția la timp a fisurilor deține un rol important în monitorizarea sistemelor de transport a fluidelor contribuind la prevenirea accidentelor și a pagubelor materiale.

O metodă de detecție performantă conduce la o rată mică a alarmelor false. Așa cum se va arăta în Capitolul 4, uneori, localizarea cu precizie ridicată a fisurilor

necesită obturarea capătului din aval al conductei. Acest lucru se poate face însă doar după ce s-a efectuat în prealabil detecția fisurii, altfel presiunea ridicată cauzată de închiderea conductei poate provoca distrugerea acesteia.

Metodele clasice de detecție se bazează pe conservarea volumului de fluid la intrarea și la ieșirea sistemului. Aceste metode sunt potrivite pentru detecția fisurilor mari, care produc modificări importante ale presiunii și debitului. Fisurile de dimensiuni mici sunt însă mai greu de detectat.

În ultimul timp, se folosesc metode acustice pentru detecție și localizare. Majoritatea tehnicilor din această clasă se bazează pe monitorizarea puterii semnalelor achiziționate, relativ la zgomotul de fond. Totuși, în practică, mediul în care este amplasat sistemul conductei, este caracterizat prin apariția unor interferențe netaționare, care afectează puterea datelor de intrare.

Această lucrare propune un algoritm de detecție simplu, bazat pe modelul AR de ordinul al doilea al semnalelor recepționate. Se poate observa că spectrul de putere al acestor semnale se poate descrie cu ajutorul a câtorva armonici de joasă frecvență peste care se suprapune zgomotul de fond.

Se face un studiu de caz prin care se deduc locurile geometrice teoretice ale acestor coeficienți, pentru câteva cazuri particulare de interes. Datele experimentale se dovedesc a fi în concordanță cu rezultatele teoretice.

Prin implicarea centrelor de greutate ale coeficienților AR corespunzătorii segmentelor datelor recepționate, **algoritmul manifestă un caracter robust la interferențele netaționare ale mediului**. Atât curbele ROC cât și deviația procentuală relativă la media experimentală a variabilei aleatoare aleasă pentru testul statistic L (distanța dintre centrele de greutate), respectiv P (puterea semnalului), indică o mai bună performanță a algoritmului propus.

De asemenea, o altă observație importantă se referă la faptul că **acest algoritm este potrivit detecției fisurilor mici**, care produc semnale caracterizate prin componente de frecvențe mai mari ale spectrului de putere, obținându-se prin aceasta o deplasare mai accentuată a centrului de greutate al datelor față de situația în care fisura este absentă și deci realizându-se o distincție mai clară a celor două situații (fig.3.21 sus). Pe de altă parte, se observă că metoda propusă are performanțe mai slabe în cazul fisurilor mari, din cauza frecvențelor mai joase din spectru (fig.3.21 jos). Acest lucru poate fi remediat prin utilizarea în paralel a uneia dintre metodele amintite mai sus, potrivite pentru detecția pierderilor mari.

4. CONTRIBUȚII LA PROCESAREA DATELOR

Rezumat

Semnalele reale achiziționate în instalațiile de transport al fluidelor, au în general un caracter nestaționar. Există două tipuri de "semnături" ale secvențelor de date. Pe de o parte, acestea pot prezenta variații bruște ale amplitudinii la momente de timp aleatoare, iar pe de altă parte pot fi caracterizate printr-o medie variabilă.

Acest capitol **propune un algoritm de pre-procesare a datelor pentru extragerea informației staționare** din semnalele recepționate, în scopul îmbunătățirii performanței algoritmilor de localizare a fisurilor în aceste sisteme.

Metoda propusă **combină metoda de descompunere wavelet, pentru eliminarea mediei aleatoare, cu un algoritm de segmentare**. Acest algoritm se bazează pe reprezentarea timp-frecvență a semnalelor recepționate prin intermediul indicelui de staționaritate. Prin aceasta se evită porțiunile din semnal caracterizate de variațiile bruște ale amplitudinii.

Se realizează un studiu comparativ pe semnale reale achiziționate în instalația experimentală, **pentru diferite praguri de segmentare. Rezultatele indică existența unui prag optim**. De asemenea, **prin folosirea unui filtru de albire și prin obturarea conductei se obține o îmbunătățire a estimării distanței până la fisură**.

4.1. Introducere

Așa cum s-a precizat în capitolele anterioare, localizarea fisurilor într-un sistem de transport al fluidelor, este o problemă de mare importanță economică. Una dintre metodele cele mai folosite în prezent se bazează pe estimarea timpului de întârziere la care zgomotul generat de fisură este recepționat în două puncte diferite ale conductei [Hun3],[Wat2],[Wen],[Shi]. Modelul matematic pentru această problemă este descris de ecuațiile (2.124a). Poziția fisurii este apoi determinată cunoscând viteza de propagare a undei acustice și distanța dintre punctele de achiziție. Pentru estimarea întârzierii de timp D , o metodă tipică este de a calcula funcția de intercorelație și de a găsi argumentul pentru care această funcție are amplitudinea maximă [Knp]. Această metodă este însă valabilă pentru semnale cu caracteristici ideale. Acestea trebuie să fie staționare, gaussiene, albe, necorelate cu zgomotele perturbatoare. Din păcate acest lucru nu se respectă la semnalele achiziționate în condiții reale. Fig.4.1 ilustrează acest lucru. Primul semnal se caracterizează prin variații bruște ale amplitudinii, la momente de timp aleatoare. Secvența din mijloc prezintă o medie care variază de asemenea într-o manieră aleatoare, iar cel de-al treilea semnal prezintă ambele tipuri de nestaționarități, atât în medie cât și în varianță.

Prin algoritmul de pre-procesare propus [Dan1], [Dan8] se caută să se aducă semnalele recepționate, imperfecte, la o formă care tinde să îndeplinească cerințele ideale enumerate mai sus.

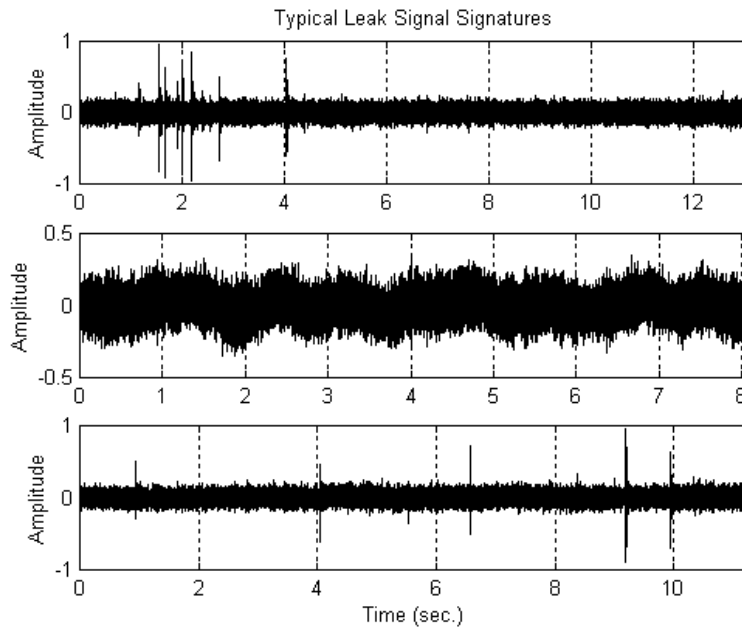


Fig.4.1 Semnale reale nestaționare tipice

Pe scurt, procedeul propus folosește mai întâi metoda descompunerii *wavelet* [Don],[Bru] pentru **anularea componentei de frecvență joasă**, care face ca semnalul să prezinte o medie nestaționară. Prin această metodă se realizează descompunerea secvenței recepționate într-o componentă de joasă frecvență, numită *aproximare*, analizată pe o scală mare de timp, comparabilă cu lungimea datelor, și un număr de componente de înaltă frecvență numite *detalii*, analizate pe intervale mai mici de timp. Scala unui detaliu este invers proporțională cu frecvența componentei din semnal analizată. Motivul pentru care se folosește tehnica *wavelet* este că acesta permite identificarea componentei zgomotului aleator de frecvență joasă a datelor, cu un volum de calcul redus, fără o degradare semnificativă a semnalului.

Urmează un **algoritm de segmentare**, bazat pe reprezentarea timp-frecvență și pe determinarea *indicelui de staționaritate* [Lau1],[Lau2],[Sml] a semnalelor achiziționate. Prin acest procedeu se detectează și evită porțiunile abrupte ale semnalelor prin **extragerea unor segmente cvasistaționare de lungime maximă** din secvențele recepționate.

Reprezentarea timp-frecvență (*TFR*) este o unealtă importantă pentru caracterizarea semnalelor nestaționare. Prin aceasta se reprezintă în planul timp-frecvență densitatea spectrală de putere (spectrograma) estimată a semnalelor trecute printr-o fereastră alunecătoare a cărei lungime este comparabilă cu intervalul de timp pentru care datele pot fi considerate staționare. O metodă de detecție eficientă introdusă de Laurent și Doncarli [Lau1],[Lau2], bazată pe reprezentarea timp-frecvență $TFR(t,f)$, definește funcția *indice de staționaritate*, *SI*, care caracterizează variațiile bruște ale semnalelor. Conform acestei definiții, indicele de staționaritate la fiecare moment de timp t se calculează ca *distanța* dintre două sub-imagini ale *TFR* din vecinătatea momentului de timp considerat.

Una din cele mai utilizate definiții ale *distanței* este distanța Kolmogorov, care conduce la următoarea formă a funcției indice de staționaritate:

$$SI(t) = \int_{\tau=0}^p \int \|TFR(t - p + \tau, f) - TFR(t + \tau, f)\| df d\tau \quad (4.1)$$

Fig.4.2 prezintă o pereche de semnale tipice, nestaționare în amplitudine, măsurate în instalația experimentală descrisă în paragraful 2.3(sus), reprezentarea *TFR* (mijloc) și respectiv, funcția *SI* asociată (jos).

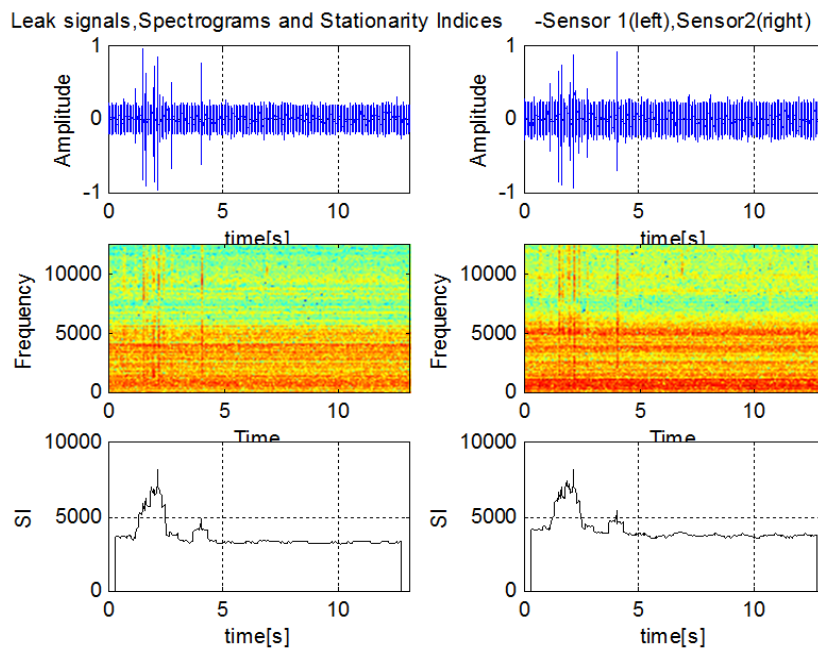


Fig.4.2 Exemplu de semnale cu interferențe de tip burst și funcțiile *SI* corespunzătoare

Se poate observa că funcția *SI* se caracterizează prin vârfuri ascuțite corespunzătoare porțiunilor cu interferențe de tip burst, și este practic constantă în rest.

În plus, rezultatele experimentale arată că prin simpla **obturare a conductei la ieșire**, se obține o creștere a raportului semnal-zgomot și în același timp, o reducere a componentei nestaționare de tip burst, și implicit o îmbunătățire a rezultatelor de estimare. Această operație se poate realiza însă off-line, după ce în prealabil s-a produs detecția unei fisuri.

O altă etapă utilă în procesul aducerii semnalelor recepționate la o formă cât mai apropiată de cea ideală, este **transformarea acestora în procese aleatoare de tip zgomot alb**, prin utilizarea unui filtru liniar cauzal (numit filtru de *albire*), având funcția de transfer inversă în raport cu cea corespunzătoare reprezentării Wold. (Acest principiu este descris în Anexa 5.1.4).

Folosind aceste etape de pre-procesare, se obțin segmente de date cvasi-staționare, care pot fi utilizate pentru implementarea algoritmilor clasici pentru estimarea întârzierii de timp și implicit efectuarea localizării.

Una dintre cele mai utilizate metode din literatură pentru estimarea întârzierii de timp este cunoscută sub numele de metoda *corelatorului generalizat*, introdusă de Knapp și Carter [Knp],[Car1],[Car2],[Dan11]. Această metodă are la bază utilizarea unor filtre adecvate urmate de intercorelație. Aceste filtre depind de spectrele de putere ale semnalului și zgomotului, și prin urmare implementarea algoritmilor rezultați din aplicarea lor se realizează aproape întotdeauna în domeniul frecvență. Fig.4.3 prezintă schema bloc a corelatorului generalizat propusă de Knapp și Carter. Filtrele $H_1(f)$ și $H_2(f)$ accentuează benzile de frecvență unde raportul semnal zgomot este puternic și atenuează benzile de frecvență unde acesta este redus. Funcția de intercorelație generalizată (GCC= Generalized Cross Correlation), este exprimată prin relația (transformare Fourier inversă):

$$R_{12}^G(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} W(f) \cdot S_{12}(f) e^{j2\pi f\tau} df \quad (4.2)$$

unde $W(f)$ este o funcție pondere (numită și funcție fereastră după Hassab și Boucher [IEE]):

$$W(f) = H_1(f) \cdot H_2^*(f) \quad (4.3)$$

Fig. 4.4 arată schema bloc echivalentă în domeniul frecvență a corelatorului generalizat [IEE], uneori mai ușor de utilizat în practică.

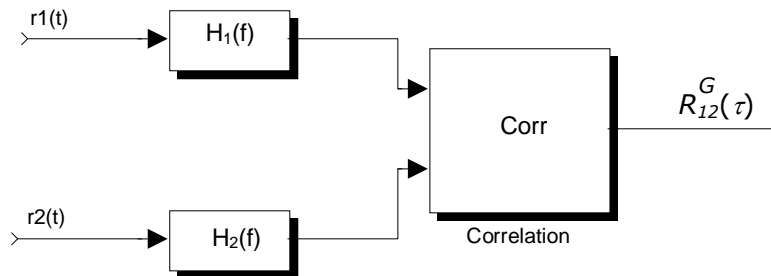


Fig.4.3 Metoda corelatorului generalizat (Knapp și Carter)

În Tabelul 4.1 sunt prezentate câteva din cele mai uzuale funcții pondere folosite în implementarea corelatorului generalizat [Knp],[Car2],[IEE].

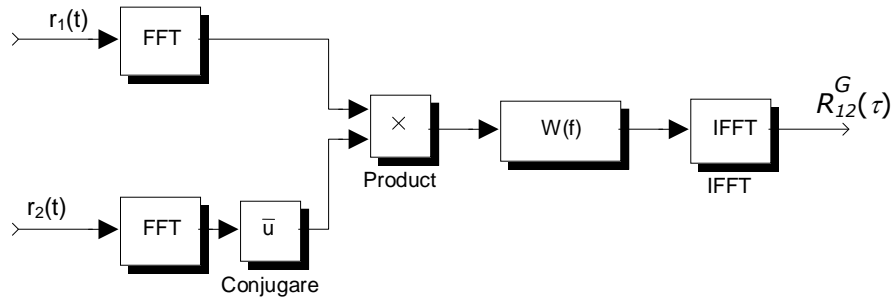


Fig.4.4 Schema bloc echivalentă a corelatorului generalizat (Hassab și Boucher)

Tabelul 4.1 Funcții pondere uzuale ale corelatorului generalizat

Nr. crt	Metoda/ Abrevierea	Funcția pondere $W(f)$	Denumirea algoritmului
1.	<i>CCF</i>	1	Intrecorelația simplă
2.	Roth	$\frac{1}{S_1}(f)$	Algoritmul Roth
3.	<i>SCOT</i>	$\frac{1}{\sqrt{S_1(f) \cdot S_2(f)}}$	Smoothed Coherence Transform
4.	<i>PHAT</i>	$\frac{1}{ S_{12}(f) }$	Phase Transform
5.	<i>ML</i> sau <i>HT</i>	$\frac{1}{ S_{12}(f) } \cdot \frac{C_{12}(f)}{1 - C_{12}(f)}$	Maximum Likelihood sau Hannan-Thomson
6.	Wiener	$C_{12}(f)$	Procesorul Wiener

În relațiile care definesc funcțiile pondere din Tabelul 4.1, cu $S_k(f)$ $k=1,2$ s-a notat densitatea spectrală de putere estimată a semnalelor recepționate la fiecare senzor, iar cu $S_{12}(f)$ interspectrul de putere. De asemenea, $C_{12}(f)$ reprezintă pătratul modulului funcției de coerență, sau *MSC* (Magnitude Squared Coherence Function) [Car1],[Car2], definit astfel:

$$C_{12}(f) = \frac{|S_{12}(f)|^2}{S_1(f) \cdot S_2(f)} \quad (4.4)$$

$$C_{12}(f) = |\gamma_{12}(f)|^2$$

unde $\gamma_{12}(f)$ este funcția de coerență a semnalelor recepționate, reprezentând o mărime complexă. Evident, funcția $C_{12}(f)$ este o mărime reală pozitivă, subunitară. Această funcție este o măsură a raportului semnal zgomot arătând totodată și gradul de "înrudire" sau de dependență liniară dintre semnalele achiziționate. Se

poate arăta că pentru un sistem cu întârziere, descris de modelul matematic (2.124a), între raportul semnal zgomot și funcția MSC există relația [Car2],[IEE]:

$$SNR(f) = \frac{\sqrt{C_{12}(f)}}{1 - \sqrt{C_{12}(f)}} \quad (4.5)$$

Dintre toate funcțiile pondere prezentate în Tabelul 4.1 s-a demonstrat că funcția pondere asociată metodei ML este optimă, în sensul că teoretic, varianța sa atinge limita inferioară Cramer-Rao [Knp]. Se poate observa că prin această funcție se atribuie o pondere mai mare benzilor de frecvență la care semnalele au o coerență mai mare, și sunt diminuate benzile de frecvență la care coerența este mică. Această metodă a fost implementată pentru segmentele de date rezultate în urma aplicării algoritmului de pre-procesare, urmărindu-se performanța estimărilor obținute.

4.2. Descrierea algoritmului de pre-procesare

Fig. 4.5 prezintă diagrama bloc a algoritmului de pre-procesare propus. Acesta constă din două etape principale, așa cum se observă în partea superioară a fig.4.5, prin care se verifică staționaritatea al semnalelor recepționate. Forma generală a algoritmului propus este descrisă de diagrama bloc din partea de jos a aceleiași figuri. Operațiile specifice implementate în cadrul fiecărei etape sunt date în Tabelul 4.2

Tabelul 4.2 Descrierea etapelor algoritmului

Etapa	WMR	Segmentare
Evaluări specifice ale parametrilor semnalelor	-Se determină amplitudinea vârf la vârf, A_{pp} -Se aplică o filtrare trece jos -Se determină amplitudinea vârf la vârf M_{pp} a semnalului filtrat	-Se adună semnalele de intrare -Se calculează indicele de staționaritate $SI(t)$ al sumei -Se determină mediile m și m_0 -Se calculează amplitudinea vârf la vârf SI_{pp}
Factorii de decizie Q_i	$Q_1 = M_{pp}$ $Q_2 = \frac{A_{pp}}{k}$	$Q_1 = m - m_0 $ $Q_2 = \frac{SI_{pp}}{k}$
Tratament de pre-procesare	-Se efectuează transformata wavelet -Se determină aproximarea, $ra_i, i=1,2$ -Se scade din semnalul de intrare	-Se calculează pragul de segmentare -Se determină intervalul de timp maxim -Se extrage segmentul de date cvasistaționar

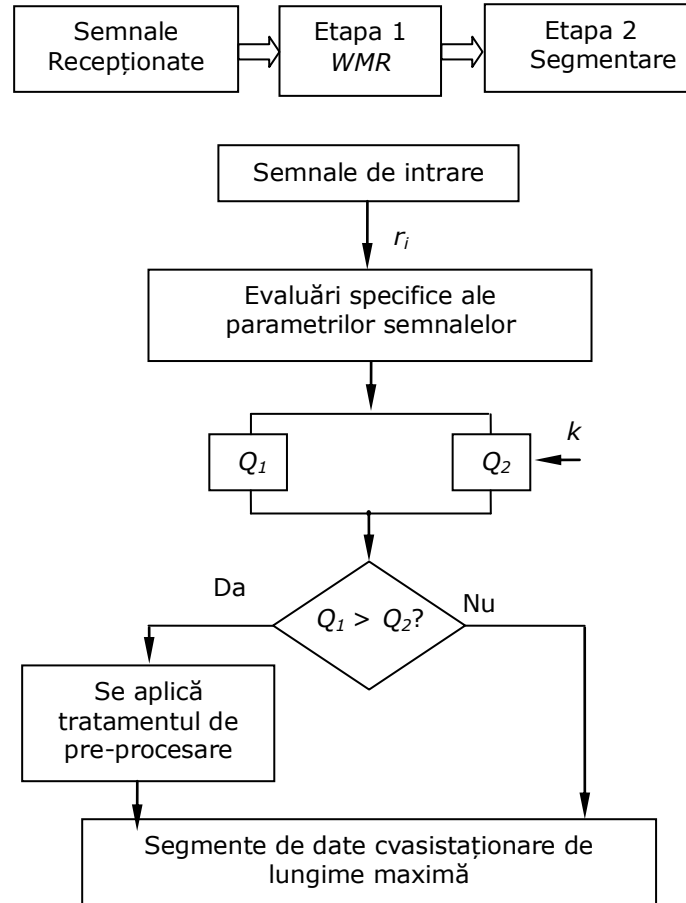


Fig.4.5 Diagrama bloc a algoritmului de pre-procesare

În prima etapă, dacă amplitudinea vârf la vârf a semnalului, A_{pp} este comparabilă cu amplitudinea vârf la vârf a mediei semnalului M_{pp} , atunci algoritmul detectează faptul că semnalul de intrare este nestaționar în medie. Se efectuează descompunerea wavelet, iar secvența aproximare r_a rezultată se elimină prin scădere din semnalul original de intrare:

$$wmr_i = r_i - ra_i \quad i = 1,2 \quad (4.6)$$

unde cu wmr s-au notat semnalele rezultate în urma aplicării acestei metode, denumită *WMR* (de la Wavelet Mean Removing) [Dan1]. Fig.4.6 ilustrează acest principiu în domeniul timp, iar fig. 4.7 prezintă comparativ câteva densități interspectrale de putere ($CPSD$ =Cross Power Spectral Densities) ale semnalului în prezența fisurii (R_{12}) și în absența acesteia (N_{12}), înainte (sus) și respectiv după (jos) aplicarea primei etape a algoritmului. De asemenea, diagramele din partea dreaptă corespund cazului când se realizează obturație la ieșirea conductei.

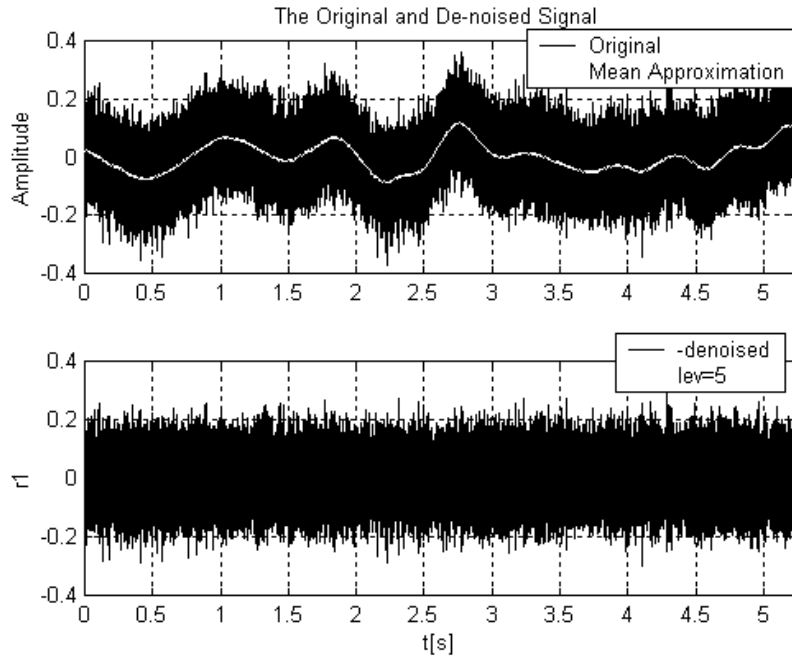


Fig.4.6 Anularea mediei nestaționare

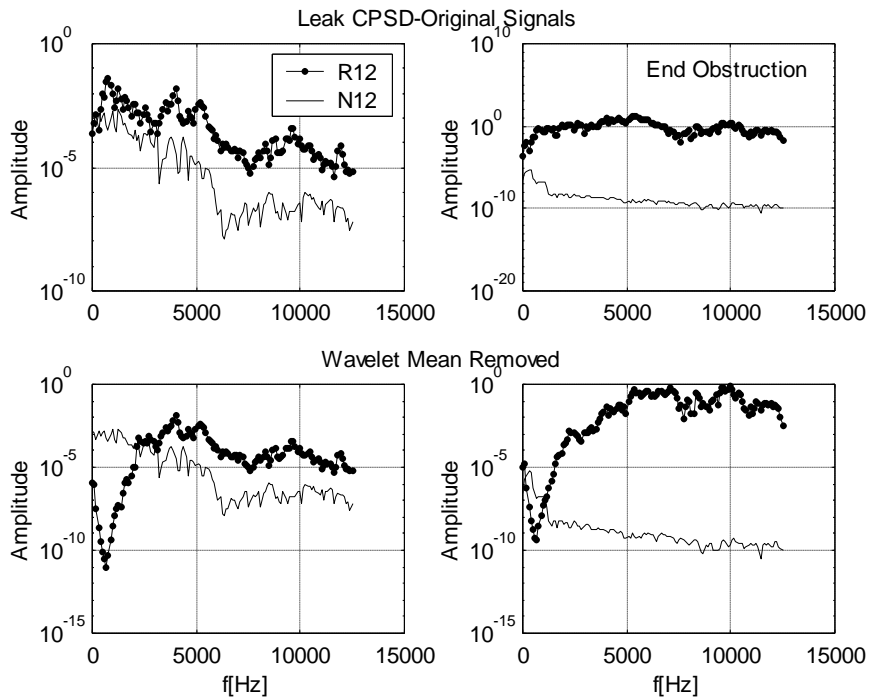


Fig. 4.7 Densități interspectrale de putere tipice în prezența și în absența unei fisuri

Se poate observa din fig.4.7 că atât spectrul semnalului achiziționat în prezența unei fisuri cât și cel achiziționat în absența acesteia, practic se suprapun în domeniul frecvențelor joase, în special în cazul normal, fără obturație la ieșire (diagrama din partea stângă, sus). **Prin aplicarea algoritmului descris de relația (4.6), se observă că o parte apreciabilă din zgomotul perturbator este înlăturată din semnal, fiind reținute doar componentele spectrale care sunt distinctive pentru fisură (diagrama din stînga, jos).** În acest caz, zgomotul de fond este determinat practic de zgomotul produs de fluxul principal al conductei. Pe de altă parte, **prin obturarea acesteia la ieșire, zgomotul produs de fluxul principal este automat anulat, și prin urmare semnalul util, datorat fisurii este accentuat (fig.4.7 dreapta, jos).** Această observație **crează posibilitatea de a aplica algoritmul WMR pentru toate semnalele achiziționate în modul normal (fără obturație la ieșire), în scopul îmbunătățirii raportului semnal zgomot, chiar fără a efectua operația de decizie din cadrul primei etape.**

Al doilea pas al algoritmului propus, constă din extragerea unor segmente cvasi-staționare de lungime maximă din secvențele rezultate în urma aplicării primei etape, prin evitarea porțiunilor cu amplitudine nestaționară din componența acestora **[Dan8]**. Această metodă se bazează pe calculul indicelui de staționaritate [Lau1],[Lau2] a **sumei semnalelor recepționate**, conform relației (4.1). Operația de însumare s-a efectuat în scopul găsirii unui interval comun de lungime maximă, pentru care ambele secvențe din perechea recepționată să fie simultan staționare. Se exclud primele și ultimele p eşantioane din indicii de staționaritate rezultat, apoi **se determină media m_0 și media truncheată m (trimmed mean)** corespunzătoare acestei secvențe. Pentru a decide dacă semnalele achiziționate necesită operația de segmentare, se compară cei doi factori de decizie Q_i , $i=1,2$ definiți în Tabelul 4.2. Primul factor, Q_1 , reprezintă o măsură a distanței dintre media simplă a secvenței SI și media obținută în urma eliminării unui procent de $r\%$ (de regulă $r=10\%$) din valorile sale extreme. Al doilea factor de decizie, Q_2 , se referă la amplitudinea vârf la vîrf a secvenței indicelui de staționaritate, divizată printr-un factor k (uzual, $k=100$).

Dacă $Q_1 > Q_2$, rezultă că abaterea dintre cele două medii estimate este prea mare în raport cu amplitudinea secvenței SI , și prin urmare se decide că perechea achiziționată trebuie să fie supusă operației de segmentare. În caz contrar, se consideră că secvențele recepționate sunt în întregime cvasi-staționare, și pot fi folosite pentru prelucrări ulterioare. Aceste două situații sunt exemplificate în fig.4.8a și b și respectiv în fig.4.9a și b.

În cazul când se constată că perechea de date necesită operația de segmentare **se calculează un prag de segmentare**, care stabilește un compromis între concentrația interferențelor de tip nestaționar permise în componența semnalelor și lungimea segmentelor extrase din perechea de date. În exemplul din fig.4.8a, distanța dSI dintre maximum indicelui de staționaritate și media sa truncheată, a fost divizată în intervale egale, rezultând pragurile de segmentare, definite astfel:

$$\begin{cases} thr_i = (i - 1) \cdot \frac{dSI}{nlev - 1} + m_0 & i \in \{1, 2, \dots, nlev\}, \\ dSI = \max(SI) - m \end{cases} \quad (4.7)$$

unde cu $nlev$ s-a notat numărul total de praguri de segmentare, iar cu thr_i , al i -lea prag. Evident, ultimul nivel corespunde situației în care nu se efectuează operația de segmentare.

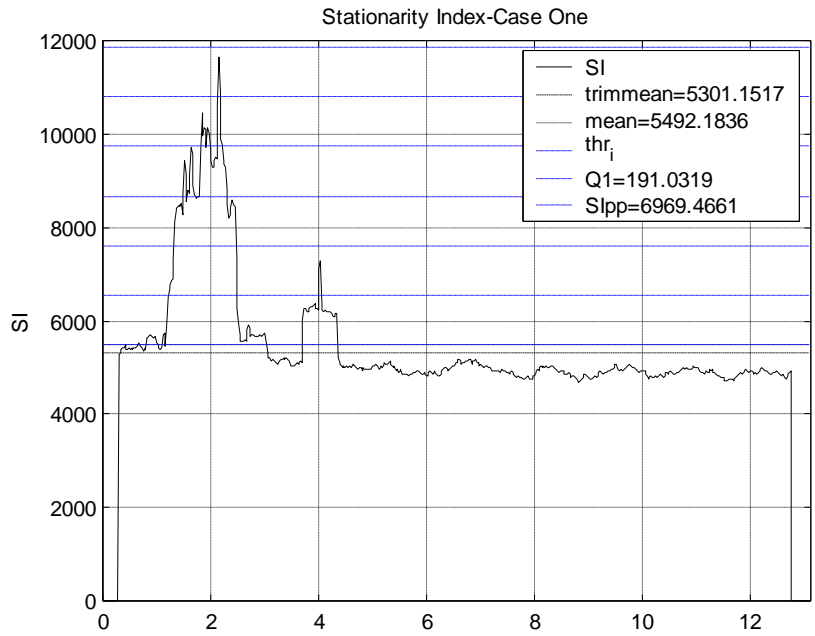


Fig.4.8a Secvență tipică *SI* indicând necesitatea operației de segmentare

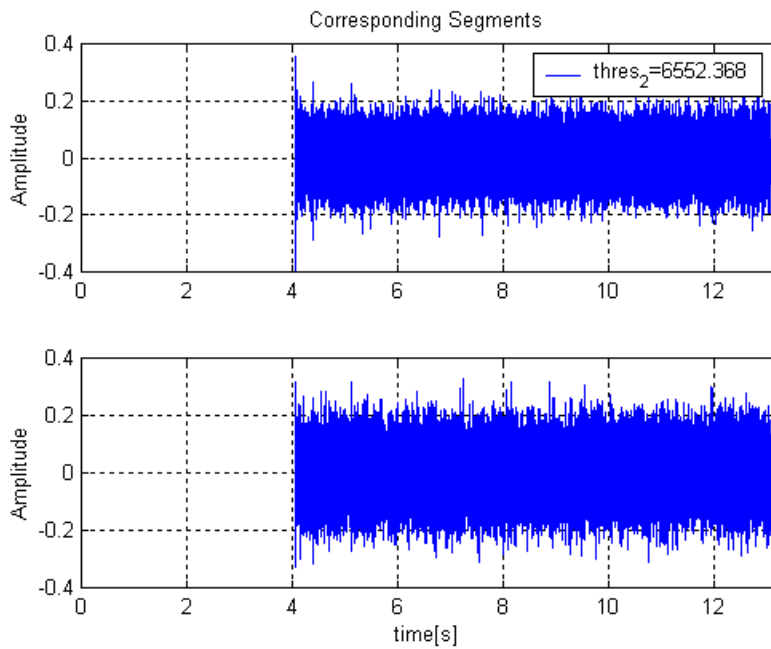


Fig.4.8b Segmente cvasi-stationare de lungime maximă extrase din perechea de date recepționată

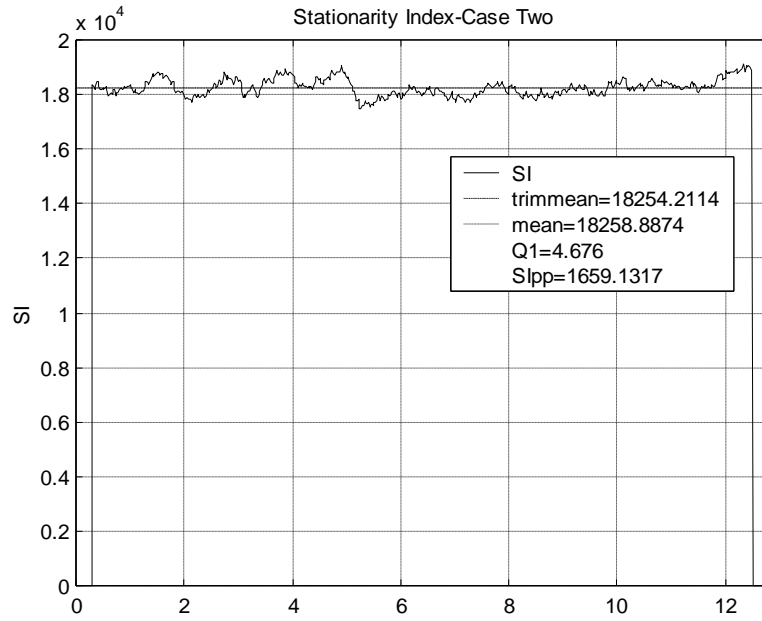


Fig. 4.9a Cazul când perechea achiziționată este staționară în amplitudine

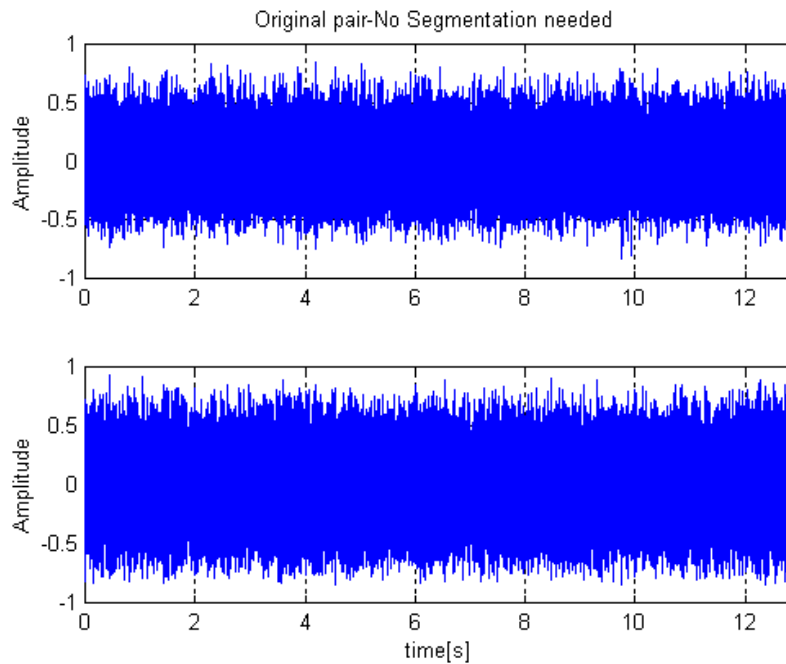


Fig.4.9b Perechea de date staționare corespunzătoare

În continuare, **se găsește intervalul de timp maxim pentru care valorile eșantioanelor de recepționate se află sub pragul ales**, rezultând în final segmentele cvasi-staționare, care vor fi folosite în prelucrările ulterioare (fig.4.8b).

4.3. Rezultate experimentale

Utilizând modelul experimental descris în paragraful 2.3, s-au achiziționat semnale în diferite puncte ale conductei, alese la distanțe proporționale, în prezența și în absența fisurii.

Pentru a putea verifica rezultatele obținute, s-a realizat un studiu preliminar pentru estimarea vitezei de propagare de-a lungul conductei, prin două metode: metoda timpului de zbor (*time-of-flight*) și metoda intercorelației. În prima metodă, s-au utilizat semnale achiziționate în regim activ, produse cu ajutorul pompei cu diafragmă. Viteza de propagare s-a determinat ca raport dintre distanța parcursă și media diferenței timpilor de sosire a impulsurilor tranzitorii (fig.2.33b). În metoda intercorelației, viteza de propagare s-a determinat din argumentul corespunzător vârfului acestei funcții (fig.4.10).

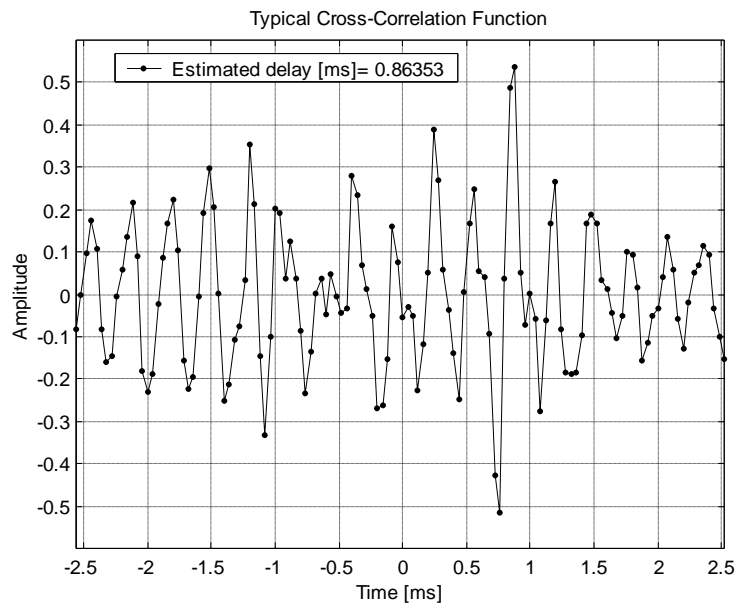


Fig.4.10 Funcția de intercorelație pentru o pereche de date achiziționate în puncte aflate la distanța de 1.5 m

În continuare, pentru semnalele rezultate prin aplicarea algoritmului de pre-procesare, s-a implementat, în scopul estimării performanței, metoda *ML* a verosimilității maxime, descrisă în tabelul 4.1, dovedită a fi optimă. Timpul de întârziere corespunzător vârfului funcției de intercorelație rezultată prin aplicarea acestui algoritm a fost estimat prin interpolare în trei puncte, conform relației:

$$\hat{D}_i = \hat{D} - \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{R}_{12}(\hat{D}+1) - \hat{R}_{12}(\hat{D}-1)}{\hat{R}_{12}(\hat{D}+1) - 2\hat{R}_{12}(\hat{D}) + \hat{R}_{12}(\hat{D}-1)} \quad (4.8)$$

unde \hat{D} reprezintă întârzierea discretă estimată, corespunzătoare vârfului funcției de intercorelație $\hat{R}_{12}(\hat{D})$, iar \hat{D}_i , valoarea interpolată.

S-au comparat rezultatele de estimare obținute prin **combinarea acestui algoritm optim cu** câteva din **metodele descrise anterior**, și rezumate în Tabelul 4.3. Se consideră că toate semnalele prelucrate au fost, în prealabil, supuse algoritmului de segmentare.

Tabelul 4.3 Tipuri de operații combinate utilizate pentru estimarea întârzierii de timp

Nr. crt.	Abreviere	Operații implementate	Tipul
1.	W	Aplicarea unui filtru de albire înainte de prelucrare	soft
2.	O	Obturare la ieșire	hard
3.	WO	Obturare și albire	soft+hard
4.	WMR	Anularea mediei aleatoare	soft

S-a realizat mai întâi o comparație a rezultatelor obținute după criteriul proporționalității. În acest scop, semnalele au fost achiziționate în puncte echidistante, menținând un senzor fix și variind gradat poziția celuiilalt. Presupunând o propagare uniformă, teoretic, întârzierile de timp sunt proporționale cu distanța. O măsură a gradului de proporționalitate a rezultatelor experimentale poate fi obținută prin determinarea abaterii medii pătrate față de dreapta care aproximează cel mai bine datele. Evident, se dorește ca acest parametru să aibă o valoare minimă. Algoritmii de pre-procesare descris mai sus a fost aplicat, acolo unde a fost cazul conform criteriului propus, datelor recepționate, considerând șapte praguri de segmentare. O observație interesantă este că **semnalele achiziționate în modul de lucru cu obturație la ieșire, în general nu au necesitat operația de segmentare**. Tabelul 4.4 prezintă comparativ gradul de proporționalitate al întârzierii estimate pentru metodele amintite.

Tabelul 4.4 Gradul de proporționalitate al rezultatelor obținute

Pragul de segmentare	Abaterea medie pătrată [ms^2]			
	ML	WML	OML	WOML
1	1.0346	0.5048	0.1169	0.0264
2	1.0335	0.1931		
3	1.0337	0.2131		
4	1.0340	6.6373		
5	1.0336	6.6364		
6	1.0337	6.6362		
7	1.2892	1.6300		

De asemenea, s-a realizat un studiu alternativ prin care s-au determinat pantele dreptelor de regresie a datelor, relativ la panta așteptată. Aceasta din urmă a fost calculată din informația referitoare la viteza de propagare, estimată anterior. Tabelul 4.5 prezintă rezultatele obținute în acest studiu.

Tabelul 4.5 Panta dreptelor de regresie a datelor și panta așteptată

Pragul de segmentare	Panta [$\mu\text{s}/\text{cm}$]				Panta așteptată
	ML	WML	OML	WOML	
1	3.3167	3.4577	4.7684	5.2313	5.7569
2	3.3164	4.6289			
3	3.3176	4.5308			
4	3.3186	-0.4087			
5	3.3175	-0.4107			
6	3.3174	-0.4105			
7	3.3175	2.3374			

În fig.4.11a-c s-a reprezentat timpul de întârziere estimat funcție de distanță pentru fiecare algoritm implementat, împreună cu dreptele de regresie și dreapta așteptată. De asemenea, fig.4.12 prezintă o vedere sintetică generală a rezultatelor obținute.

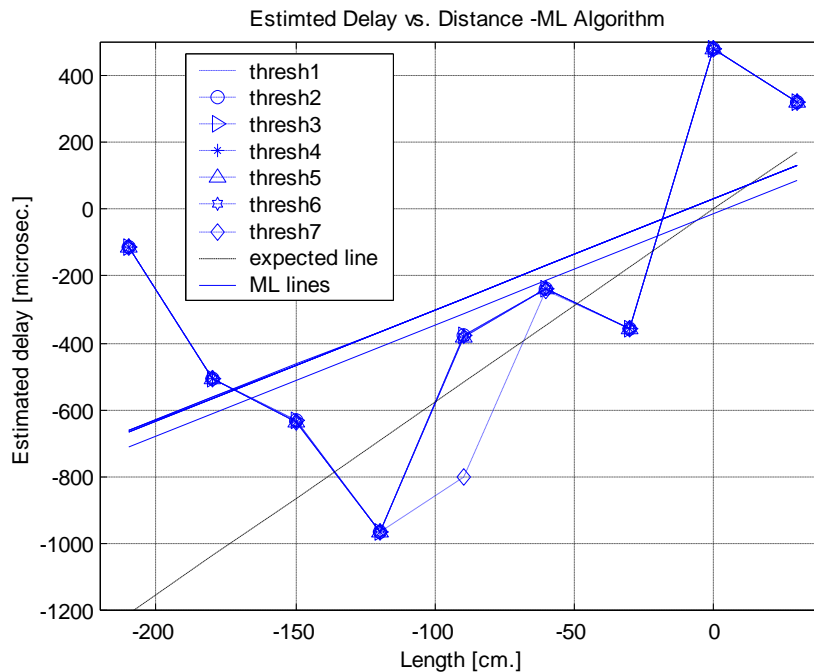


Fig.4.11a Algoritm ML

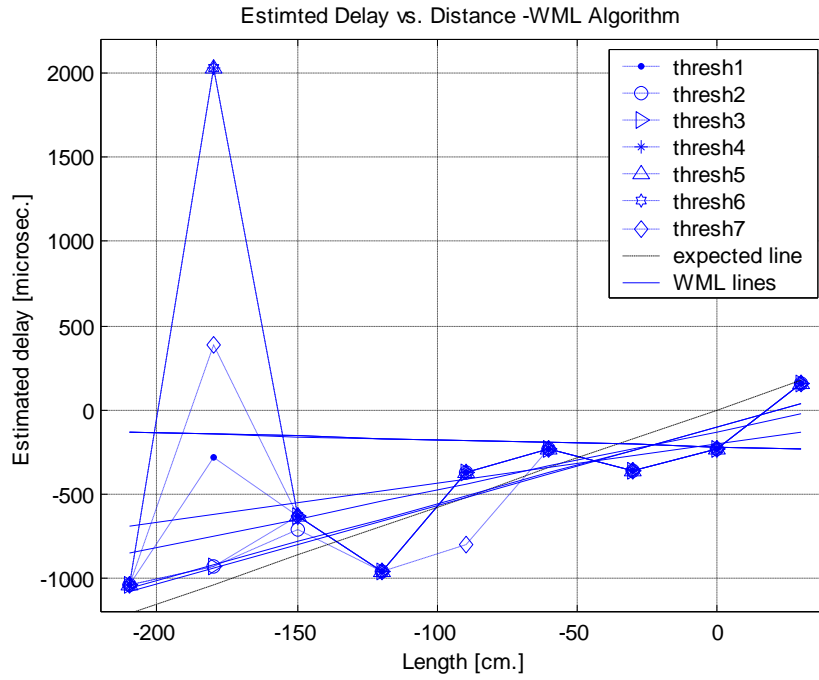


Fig.4.11b Algoritmul WML

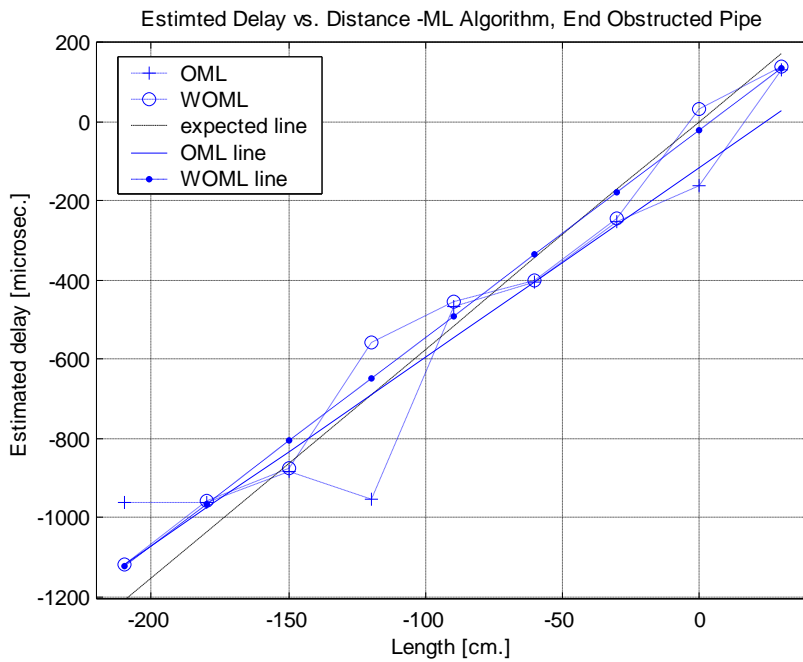


Fig.4.11c Algoritmii OML și WOML

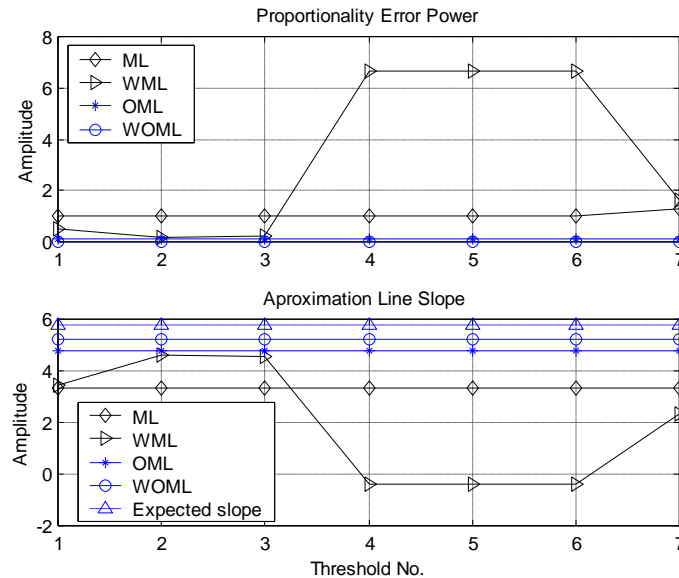


Fig.4.12 Comparație a metodelor implementate. Criteriului proporționalității (sus); apropierea de panta așteptată (jos)

Din aceste rezultate se pot trage câteva concluzii utile privind algoritmi de prelucrare a semnalelor reale achiziționate în instalațiile de transport a fluidelor. Datele din tabelele 4.4 și 4.5 indică faptul că **cea mai bună metodă pentru care atât abaterea de la proporționalitate este minimă cât și apropierea de rezultatele așteptate este maximă, este metoda notată OWML, care combină procedeul hard de obturare a capătului conductei cu metoda optimă de estimare ML la care, în prealabil semnalele au fost trecute printr-un filtru de albire.** Un alt avantaj al acestei metode este că în majoritatea cazurilor nu este necesară operația de segmentare, acest lucru contribuind la creșterea vitezei de calcul. Totuși, acest procedeu nu se poate aplica în timp real, ci doar atunci când mai întâi a fost detectată fisura, urmând ca ulterior să se realizeze izolarea prin obturare a porțiunii de conductă corespunzătoare.

În cazul în care semnalele au fost achiziționate normal, fără condiția de obturare la ieșire, se constată că în majoritatea cazurilor semnalele recepționate necesită operația de segmentare. Rezultatele indică existența unui prag de segmentare optim (aici nivelul al doilea) pentru care, în special algoritmul WML, se apropie foarte mult de rezultatul dorit.

Fig. 4.13 arată rezultate obținute când ambele etape ale algoritmului au fost implementate. Diagramele din partea stângă corespund situației normale (fără obturație). Nivelul de descompunere wavelet a fost menținut constant, și s-a variat nivelul de segmentare. Se observă că și în acest caz, **în ansamblu, metoda propusă (WMR-WML), în combinație cu algoritmul optim ML dă cele mai bune rezultate.** Pe de altă parte, diagramele din partea dreaptă a fig.4.13 prezintă cazul existenței obturației la ieșire. Aici, așa cum s-a precizat anterior, nu a fost necesară aplicarea algoritmului de segmentare. Graficele arată variația erorii medii pătratice funcție de nivelul descompunerii wavelet. Se observă că din nou se obțin rezultate îmbunătățite prin combinarea etapei de pre-procesare WMR (nivelul 4) cu

precedeul de albire și cu algoritmul de estimare optim, *ML*. De asemenea, se observă că **prin operația de obturare, erorile medii pătratice sunt reduse considerabil (aproximativ de zece ori), față de situația normală.**

În final, fig. 4.14 prezintă prin contrast rezultatele de estimare funcție de distanță obținute în cazul cel mai favorabil pentru curgerea normală, și cele din cazul cel mai defavorabil pentru existența obturației la ieșire.

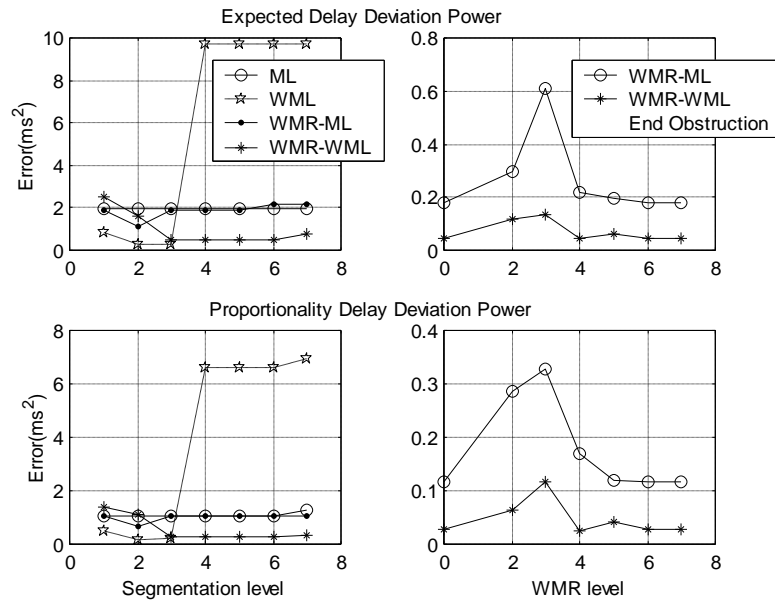


Fig.4.13 Eroarea pătratică medie de estimare

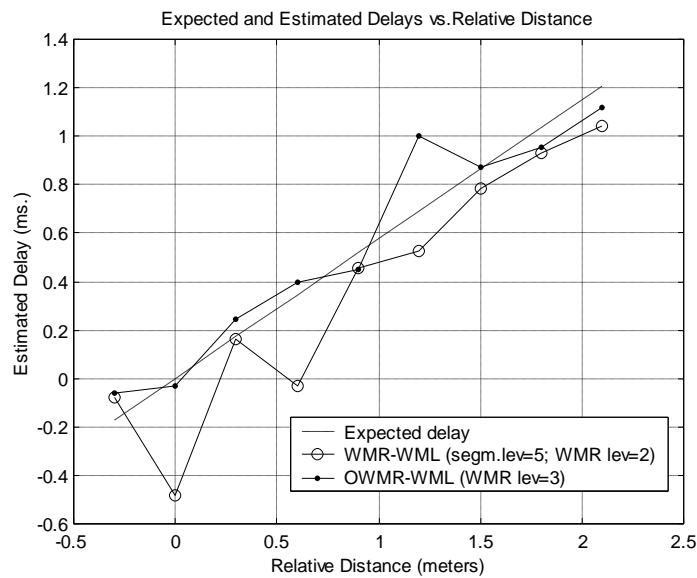


Fig.4.14 Întârzierea estimată pentru cazul cel mai favorabil (*WMR-WML*) la curgerea normală și cazul cel mai defavorabil (*OWMR-WML*) în situația obturației la ieșire

În concluzie, rezultatele cele mai bune se obțin **combinând** algoritmul de pre-procesare propus cu operația de filtrare, în scopul transformării semnalelor în zgomot alb și cu algoritmul optim de estimare *ML* care ține cont de funcția de coerență. În plus, prin obturarea conductei la ieșire **se obține în mod automat**, o varianță staționară a semnalelor și un raport semnal zgomot mult îmbunătățit, care conduc la micșorarea drastică a erorii de estimare.

4.4. Concluzii

Semnalele reale achiziționate în sistemele de transport a fluidelor, dovedesc o comportare nestaționară atât în medie cât și în varianță. Aceste caracteristici reprezintă un impediment real în localizarea fisurilor, din cauza faptului că algoritmi clasici sunt valabili pentru semnale ideale (staționare, gaussiene, zgomot alb, etc.) Acest capitol propune un **algoritm de procesare inițială a datelor recepționate în vederea aducerii acestora la o formă pentru care algoritmi clasici pot fi ușor de aplicat.**

Metoda propusă **combină metoda descompunerii wavelet cu un algoritm de segmentare, bazat pe detecția și evitarea variațiilor abrupte ale semnalului. Totodată, o etapă preliminară importantă constă în aplicarea unor filtre de albire secvențelor rezultate în urma operației de staționarizare.**

Experiența arată că cele mai bune rezultate de estimare se obțin **pentru semnale achiziționate când există obturație la ieșirea conductei.** Acest lucru se poate însă realiza doar off-line, în urma detecției fisurii. Prin simpla obturare a instalației, **se elimină componenta de zgomot produsă de fluxul principal și se obține o staționarizare "naturală" a semnalelor recepționate. Prin acest procedeu, nu a mai fost necesară operația de segmentare iar operația WMR, de staționarizare a mediei semnalelor, a fost necesară doar la un raport semnal zgomot scăzut, situație corespunzătoare unor fisuri de dimensiuni mici.**

5. UN NOU ALGORITM DE LOCALIZARE ÎN MEDII CU ZGOMOT CORELAT

Rezumat

Atunci cînd se utilizează metode acustice pentru localizarea fisurilor în conductele de transport al fluidelor, o problemă care apare în practică, mai ales pentru instalațiile care se întind pe distanțe scurte, este zgomotul produs de fluxul principal al conductei, care se suprapune peste zgomotul slab produs de fisură producând erori de estimare. În plus, zgomotul perturbator cauzat de fluxul principal este *corelat*, adică semnalele recepționate de către senzori nu sunt independente, funcția lor de intercorelație fiind nenulă.

Acest capitol prezintă **un nou algoritm de localizare a fisurilor în prezența zgomotului corelat. Algoritmul propus folosește informația conținută în faza interspectrului de putere a semnalelor recepționate, lucrând direct cu forma înfășurată (*wrapped*) a secvenței de fază.**

Principiul metodei are la bază observația că în mod ideal, la un raport semnal zgomot mare, secvența de fază este deterministă avînd **forma unui dinte de ferăstrău.**

Atât rezultatele de simulare cât și cele experimentale indică un **caracter robust** al acestei metode, în medii cu zgomot corelat.

5.1. Introducere

Metodele eficiente de localizare a fisurilor necesită îndeplinirea a cel puțin trei condiții: să fie rapide, astfel încît să poată rezolva într-un timp minim problema localizării, să poată opera de la distanță, fără a necesita inspecția pe teren, și de asemenea, să fie robuste, astfel încât să fie să fie insensibile la zgomotul de fond, dar, în același timp, capabile să localizeze cu o bună precizie. Așa cum am precizat anterior, metodele acustice sunt din ce în ce mai mult utilizate în prezent pentru acest scop. Ele sunt nedistructive și extrag informația din semnalele aleatoare produse de fluidul care este transportat. Poziția fisurii poate fi aflată din estimarea întârzierii de timp la care semnalul aleator ajunge în punctele de achiziție. Modelul matematic general pentru această problemă este descris de ecuațiile (2.124a). Metodele clasice pentru estimarea întârzierii sunt bazate pe presupunerea că semnalele achiziționate sunt ideale. Una dintre presupuneri este aceea că zgomotele aditive în punctele de măsură sunt necorelate. În acest caz, funcția de intercorelație poate fi scrisă sub forma:

$$R_{12}(\tau) = E\{r_1(t) \cdot r_2(t - \tau)\} = R_S(\tau - D) \quad (5.1)$$

unde $E\{\}$ reprezintă valoarea așteptată. Trecînd în domeniul frecvență, densitatea interspectrală de putere va fi dată de:

$$S_{12}(f) = S(f) \cdot e^{-j2\pi fD} \quad (5.2)$$

unde $S(f)$ reprezintă densitatea interspectrală de putere a semnalului util.

Așa cum s-a arătat în paragraful 4.1, pentru îmbunătățirea preciziei estimării întârzierii de timp, se folosește metoda corelatorului generalizat care, prin funcțiile pondere utilizate (Tabelul 4.1), au ca obiectiv extragerea semnalului din zgomot. Dintre acestea, metodele *ML* (Maximum Likelihood) și *PHAT* (Phase Transform) se numără printre cele mai utilizate. Relațiile care descriu funcțiile pondere corespunzătoare acestor metode sunt date în Tabelul 4.1.

Alte metode de estimare a timpului de întârziere, utilizează componenta de fază ϕ_{12} a densității interspectrale de putere:

$$\phi_{12}(f) = -2\pi fD = \arctg \frac{\text{Im}\{S_{12}(f)\}}{\text{Re}\{S_{12}(f)\}} \quad (5.3)$$

Din această relație se poate observa că în mod ideal, această componentă este liniară pe întreg domeniul frecvență, cu panta direct proporțională cu întârzierea de timp, D . În prezența zgomotului, eșantioanele din secvența de fază nu mai sunt situate pe aceeași linie dreaptă (fig.5.1), ele fiind împăștiate de-a lungul acesteia. Metoda *LS* a celor mai mici pătrate (Least Squares), găsește cea mai bună aproximare liniară care trece concomitent prin origine și printre punctele secvenței de fază [Chn2]. Prin analogie cu metoda corelatorului generalizat, și în acest caz se poate aplica funcția pondere *ML* [Zhe]. Panta dreptei de regresie *LS* se poate determina cu relația [Mat2],[Ste]:

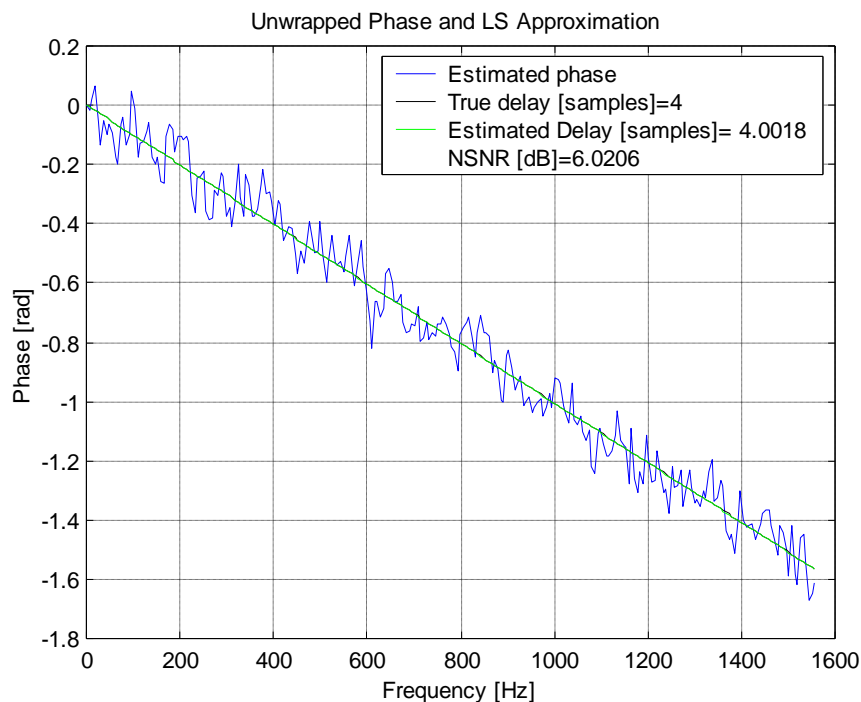


Fig. 5.1 Secvența de fază în prezența zgomotului necorelat

$$\hat{b} = \frac{\sum_{i=1}^M f_i \cdot \phi_{12}(f_i)}{\sum_{i=1}^M f_i^2} \quad (5.4)$$

de unde rezultă întârzierea estimată:

$$\hat{D} = \frac{\hat{b}}{2\pi} \quad (5.5)$$

În practică, zgomotul aditiv nu mai este independent, îndeosebi la instalațiile de dimensiuni reduse, unde există o corelație semnificativă nu numai între semnalele provenite de la sursa primară (fisura) cât și între cele produse de fluxul principal. Peste acest zgomot, se suprapune și o componentă perturbatoare necorelată, datorată zgomotelor din punctele de măsură, efectului timpului finit de observare, etc. Secvența de fază nu va mai fi împrăștiată de-a lungul unei drepte, ci va fi puternic distorsionată în acest caz (fig.5.2a,b). A. Piersol a arătat [Pie] că în condițiile unui astfel de zgomot, dreapta de regresie a secvenței de fază ar trebui dusă prin origine și printre punctele pentru care faza estimată este multiplu întreg de π radiani, pentru a se reduce eroarea de estimare (fig.5.2a):

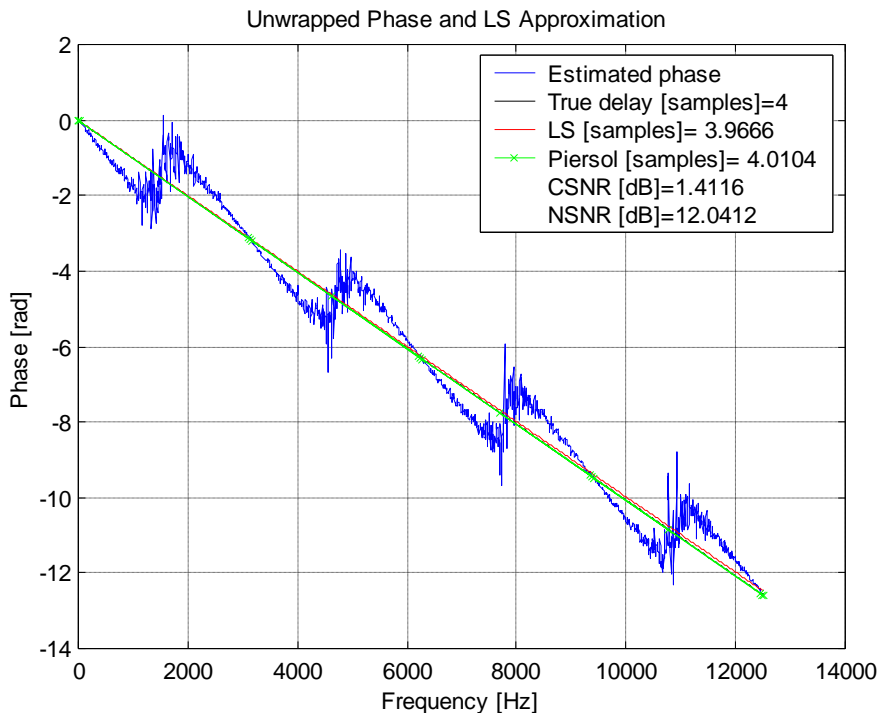


Fig.5.2a Metoda lui Piersol pentru zgomot corelat

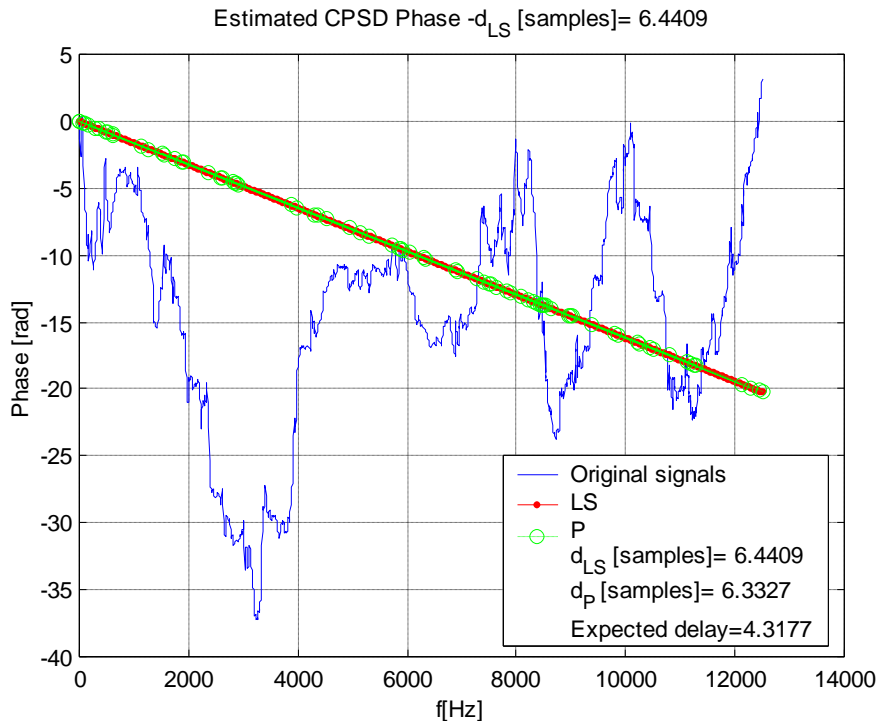


Fig. 5.2b Secvența de fază a unei perechi de semnale reale

În plus, datorită funcției atan2 care calculează faza conform relației (5.3), secvența de fază rezultată este înfășurată (*wrapped*) în intervalul $[-\pi, \pi]$. Pentru a obține forma desfășurată a fazei, trebuie aplicată tehnica "despachetării" acesteia (*phase unwrapping*) [Mat1], [Ste], care introduce o corecție de fază de 2π radiani, atunci când secvența de fază depășește π radiani.

Totuși, atunci când raportul semnal zgomot scade, algoritmul de desfășurare a fazei nu mai lucrează corect. **Acest capitol investighează posibilitatea de a extrage informația referitoare la întârzierea de timp direct din forma înfășurată a secvenței de fază. Algoritmii dezvoltați aici indică un caracter mai robust în medii cu zgomot corelat decât algoritmii clasici. De asemenea, se obține și o micșorare a timpului de calcul necesar estimării [Dan5].**

5.2. Modelarea semnalelor cu zgomot corelat

Descompunând zgomotul aditiv în cele două componente, corelat și necorelat, modelul matematic (2.124a) devine:

$$\begin{cases} r_1(t) = s(t) + n(t) + m_1(t) \\ r_2(t) = s(t - D) + n(t - D_1) + m_2(t) \\ D_1 \geq D \end{cases} \quad (5.6)$$

unde $n(t)$ reprezintă componenta zgomotului corelat iar D_1 întârzierea de timp corespunzătoare acestei componente (timpul necesar semnalului produs de fluxul principal pentru a parcurge distanța dintre senzori). De asemenea, m_i , $i=1,2$ desemnează zgomotul necorelat din punctele de măsură. Presupunând că sursa primară (semnalul produs de fisură) este necorelată cu zgomotul de fond, funcția de intercorelație dintre semnalele recepționate devine:

$$R_{12}(\tau) = E\{r_1(t) \cdot r_2(t - \tau)\} = R_S(\tau - D) + R_n(\tau - D_1) \quad (5.7)$$

unde R_n este funcția de autocorelație a componentei de zgomot corelat. Din această relație se observă că funcția de intercorelație va avea acum două vârfuri, unul corespunzător întârzierii adevărate D iar celălalt corespunzător întârzierii date de fluxul principal, D_1 . Atunci când puterea semnalului util este egală cu cea a zgomotului corelat, probabilitatea de a obține o estimare corectă este de 50%. Trecând (5.7) în domeniul frecvență, se pot obține următoarele relații:

$$S_{12}(f) = \left(e^{-j2\pi f D_1} + CSNR \cdot e^{-j2\pi f D} \right) \cdot N(f) \quad (5.8)$$

$$CSNR = \frac{d S(f)}{N(f)}; \quad NSNR_i = \frac{d S(f)}{M_i(f)} \quad i = 1,2$$

unde $N(f)$, $M_i(f)$, reprezintă densitățile spectrale de putere ale zgomotului corelat și respectiv necorelat. Și aici, la fel ca în paragraful 2.6.1, s-au identificat două componente ale raportului semnal zgomot, $CSNR$ și $NSNR$ corespunzătoare zgomotului corelat și respectiv necorelat. Se presupune că zgomotul necorelat acționează în mod identic în punctele de măsură, și deci și raportul semnal zgomot $NSNR_i$ poate fi considerat identic în punctele de recepție.

Explicitând părțile reală și imaginară a interspectrului de putere S_{12} , și aplicând (5.3), se **obține expresia fazei pentru semnale cu zgomot corelat:**

$$\phi_{12}(f) = -\arctg \frac{\sin 2\pi f D_1 + CSNR \cdot \sin 2\pi f D}{\cos 2\pi f D_1 + CSNR \cdot \cos 2\pi f D} \quad (5.9)$$

De asemenea, pentru modelul (5.6) densitățile spectrale de putere ale semnalelor recepționate se pot scrie:

$$S_i(f) = S(f) + N(f) + M_i(f) = N(f) \cdot \left(1 + CSNR + \frac{M_i(f)}{S(f)} \cdot \frac{S(f)}{N(f)} \right) =$$

$$= N(f) \cdot \left(1 + CSNR + \frac{CSNR}{NSNR_i} \right) \cong N(f) \cdot \left(1 + CSNR + \frac{CSNR}{NSNR} \right) \quad i = 1,2 \quad (5.10)$$

Înlocuind (5.8) și (5.10) în relația (4.4) **rezultă expresia funcției MSC** (Magnitude Squared Coherence Function) **pentru cazul existenței zgomotului corelat:**

$$C_{12}(f) = \frac{(1 + CSNR)^2 - 2 \cdot CSNR[1 - \cos 2\pi f(D_1 - D)]}{\left(1 + CSNR + \frac{CSNR}{NSNR}\right)^2} = \quad (5.11)$$

$$= \frac{CSNR^2}{\left(1 + CSNR + \frac{CSNR}{NSNR}\right)^2} + \frac{1 + 2 \cdot CSNR[1 - \cos 2\pi f(D_1 - D)]}{\left(1 + CSNR + \frac{CSNR}{NSNR}\right)^2}$$

Presupunând că zgomotul de fond are o putere neglijabilă față de componenta de zgomot corelat, situație întâlnită frecvent în practică, rezultă că al treilea termen de la numitorul relației (5.11) se poate neglija. Prin urmare, funcția *MSC* devine:

$$C_{12}(f) = \frac{CSNR^2}{(1 + CSNR)^2} + \frac{1 + 2 \cdot CSNR[1 - \cos 2\pi f(D_1 - D)]}{(1 + CSNR)^2} \quad (5.12)$$

Totodată, din expresia (4.5) se observă că în cazul ideal, fără zgomot corelat, această funcție are forma:

$$C_{12}(f) = \frac{SNR^2}{(1 + SNR)^2} \quad (5.13)$$

Fig. 5.3a ilustrează relațiile de mai sus, (5.12) și (5.13). **Se observă că atât pentru situația când *CSNR* tinde către zero cât și atunci când acesta tinde spre infinit, funcția *MSC*, care arată gradul de "înrudire" dintre semnalele recepționate, tinde către unu, indicând o coerență puternică între cele două semnale.** Acest lucru este în acord cu situația reală. În primul caz, când *CSNR* tinde către zero, primează semnalele produse de fluxul principal, care sunt de asemenea "înrudite", la fel ca și semnalele corespunzătoare celui de-al doilea caz, când *CSNR* tinde către infinit.

Derivând C_{12} din (5.12) în raport cu *CSNR* se obține:

$$C'_{12}(CSNR) = -2 \cdot [1 - \cos 2\pi f(D_1 - D)] \cdot \frac{1 - CSNR}{(1 + CSNR)^3} \quad (5.14)$$

de unde presupunând că $D \neq D_1$, rezultă că, la o frecvență dată, **funcția *MSC* are un minim atunci când *CSNR*=1.** Prin urmare, atunci când puterea semnalului util, produs de fisură, este egală cu cea a semnalului produs de fluxul principal, coerența semnalelor recepționate este minimă. Înlocuind *CSNR*=1 în (5.12) se obține expresia valorii minime a funcției *MSC*:

$$C_{12 \min}(f) = \frac{1 - \cos 2\pi f(D_1 - D)}{2} \quad (5.15)$$

Fig.5.3b ilustrează relația (5.9) pentru variația secvenței de fază cu raportul semnal zgomot. Se observă că pentru un raport semnal zgomot mic, faza tinde către faza

corespunzătoare zgomotului corelat, iar pe măsură ce raportul semnal zgomot crește, faza se apropie de cea a semnalului util.

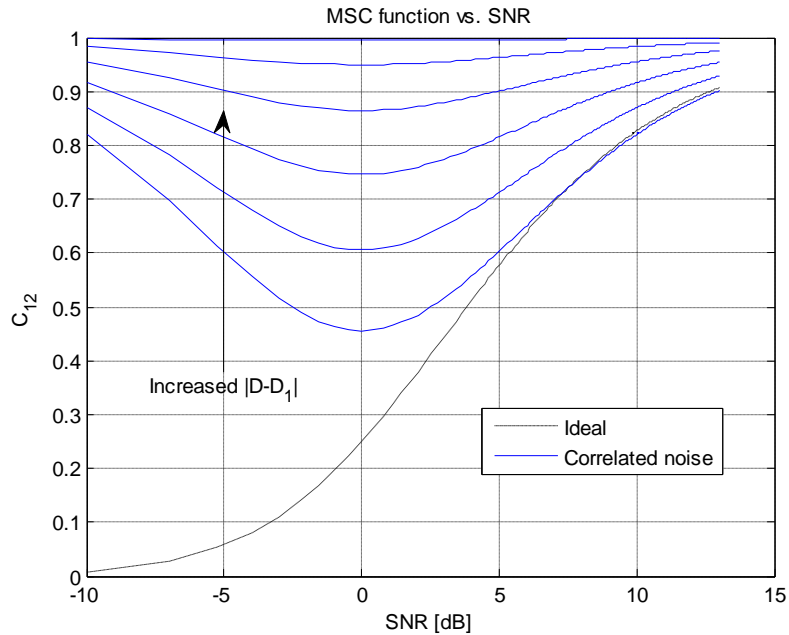


Fig. 5.3a Variația funcției MSC funcție de SNR, pentru f -fixat, D-parametru

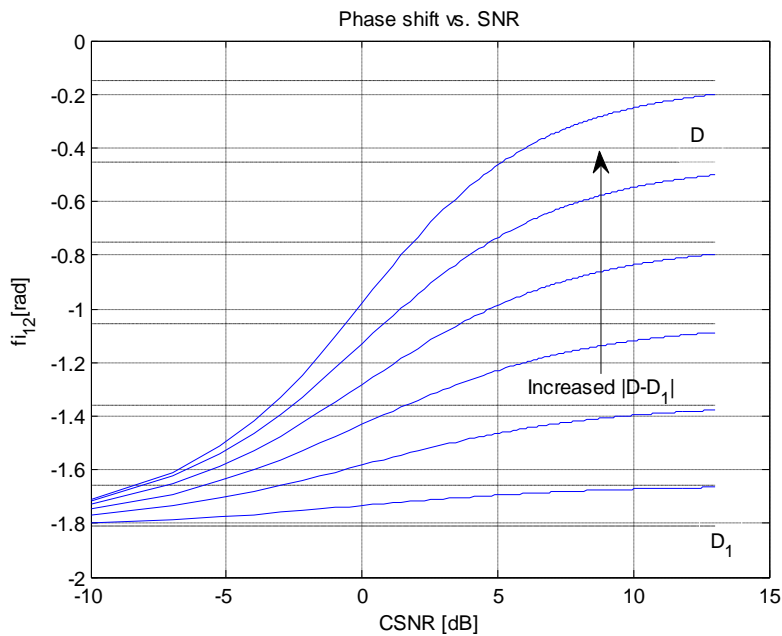


Fig. 5.3b Variația fazei interspectrului de putere funcție de SNR, pentru f -fixat, D-parametru

De asemenea, derivând $C_{12}(f)$ din (5.12) în raport cu frecvența, se obține:

$$C'_{12}(f) = -4\pi(D_1 - D) \cdot \frac{CSNR}{(1 + CSNR)^2} \cdot \sin 2\pi f(D_1 - D) \quad (5.16)$$

Rezultă că **extremele funcției MSC apar la frecvențele f_m** pentru care:

$$\sin 2\pi f_m(D_1 - D) = 0 \quad m = 1, 2, \dots \quad (5.17)$$

de unde,

$$f_m = \frac{m}{2(D_1 - D)} \quad (5.18)$$

iar

$$C_{12}(f_m) = \begin{cases} 1 & \text{pt. } m = 2k \\ 1 - \frac{4 \cdot CSNR}{(1 + CSNR)^2} & \text{pt. } m = 2k + 1 \end{cases} \quad (5.19)$$

unde $k=1, 2, \dots$ Fig.5.4a prezintă variația funcției MSC cu frecvența, pentru diferite valori ale raportului semnal zgomot. Se observă frecvențele discrete corespunzătoare maximelor și minimelor acestei funcții. La aceste frecvențe, secvența de fază (5.9) devine:

$$\Phi_{12}(f_m) = -\arctg \frac{\sin m\pi \frac{D_1}{D_1 - D} + CSNR \cdot \sin m\pi \frac{D}{D_1 - D}}{\cos m\pi \frac{D_1}{D_1 - D} + CSNR \cdot \cos m\pi \frac{D}{D_1 - D}} \quad (5.20a)$$

Din relația de mai sus se poate observa că pe măsură ce raportul semnal zgomot se micșorează, tinzând către zero, faza se apropie de cea corespunzătoare întârzierii false, D_1 , date de fluxul principal:

$$\Phi_{12}(f_m)|_{CSNR \rightarrow 0} = -m\pi \frac{D_1}{D_1 - D} = -2\pi f_m D_1 \quad (5.20b)$$

În mod analog, când raportul semnal zgomot tinde către infinit, faza tinde către faza corespunzătoare întârzierii adevărate, D :

$$\Phi_{12}(f_m)|_{CSNR \rightarrow \infty} = -m\pi \frac{D}{D_1 - D} = -2\pi f_m D \quad (5.20c)$$

Fig.5.4b ilustrează acest lucru. **Se observă că în punctele de frecvență f_m pentru care funcția MSC este maximă sau minimă, eșantioanele secvenței de fază se află chiar pe dreapta cu panta corespunzătoare întârzierii D sau D_1 , funcție de raportul semnal zgomot.**

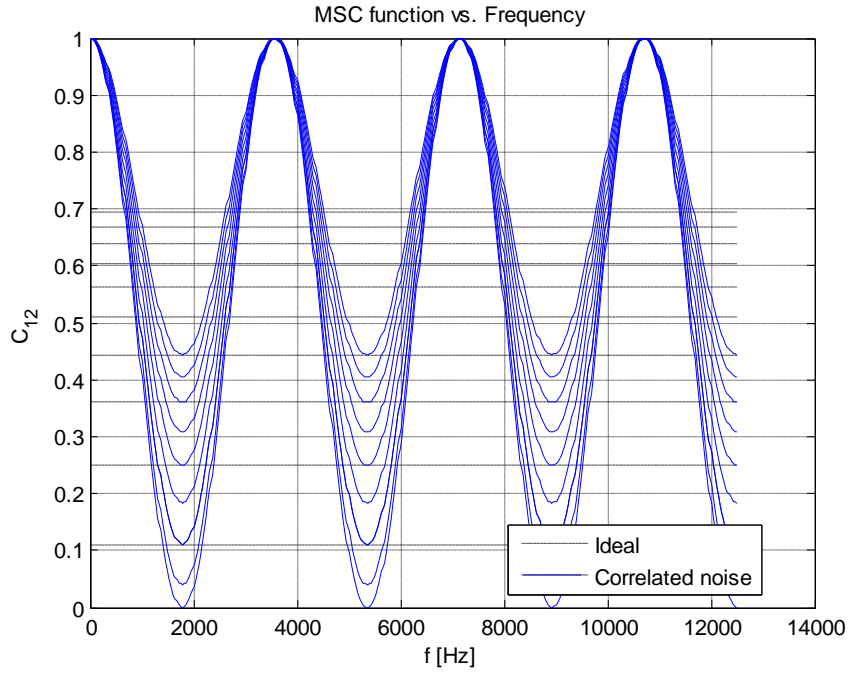


Fig. 5.4a Variația funcției MSC funcție de frecvență , pentru D fixat, SNR -parametru

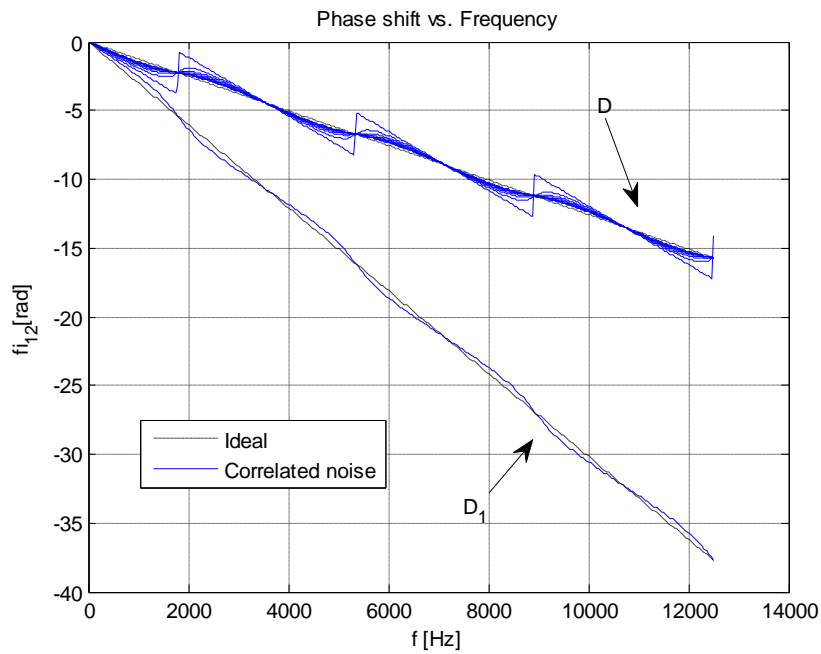


Fig.5.4b Variația fazei funcție de frecvență , pentru D fixat, SNR -parametru

De asemenea, se poate remarca faptul că atunci când raportul semnal zgomot este unitar, secvența de fază dată de relația (5.20a) se poate scrie:

$$\Phi_{12}(f_m) = -\arctg \frac{\sin m\pi \frac{D_1}{D_1-D} + \sin m\pi \frac{D}{D_1-D}}{\cos m\pi \frac{D_1}{D_1-D} + \cos m\pi \frac{D}{D_1-D}} = -\arctg \frac{\sin \frac{m\pi}{2} \frac{D_1+D}{D_1-D} \cdot \cos \frac{m\pi}{2}}{\cos \frac{m\pi}{2} \frac{D_1+D}{D_1-D} \cdot \cos \frac{m\pi}{2}}$$

Pentru frecvențele pentru care funcția MSC este maximă (m număr par),

$$\Phi_{12}(f_m)_{CSNR \rightarrow 1} = -m\pi \frac{D_1+D}{2(D_1-D)} = -2\pi f_m \frac{D_1+D}{2}, \quad m = 2k \quad (5.20d)$$

Pentru celălalt caz, când funcția MSC este minimă (m este număr impar), apare o nedeterminare în relația de calcul a fazei, datorită anulării funcției \cos în aceste puncte. Din punct de vedere grafic, **faza va oscila între cele două drepte definite de întârzirea reală D și cea falsă, D_1 , în jurul unei poziții medii (fig.5.4.c).**

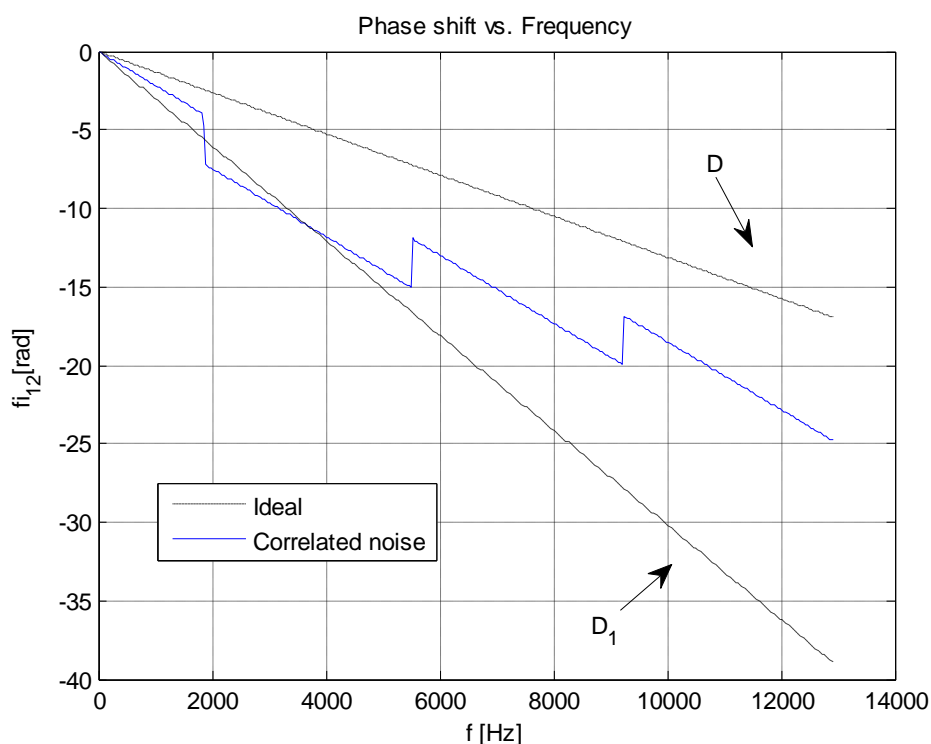


Fig. 5.4c Cazul $CSNR=1$ (0dB)

Algoritmul de desfășurare (*unwrapping*) a fazei poate adăuga erori secvenței de fază, prin interpretarea greșită a discontinuităților acesteia. **Se propune abordarea**

secvenței de fază direct sub forma sa înfășurată (*wrapped*), rezultată din aplicarea funcției *arctangentă*, fără a mai apela la algoritmul de "despachetare" a fazei.

5.3. Descrierea metodelor propuse

Așa cum s-a precizat anterior, faza interspectrului de putere, rezultată prin aplicarea relației (5.3b) este obținută în intervalul $[-\pi, \pi]$, datorită funcției arctangentă (ex. funcția *atan2* din Matlab). Acest lucru face ca **secvența de fază, descrisă de dreapta (5.3a) să corespundă, în formă înfășurată, cu un semnal periodic "dinte de ferăstrău"** (fig 5.5 stânga, sus). Prima frecvență, f^* , la care are loc tranziția de la $-\pi$ la π , se poate determina din egalitatea pantei dreptei de regresie (5.3a) cu panta dintelui de ferăstrău:

$$-2\pi D = -\frac{\pi}{f^*} \quad (5.21)$$

de unde rezultă perioada secvenței de fază înfășurate:

$$T_{saw} = 2f^* = \frac{1}{D} \quad (5.22)$$

De aici rezultă imediat că **frecvența secvenței de fază înfășurate este tocmai întârzierea dorită, D** . Dacă în intervalul $[0, F_s]$, cu F_s frecvența de eșantionare, sunt *NFFT* eșantioane ale secvenței de fază, rezultă că într-o perioadă a dintelui de ferăstrău vor fi un număr de eșantioane:

$$T_{saw}[esant] = \frac{T_{saw} \cdot NFFT}{F_s} = \frac{NFFT}{D \cdot F_s} = \frac{NFFT}{D[esant]} \quad (5.23)$$

Prin urmare, **numărul de perioade corespunzătoare secvenței dintelui de ferăstrău din intervalul $[0, F_s]$ va fi egal cu numărul de eșantioane corespunzător întârzierii D** .

Considerând secvența de fază ca un semnal și luând transformata Fourier, se poate arăta că spectrul său de amplitudine are frecvența fundamentală egală de asemenea cu întârzierea D în eșantioane (fig.5.5 dreapta, sus). În prezența zgomotului necorelat, secvența de fază devine difuză, neclară, ca în fig.5.5 (diagrama din mijloc, stânga). Totuși, componenta fundamentală ce indică întârzierea dorită se poate extrage ușor (fig.5.5, mijloc, dreapta).

În prezența zgomotului corelat, secvența de fază este o combinație de semnale dinte de ferăstrău, care va avea trei componente spectrale principale: prima corespunzând întârzierii adevărate, D , a doua corespunzând întârzierii false, D_1 , dată de fluxul principal, și o a treia componentă corespunzând sumei primelor două, $D+D_1$. Acest caz este ilustrat în fig.5.5 (jos).

Prin urmare, **prima metodă**, care rezultă imediat din observațiile de mai sus, **intitulată SAWS, se bazează pe trecerea secvenței de fază în domeniul frecvență și determinarea componentei spectrale de amplitudine maximă**. Argumentul acesteia, este tocmai întârzierea dorită, D . Se observă că la un raport semnal zgomot apropiat de unu, se poate alege fie componenta spectrală corespunzătoare întârzierii adevărate, D , fie cea corespunzătoare întârzierii false, D_1 (fig.5.6 sus) .

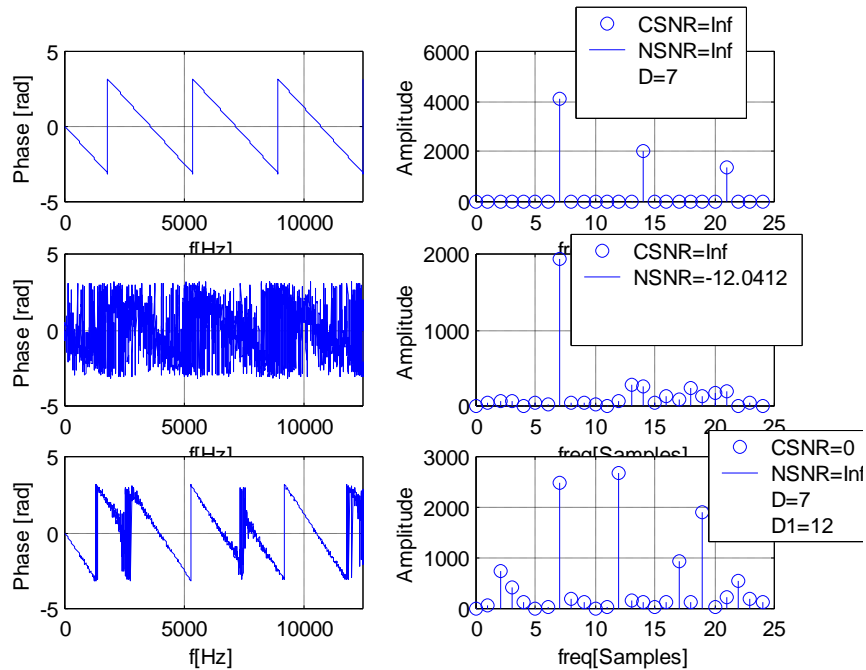


Fig.5.5 Secvența înfășurată a fazei (stânga) și componentele sale spectrale (dreapta)

O a doua metodă, denumită SAWA constă în găsirea unei aproximări potrivite pentru secvența de fază. Acest lucru este realizat prin trecerea acesteia printr-o fereastră care se deplasează de-a lungul secvenței de date. Pentru fiecare eșantion curent, se determină valoarea mediană a datelor conținute în această fereastră. Lungimea ferestrei este comparabilă cu perioada dintelui de ferăstrău corespunzătoare întârzierii maxime, D_1 . Prin acest procedeu, se realizează practic o filtrare a secvenței de fază (fig. 5.6b). Trecând în domeniul frecvență, componenta spectrală corespunzătoare întârzierii adevărate, D va fi amplificată relativ la celelalte două componente corespunzătoare întârzierilor D_1 și $D+D_1$. Acest lucru este ilustrat în fig.5.6a (jos). Același efect este menținut de asemenea și la un raport semnal zgomot necorelat, $NSNR$ scăzut (fig.5.6c,d)

O a treia metodă care rezultă din observațiile cu privire la secvența de fază, denumită SAW [Dan5], este ilustrată în fig.5.7. Principiul algoritmului constă în generarea unui semnal dinte de ferăstrău de frecvență variabilă, care este scăzut din secvența de fază. Argumentul erorii pătratice medii pentru care se obține minimul este întârzierea de timp estimată. Un exemplu de implementare pentru două valori ale raportului semnal zgomot necorelat, $NSNR$, este prezentat în fig.5.8a,b. Fig. 5.8a prezintă comparativ rezultatele obținute prin implementarea algoritmului lui Piersol [Pie], descris în paragraful 5.1 (fig.5.8a sus) și a algoritmului propus SAW (fig.5.8a jos). Se poate observa din acest exemplu că la un raport semnal zgomot redus algoritmul SAW încă mai estimează corect, în comparație cu primul algoritm, care lucrează cu forma desfășurată a fazei.

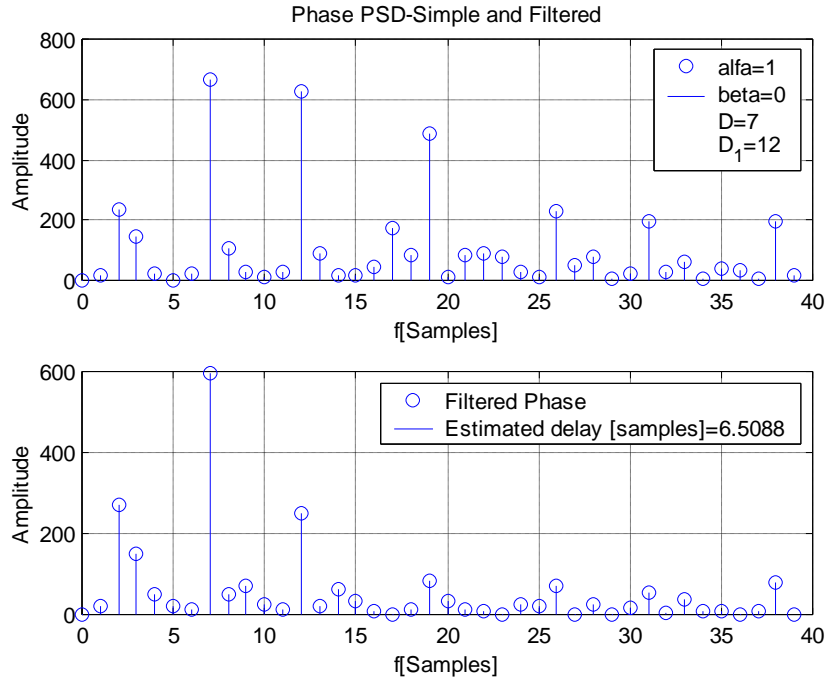


Fig.5.6a Spectrul de amplitudine al secvenței de fază: simplu (sus), filtrat (jos)

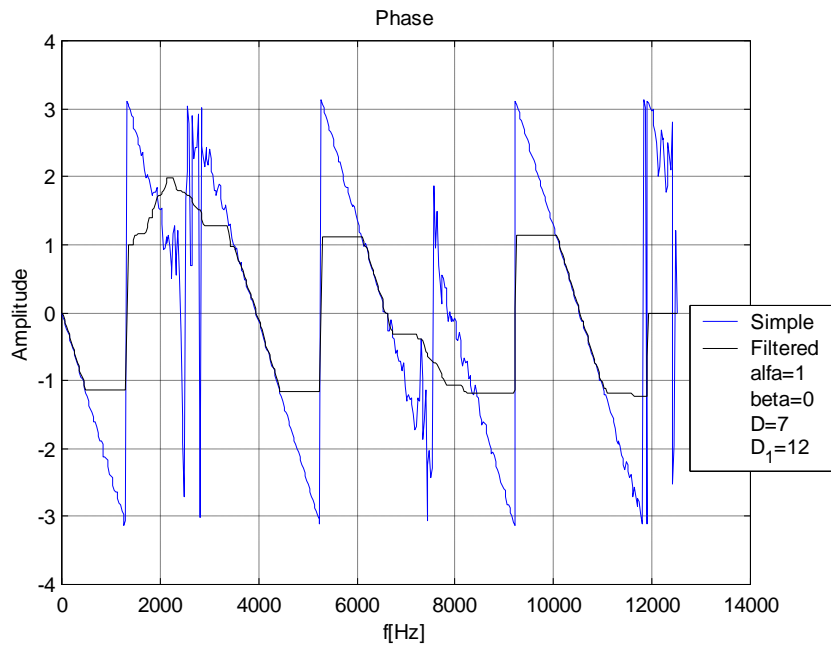


Fig.5.6b Secvența de fază și aproximarea sa (metoda SAWA)

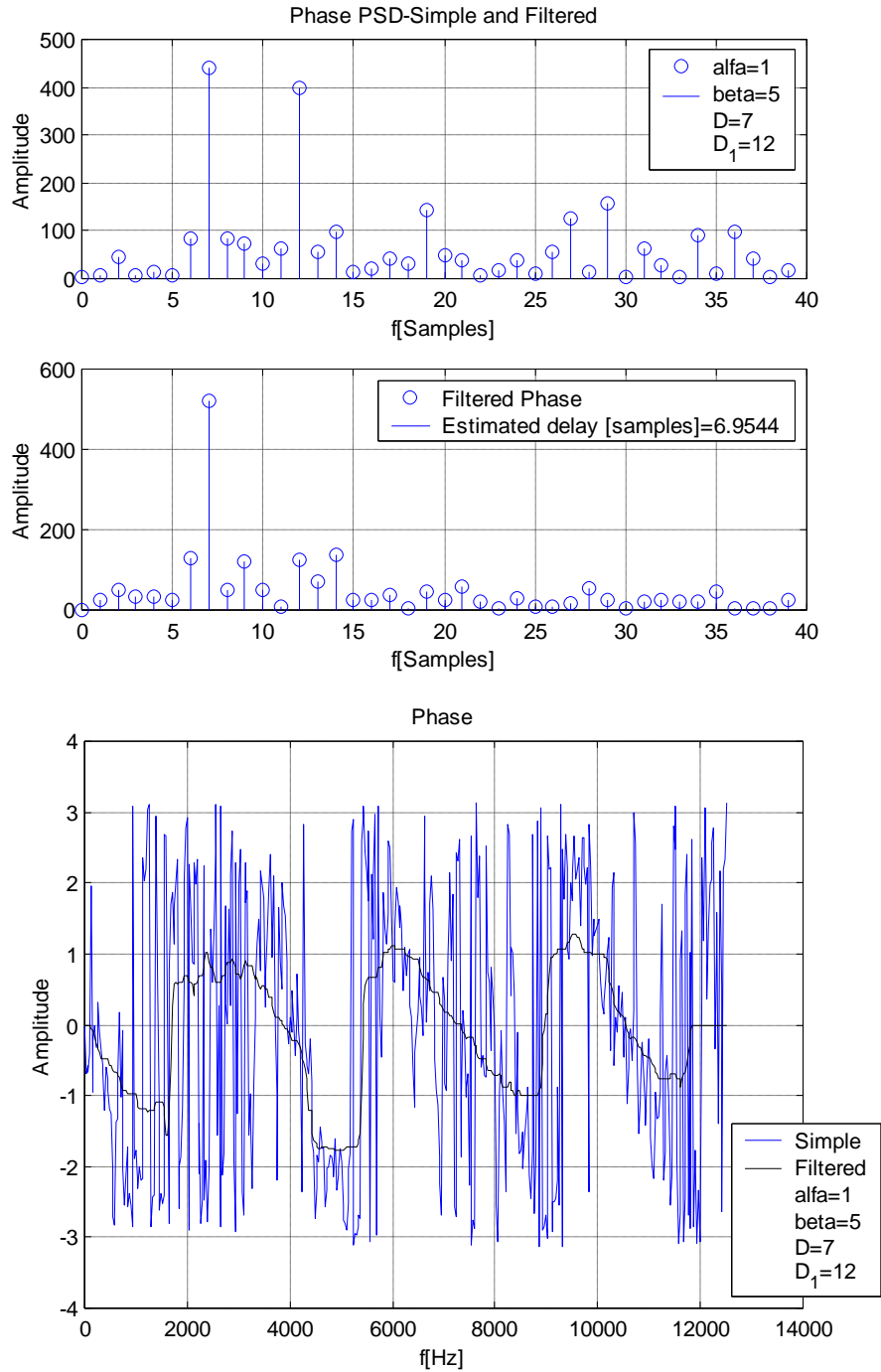


Fig.5.6c Cazul raport semnal zgomot necorelat scăzut ($NSNR=-14dB$)

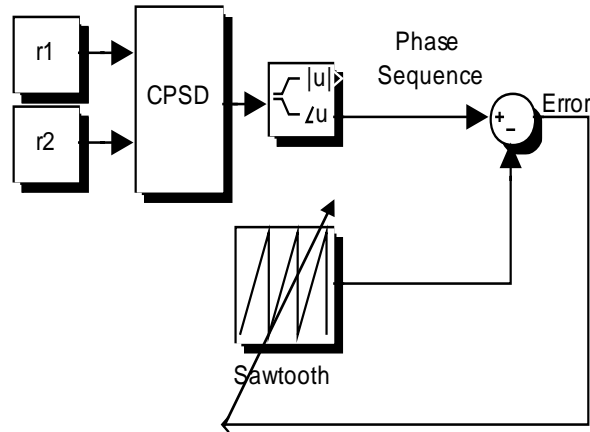


Fig.5.7 Schema bloc pentru metoda SAW

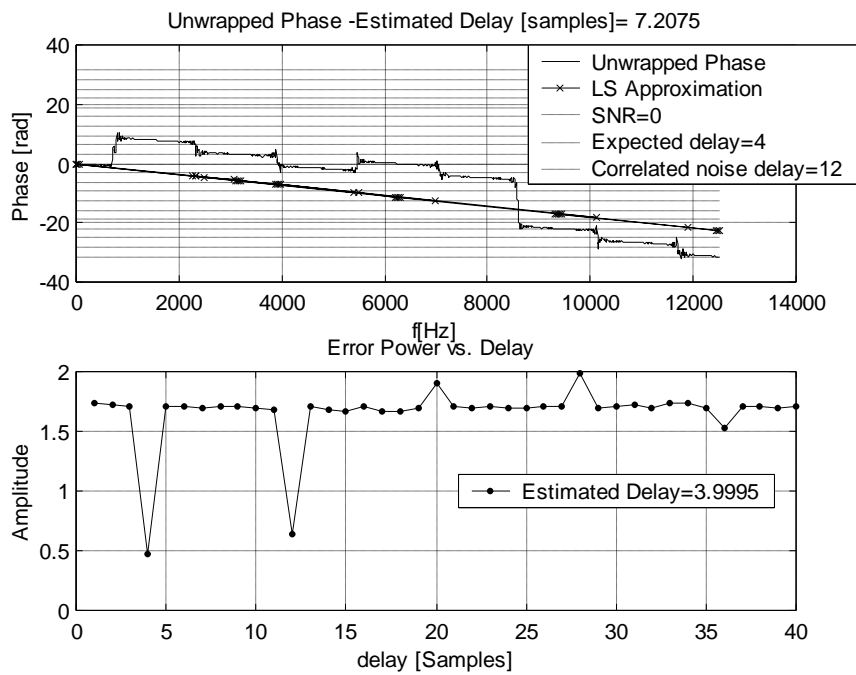


Fig.5.8a Exemplu de implementare pentru metodele *Piersol* și SAW

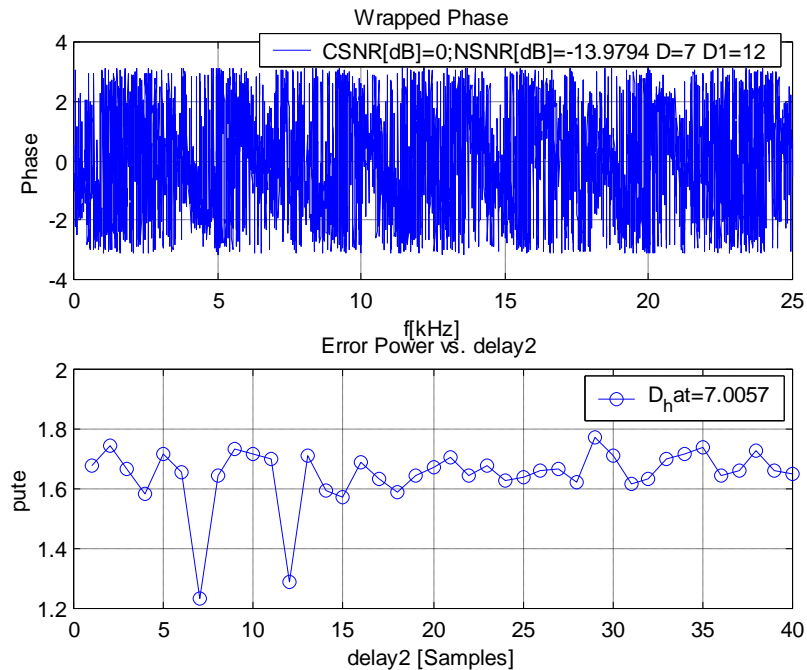


Fig.5.8b Secvența de fază și secvența eroare medie pătrată asociată

5.4. Rezultate de simulare

Simulările au fost efectuate pentru modelul matematic descris de ecuațiile (5.6). Atât pentru sursa primară $s(t)$ cât și pentru zgomotele aditive $n(t)$ și $m_i(t)$ au fost folosite secvențe aleatoare, gaussiene, de tip zgomot alb, de durată 10 secunde, cu o frecvență de eșantionare de 25 kHz.

Algoritmii descriși anterior, *ML*, *PHAT*, algoritmul lui Piersol și metodele propuse bazate pe prelucrarea secvenței de fază în formă nedesfășurată, au fost implementate și comparate. Pentru a testa robustețea acestor metode la zgomot corelat, s-au ales puteri egale pentru semnalul util $s(t)$ și zgomotul corelat $n(t)$. S-au efectuat mai multe studii.

În primul studiu, s-a variat puterea zgomotului necorelat, menținând fixă întârzierea D . Pentru fiecare metodă s-a determinat probabilitatea de a obține un răspuns corect (un estimat în jurul întârzierii adevărate D în loc de întârzierea falsă, D_f) dintr-un număr total de $M=100$ de încercări:

$$K[\%] = \frac{N_c}{M} \cdot 100 \quad (5.24)$$

unde N_c reprezintă numărul de estimări corecte iar K procentul de răspunsuri corecte. Un al doilea studiu a fost efectuat menținând constant raportul semnal zgomot și variind întârzierea adevărată D . Rezultatele obținute prin aceste două studii sunt prezentate în fig. 5.9a și b. Se observă **că metoda propusă indică o comportare mai robustă în medii cu zgomot corelat, comparativ cu celelalte**

metode. Totuși, atunci când se obține un estimat corect, o precizie mai bună o oferă metodele clasice, *ML* sau *PHAT*. De asemenea, din punct de vedere al timpului de calcul, **metodele propuse se situează printre cele care necesită un timp de calcul minim**, așa cum se observă în fig.5.10.

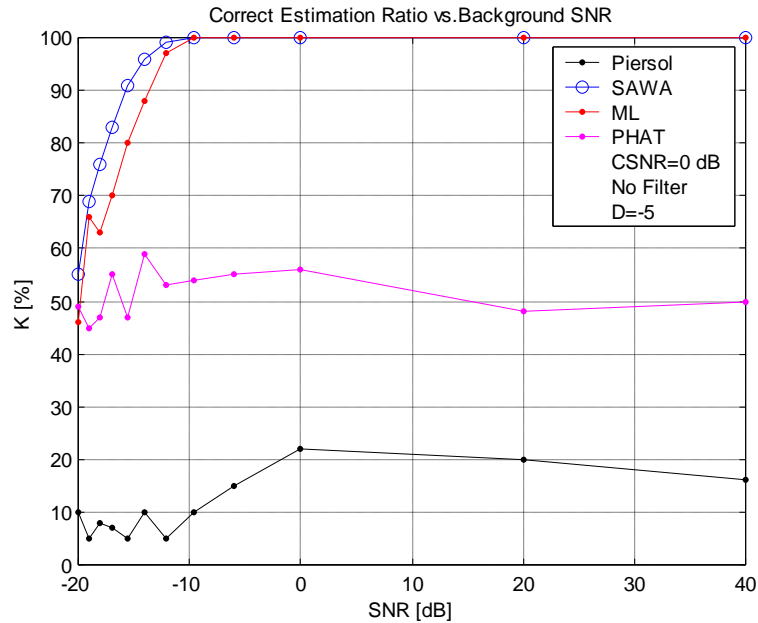


Fig.5.9a Procentul estimărilor corecte funcție de raportul semnal zgomot necorelat

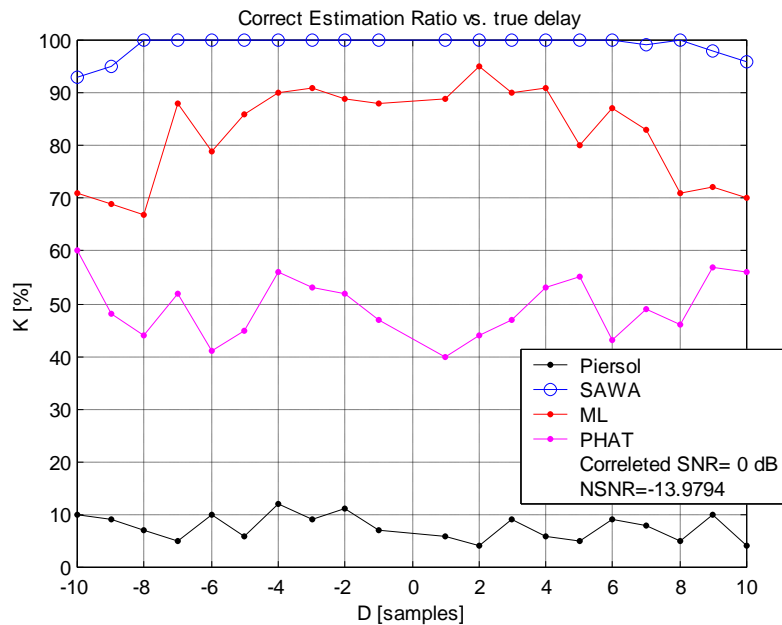


Fig.5.9b Procentul estimărilor corecte funcție de întârzierea adevărată

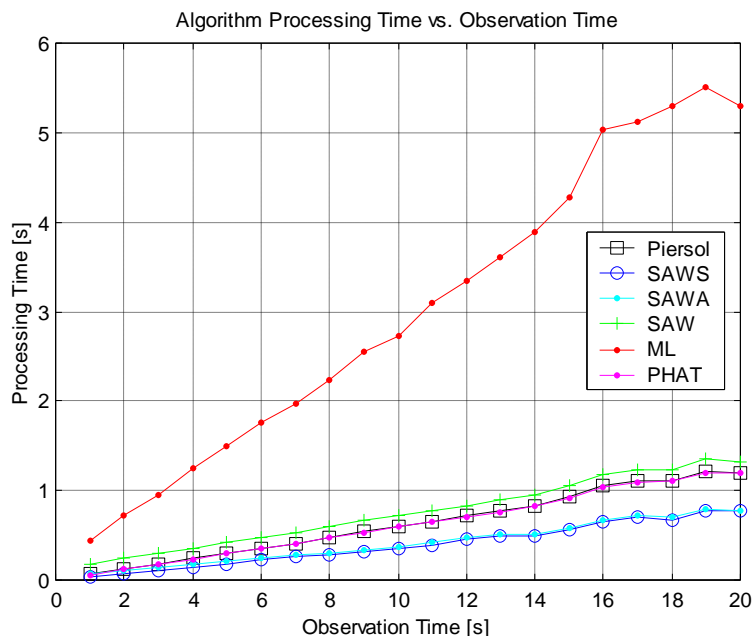


Fig.5.10 Comparație din punct de vedere al timpului de calcul

5.5. Rezultate experimentale

Algoritmii amintiți în paragraful anterior au fost implementați de asemenea, și pentru semnale reale, achiziționate în instalația experimentală descrisă în paragraful 2.3. Rezultatele sunt prezentate în fig.5.11a,b și fig.5.12a,b.

În acest studiu, întârzierea de timp a fost estimată în diferite puncte ale instalației, menținând un senzor fix și variind gradat poziția celuilalt, de-a lungul conductei. Pentru fiecare estimare efectuată, s-a determinat deviația față de întârzierea așteptată. Puterea acestei secvențe, estimată pentru fiecare algoritm în parte, a fost aleasă pentru a descrie performanța generală a algoritmului.

Fig.5.11a prezintă rezultatele obținute pentru cazul când doar zgomotul produs de fluxul principal a fost prezent în momentul achiziției, iar fig.5.11b arată rezultatele de estimare pentru situația în care practic doar zgomotul produs de fisură a fost achiziționat, acest caz fiind realizat prin obturarea conductei la ieșire. Pe de altă parte, în fig.5.12a și b sunt prezentate rezultatele experimentale obținute în prezența unei fisuri în mijlocul și respectiv spre capătul din aval al instalației experimentale.

Comparând toate aceste rezultate, se poate observa că în prezența atât a semnalului produs de fisură cât și a zgomotului corelat datorat fluxului principal, **metoda propusă SAWA indică performanța generală cea mai bună**. Pe de altă parte, în absența fisurii sau a fluxului principal, performanța generală maximă este înregistrată de algoritmii *ML* și *PHAT*. De asemenea, se poate observa că în general, puterea secvenței eroare este mai mare pentru situațiile cu zgomot corelat și deci acestea sunt mai greu de stimat decât cele fără acest tip zgomot. Trebuie menționat și faptul că la estimare nu s-a ținut cont că semnalele reale achiziționate

nu au fost ideale, în sensul că acestea nu au avut în general caracteristicile unui zgomot alb, staționar, gaussian, acest aspect urmând a fi tratat în mod separat (utilizând de exemplu, un algoritm de preprocesare similar celui propus în capitolul 4.)

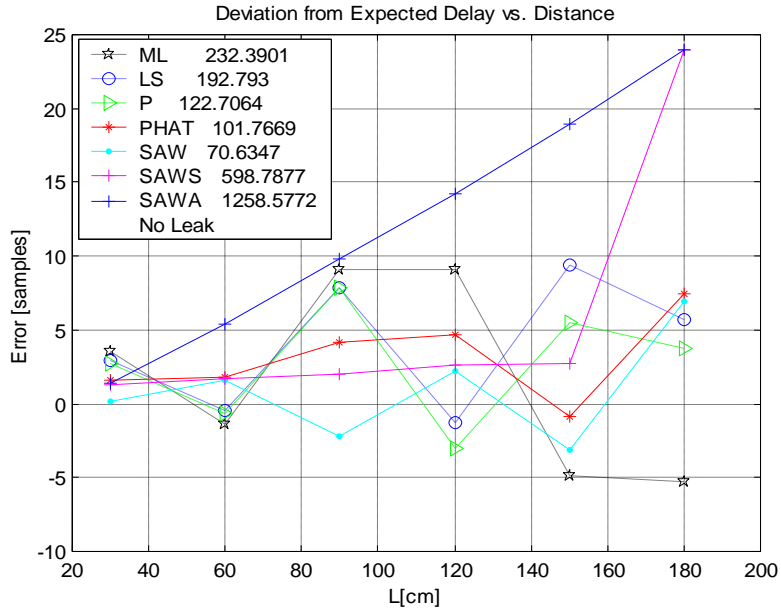


Fig.5.11a Rezultate experimentale în cazul absenței fisurii

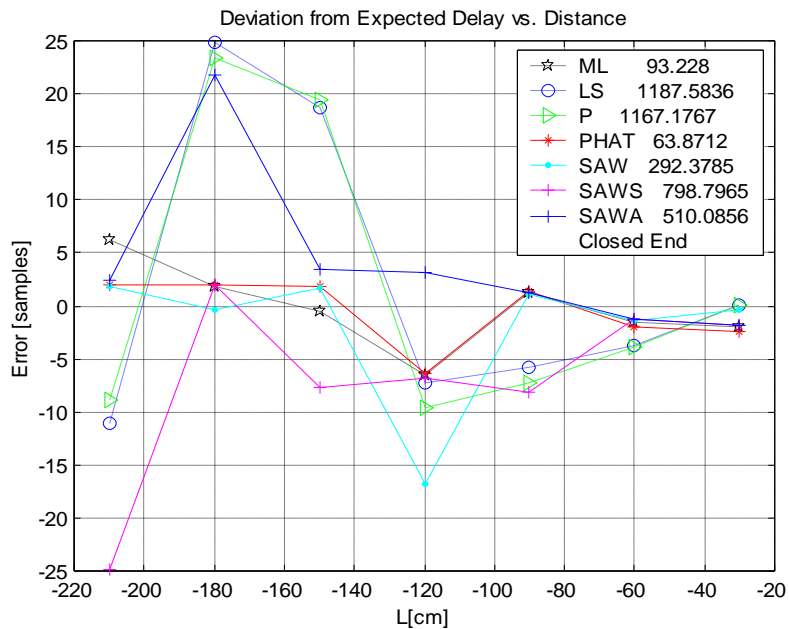


Fig.5.11b Rezultate experimentale în cazul absenței fluxului principal

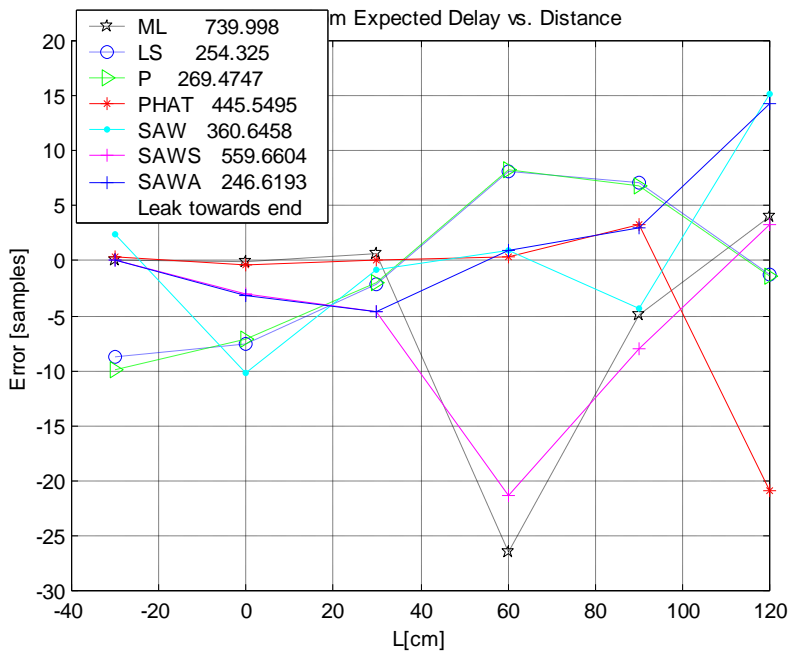
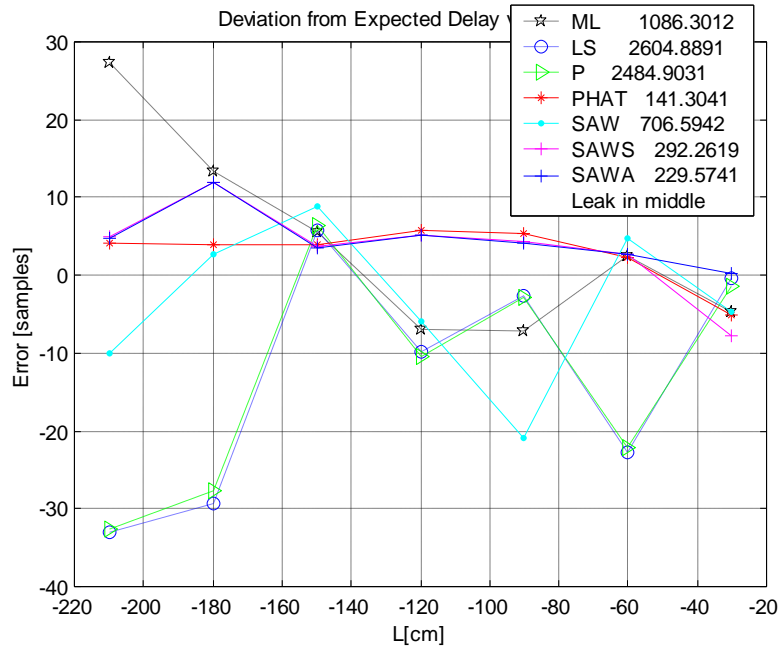


Fig.5.12 Rezultate experimentale în cazul prezenței fisurii și a zgomotului corelat:
 a) fisura la mijloc; b) fisura spre ieșire

5.6. Concluzii

Un fenomen caracteristic ce apare la localizarea fisurilor într-o conductă este zgomotul de fond produs de fluxul principal. Acest semnal este corelat, în special dacă sistemul se întinde pe distanțe scurte (de ordinul zecilor de metri).

În acest capitol se realizează mai întâi modelarea acestei situații, pornind de la relațiile generale care descriu modelul matematic al unui sistem cu întârziere. **Se deduc expresiile funcției MSC (pătratul modulului funcției de coerență) și a secvenței de fază.** Se arată că funcția MSC poate avea valori maxime atât pentru un raport semnal zgomot mare, dar și în cazul opus. În funcție de valoarea acestui raport, secvența de fază va indica fie un estimat corect, fie unul fals, corespunzător întârzierii date de zgomotul corelat. **Se observă că pentru anumite valori discrete din domeniul frecvență, funcția MSC atinge valori extreme, iar eșantioanele secvenței de fază se găsesc chiar pe dreapta de regresie corespunzătoare întârzierii de timp adevărate sau false, în funcție de raportul semnal zgomot.** O observație interesantă este că atunci când puterile celor două semnale corelate (semnalul produs de fisură și cel generat de fluxul principal) sunt egale, funcția MSC este minimă, iar secvența de fază oscilează între cele două alternative (întârziere adevărată sau falsă).

Se propune un algoritm bazat pe extragerea informației din componenta de fază a interspectrului de putere a semnalelor recepționate. Secvența de fază este în general obținută sub o formă înfășurată, (*wrapped*) rezultată prin aplicarea funcției arctangentă. Algoritmii de "despachetare" (*phase unwrapping*) pot introduce erori mai ales atunci când raportul semnal zgomot este scăzut.

Metoda propusă tratează secvența de fază direct în forma sa înfășurată (*wrapped*). Principiul metodei se bazează pe observația că la un raport semnal zgomot mare, faza are forma unui semnal periodic dinte de ferăstrău. Pornind de la această observație, **se dezvoltă trei variante ale algoritmului, denumite SAWS, SAWA și SAW.** Aceste metode sunt bazate pe interpretarea spectrului de frecvență al fazei (SAWS), aproximarea acestuia (SAWA), sau găsirea celei mai bune aproximări de tip dinte de ferăstrău a secvenței de fază (SAW).

Variantele rezultate sunt apoi implementate atât pe semnale generate prin simulare, conform modelului propus, cât și pe semnale reale, achiziționate în instalația experimentală. Rezultatele de estimare sunt apoi comparate cu cele obținute prin aplicarea altor algoritmi din literatură (*ML, PHAT*, algoritmul lui Piersol).

Din analiza acestor rezultate, **se poate trage concluzia că metoda propusă (în special varianta SAWA) indică un comportament mai robust în medii cu zgomot corelat, necesitând totodată și un timp de calcul redus în comparație cu celelalte metode.** Aceste caracteristici reprezintă premise importante în vederea implementării în timp real.

6. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII

6.1. Concluzii generale

Curgerea unui fluid transportat printr-o conductă este un fenomen complex. Găsirea unor metode eficiente de lucru pentru abordarea unui astfel de sistem, reprezintă o preocupare continuă a activității de cercetare pe plan mondial. Aceste metode implică și găsirea unor modele eficiente, cu ajutorul cărora să se realizeze monitorizarea în timp real a stării conductei și care să aproximeze cât mai mult condițiile reale ale mediului în care este amplasată aceasta.

Modelele de simulare trebuie să țină cont de condițiile dinamice complexe în care operează sistemul. Aceste modele au la bază un set de ecuații neliniare cu derivate parțiale, numite și ecuațiile șocului hidraulic (*water-hammer*). Rezolvarea acestora, împreună cu condițiile la limită, necesită aplicarea metodelor numerice. Viteza de răspuns și stabilitatea algoritmilor de simulare sunt factori esențiali în alegerea unui model. Detectia și localizarea cu precizie ridicată a pierderilor, cu menținerea unui cost minim a resurselor implicate reprezintă de asemenea cerințe importante pentru aceste modele. Conducele sunt în esență sisteme neliniare cu parametri distribuiți. Modelele de simulare utilizate în practică necesită un volum foarte mare de calcul din cauza numărului mare de secțiuni și a pașilor de timp utilizați pentru discretizarea spațiu-timp a conductei. Uneori, sunt utile modele mai simple, cum ar fi cele cu parametri concentrați. Algoritmii rezultați consumă mai puțin timp, iar analiza fenomenelor fizice provocate de fisuri este mult mai ușoară. Se obțin astfel modele de simulare mult mai accesibile, "unelte de lucru" care pot constitui o bază importantă pentru investigații ulterioare.

Uneori, pentru realizarea unui model, găsirea unor analogii cu subiecte din alte domenii ale științei este o idee utilă. În cazul conductei, pe de o parte, aceasta ar putea fi asemănată cu un "*fluier*" de dimensiuni uriașe la care frecvențele proprii depind de distanța până la fisură și de dimensiunea acesteia. Pe de altă parte, conducta ar putea fi interpretată prin analogie cu o *linie de transmisiuni*, care este tot un sistem cu parametri distribuiți. Fenomenele de propagare, reflexie, transmisie, dispersie, unde staționare, etc., se păstrează și aici. Așa cum am arătat, noțiunile de impedanță, impedanță caracteristică, adaptare, gol, scurtcircuit, coeficient de reflexie, factor de undă staționară, pot fi extinse și în cazul conductei. Aceste noțiuni contribuie la o mai bună înțelegere a fenomenelor fizice caracteristice regimului dinamic și la dezvoltarea unor metode simple de detecție și localizare bazate pe fenomenul de undă staționară. Analogiile au însă și limitări, de aceea de fiecare dată, trebuie să se revină la fenomenul fizic pentru a se vedea dacă rezultatele obținute au sens în contextul noii aplicații.

Experiența a arătat că fenomenul curgerii este instabil. Perturbații minore în viteza de curgere cresc rapid producând viteze instantanee pe toate direcțiile, distribuite într-un mod haotic. Această comportare haotică este organizată în vârtejuri de amplitudine crescătoare. Fenomenul descris, numit *turbulență* nu poate fi modelat. Cu alte cuvinte, **depindem foarte mult și de factorul empiric**, deoarece nu putem descrie complet analitic și numeric natura extrem de complexă a unui astfel de fenomen. **Un model experimental este foarte util în studiul**

curgerii prin conducte. Multe din ipotezele impuse la modelare, nu mai sunt valabile în lumea reală. Înțelegerea unui astfel de sistem și găsirea unor metode optime este condiționată și de un bun model experimental.

Metodele statistice reprezintă un set de instrumente foarte puternice pentru studiul comportării conductei. Zgomotul și vibrațiile generate de fluid la tranzitarea instalației sunt procese aleatoare care poartă informația despre starea sistemului. Funcția de intercorelație și spectrele de putere ale acestor semnale stau la baza metodelor acustice, foarte promițătoare în ultimul timp. Problema care trebuie rezolvată aici constă în capacitatea algoritmilor utilizați de a extrage informația din zgomotul de fond, care în general are valori mari, comparabile cu semnalul util. Problema generală a localizării unei surse de zgomot a constituit mai întâi subiect de cercetare în domeniul militar, la începutul secolului trecut. Algoritmii dezvoltați aici se reduc la estimarea întâzierii de timp la care semnalul este recepționat de doi senzori adiacenți. Acești algoritmi își găsesc aplicații în tot mai multe domenii ale științei, inclusiv în problema de față a detecției și localizării pierderilor din conducte, unde prezintă avantajul că se reduce la rezolvarea unei probleme unidimensionale, și deci cu un număr de senzori redus. Avantajul metodelor acustice față de metodele clasice, bazate pe măsurarea variabilelor procesului, constă în faptul că sunt nedistructive, rapide, capabile de a detecta fisuri mici cu o precizie crescută, necesitând un număr minim de senzori, și facilitând supravegherea de la distanță a instalației. Dezavantajul acestor metode constă în faptul că datele sunt caracterizate de un raport semnal zgomot redus și de frecvența de eșantionare ridicată, motiv pentru care distanța care poate fi monitorizată este limitată (sute de metri). În practică se poate opta pentru metoda cea mai potrivită, în funcție de aplicația dată, sau acolo unde condițiile sunt favorabile, se pot implementa în paralel ambele tipuri de metode. Există de asemenea și aplicații importante pe distanțe scurte, la care se potrivește mai mult metodele acustice. Printre acestea amintim sistemele de răcire la reactoarele nucleare, rețelele de distribuție a apei sau gazului în districtele urbane, sau în interiorul unei clădiri. În ultimul timp se vorbește tot mai mult despre construcția unor "clădiri inteligente", la care toate funcțiile unui mediu optim, caracterizat prin confort și siguranță sunt controlate și monitorizate de către un sistem unic central.

Problema de bază care rămâne este găsirea unor algoritmi eficienți pentru extragerea unei cantități maxime de informație conținute în datele recepționate din zgomotul de fond. **Până acum, majoritatea tehnicilor propuse s-au limitat la ipoteza că semnalele achiziționate au caracteristici ideale.** În realitate, lucrurile nu stau așa. Practica demonstrează că datele recepționate sunt în primul rând nestaționare. În medii nestaționare, credibilitatea algoritmilor care anunță detecția devine limitată, aceștia generând alarme false repetate, care fie nu mai sunt luate în seamă, fie duc la opriri ale instalațiilor monitorizate, perturbând mersul întregului proces. Totodată este afectată și precizia localizării defectului, necesitând operații suplimentare de multe ori incomode, și care consumă timp (izolarea zonelor cu pierderi presupuse, săpături, etc). De asemenea, majoritatea metodelor utilizate în acest scop, nu țin seama de faptul că pe distanțe scurte efectul zgomotului de fond corelat nu mai poate fi neglijat. Așadar, o cerință importantă este găsirea unor tehnici robuste atât pentru detecție cât și pentru obținerea unei bune precizii în localizare, care să funcționeze corespunzător în condiții reale. **Modelarea unor astfel de condiții care se abat de la forma ideală,** este o unealtă de lucru deosebit de importantă pentru aprecierea performanțelor algoritmilor utilizați.

Această lucrare investighează aspectele enumerate mai sus. Se începe cu **implementarea unor instrumente accesibile de lucru, prin modelare atât**

soft cât și hard în scopul unei mai bune înțelegeri a sistemului. Cu ajutorul acestora, **se dezvoltă câteva tehnici noi de detecție și localizare care țin cont de caracteristicile reale ale mediului în care funcționează o instalație de transport al fluidelor**. Analogia și extrapolarea sunt câteva dintre strategiile euristice utilizate, realizându-se îmbinarea unor elemente din fizică, matematică, mecanica fluidelor, dar și electronică, telecomunicații, probabilități și prelucrarea statistică a semnalelor. **Algoritmii propuși aici ar putea fi particularizați și în cadrul altor aplicații care necesită detecția și localizarea unor surse de zgomot.**

6.2. Contribuții

Contribuțiile aduse prin această lucrare sunt legate de modelarea sistemului conductei și dezvoltarea unor noi algoritmi robuști de detecție și localizare a pierderilor în condiții reale.

Dintre **contribuțiile teoretice** mai importante se remarcă următoarele:

1. O continuare a investigațiilor în vederea modelării unei conducte printr-o abordare simplificată, prin analogie cu o linie de transmisiuni. Studiul este orientat în principal pe fenomenul propagării perturbațiilor în sistem, în scopul identificării unor metode active de detecție și localizare a pierderilor (Cap. 2).

- Se deduce expresia impedanței de sarcină echivalente și semnificația noțiunilor de gol și scurtcircuit la ieșire.

- Pornind de la ecuațiile conservării masei și momentului se deduc expresiile matematice care definesc profilul variabilelor de proces, presiunea și respectiv debitul în regim staționar, în prezența unei fisuri, în cazul fără și cu obturație la ieșire. Pe baza acestor calcule se deduce o metodă teoretică de detecție și localizare, din valorile măsurate ale presiunii și/sau debitului la intrarea și la ieșirea conductei (Cap. 2).

- Se arată că pornind de la ecuațiile fizice ale conservării masei și energiei, se obțin relații matematice similare pentru coeficientul de reflexie și pentru raportul de undă staționară, cu cele de la liniile de transmisiuni. De asemenea, se deduc expresiile teoretice ale acestor factori funcție de aria orificiului de la ieșire, și funcție de aria fisurii, în cazul conductei fără pierderi (Cap.2).

- Existența unei fisuri în sistem este modelată cu ajutorul unei impedanțe paralele, care produce un nod al undelor staționare de presiune la distanța la care se află defectul. Pe baza acestei observații, se deduce o metodă activă de detecție și localizare prin identificarea frecvențelor de rezonanță din spectrul presiunii, măsurată la intrarea sistemului (Cap2).

2. O modelare "soft" a semnalelor cu interferențe nestaționare, folosind un algoritm original de generare a perturbațiilor cu caracter abrupt (burst). Aceste semnale se folosesc pentru testarea algoritmilor de detecție și localizare în condiții nestaționare. Se definește un indice de performanță pentru a măsura gradul de apropiere al funcției de intercorelație față de cazul ideal, care ia în calcul atât amplitudinea vârfului funcției de intercorelație cât și eroarea de estimare (Cap. 2).

3. Un nou algoritm de detecție, bazat pe utilizarea parametrilor AR de ordinul al doilea. Se realizează un studiu de caz pentru găsirea locului geometric al coeficienților AR în planul definit de aceștia. Algoritmii sunt testați în condiții de

zgomot nestaționar, indicând un caracter robust în comparație cu metodele existente, fapt indicat atât de curba *ROC* cât și de testul statistic utilizat (Cap. 3).

4. Un algoritm original combinat, destinat procesării inițiale a datelor în vederea aducerii lor la o formă care respectă ipotezele de lucru ale algoritmilor clasici pentru estimarea întârzierii. Acest algoritm detectează automat, printr-un criteriu predefinit, dacă secvența recepționată este nestaționară, și acolo unde este cazul aplică tratamentul de pre-procesare. Obiectivul acestei etape este obținerea unor segmente cvasistaționare de lungime maximă. Operațiile de staționarizare implică anularea componentelor de frecvență joasă printr-un procedeu de descompunere *wavelet* și evitarea porțiunilor cu variații abrupte, printr-un algoritm original de segmentare, bazat pe reprezentarea timp-frecvență și evaluarea *indicii de staționaritate* a semnalelor recepționate. Secvențele rezultate sunt apoi filtrate în scopul obținerii unui spectru de putere cât mai uniform (albire). Rezultatele obținute prin aplicarea algoritmului propus, împreună cu metoda *ML* de estimare a întârzierii conduc la micșorarea erorii de estimare (Cap. 4).

5. O modelare a semnalelor cu zgomot corelat, pentru cazul conductei, pornind de la modelul matematic al unui sistem cu întârziere. Se deduc expresiile pătratului funcției de coerență (*MSC*) și a secvenței de fază. Se arată că în acest caz, funcția *MSC* poate lua valori maxime atât pentru un raport semnal zgomot ridicat cât și pentru unul redus. Se observă că pentru anumite valori discrete din domeniul frecvență, funcția *MSC* atinge valori extreme, iar eșantioanele secvenței de fază se află chiar pe dreapta de regresie corespunzătoare întârzierii adevărate sau false, în funcție de raportul semnal zgomot. De asemenea, la puteri egale ale semnalului util și a zgomotului corelat, funcția *MSC* este minimă, iar faza va oscila între cele două alternative în jurul unei valori medii (Cap. 5).

6. Un nou algoritm de localizare a fisurilor în medii cu zgomot corelat, bazat pe prelucrarea informației de fază, direct în forma sa înfășurată (*wrapped*), așa cum rezultă din aplicarea funcției *arctangentă*. Metoda propusă se bazează pe observația că în mod ideal, la un raport semnal zgomot mare, secvența de fază este un semnal determinist, periodic, având forma unui dinte de ferăstrău. Se dezvoltă trei variante ale algoritmului, bazate pe interpretarea spectrului de frecvență a fazei (*SAWS*), aproximarea secvenței de fază (*SAWA*) și găsirea celei mai apropiate secvențe de tip dinte de ferăstrău care aproximează faza (*SAW*). Studiile comparative pe semnale generate prin simulare cât și pe semnale reale indică un comportament mai robust al metodei propuse în medii cu zgomot corelat, cu menținerea în același timp a unui volum de calcul redus (Cap. 5).

Dintre **contribuțiile aplicative** se remarcă:

1. Un model experimental de dimensiuni medii, realizat în laborator. Se implementează un dispozitiv de generare a excitațiilor de presiune, folosind o pompă cu diafragmă racordată la intrarea instalației experimentale și comandată cu o frecvență ajustabilă. Pentru achiziționarea datelor se implementează un filtru activ trece jos (anti-aliasing). Achiziția semnalelor se realizează prin intermediul sistemului *dSPACE*, *DS1102* cu componentele *RTI 1102* și *Control Desk*. Semnalele achiziționate în regim activ se utilizează la modelarea "hard" a datelor nestaționare, cu interferențe de tip burst și la implementarea algoritmilor de estimare a pseudospectrelor de putere pentru extragerea armonicilor obținute. Semnalele achiziționate în regim pasiv sunt utilizate la implementarea algoritmilor de estimare a întârzierii de timp (Cap.2, Anexa 4).

2. Un model de simulare echivalent, realizat cu mediul de programare *Matlab*[®], *Simulink*[®] și a componentei *Simscape*[™]. Proiectarea se face gradat, prin

creșterea treptată a complexității schemei, cu ajutorul unor segmente, fiecare segment fiind aproximat cu un sistem cu parametri concentrați. Se propune un semnal de comandă chirp, cu frecvența liniar crescătoare, pentru studiul în regim dinamic (Cap. 2, Anexa 4).

3. Un studiu de caz, rezultat prin aplicarea unor noțiuni și elemente teoretice de la liniile de transmisiuni, pentru calculul presiunii și debitului funcție de semnalul aplicat la intrarea sistemului. Se arată că pierderile prin frecare produc fenomenul de dispersie, semnalul aplicat la intrare, propagându-se atenuat și distorsionat prin conductă. De asemenea, se demonstrează că atunci când nu există adaptare, se produc unde staționare cauzate de fenomenul de reflexie.

4. Observarea, bazată pe rezultate experimentale, a faptului că prin simpla obturare a ieșirii conductei se elimină componenta de zgomot produsă de fluxul principal și se obține o "staționarizare" naturală în varianță a semnalelor recepționate. Cele mai bune rezultate de estimare se obțin pentru semnale achiziționate în acest mod (Cap. 4).

5. Observarea, bazată pe rezultate experimentale, a existenței unui prag optim de segmentare pentru care se obțin erori minime (Cap. 4).

6. O prezentare sintetică, în urma parcurgerii unui bogat material din literatura de specialitate, a ecuațiilor care descriu modelul fizic al curgerii printr-o conductă, a relațiilor pentru calculul coeficientului de frecare, și a principalelor metode numerice utilizate în modelele de simulare actuale: metoda caracteristicilor și metoda de predicție-corecție (Mac-Cormack) (Cap. 2, Anexa 2,3).

6.3. Perspective

Câteva dintre direcțiile de cercetare viitoare, se vor axa pe continuarea studiului pentru perfecționarea soluțiilor detecției și localizării în regim activ, în condiții reale, fără a neglija fenomenul de dispersie a undelor, din cauza frecării fluidului cu pereții conductei. Acest lucru implică, printre altele, modelarea mediului neliniar de propagare, completarea modelului experimental cu utilizarea unor noi tipuri de dispozitive de excitație, simularea unor fisuri în mai multe puncte ale instalației, completarea bazei de date cu noi măsurători în absența și în prezența pierderilor, extinderea și implicarea unor noi metode de prelucrare statistică a datelor reale ca tehnica *wavelet* pentru frecvențele din porțiunea superioară a spectrului, analiza *cepstrului* (transformata Fourier inversă a logaritmului spectrului semnalului), etc.

Alte direcții de studiu vor viza continuarea cercetării pentru perfecționarea metodelor în timp real, abordarea problemei existenței mai multor fisuri, perfecționarea modelului de simulare astfel încât acesta să includă incertitudinile legate de factorul de frecare, condițiile de graniță, extinderea și/sau micșorarea scării modelului experimental și de simulare, alte materiale de fabricație a conductei (plastic, ciment, dar și vase sanguine, etc.), alte tipuri de fluide decât apa, etc.

BIBLIOGRAFIE

[Bas] D. Basmadjian, *The Art of Modeling in Science and Engineering*, Chapman & Hall/CRC, 1999.

[Bru] A. Bruce, D.L. Donoho, H.Y. Gao, Wavelet Analysis, *IEEE Spectrum*, October 1996.

[Brw] G.O. Brown, The History of the Darcy-Weisbach Equation for Pipe Flow Resistance, *Proceedings of the 150th Anniversary Conference of American Society of Civil Engineers* Washington, D.C., November, 3-6, 2002, pp.34-43.

[Can] A. Cangellaris, J.Schutt-Aine, U. Ravaioli, A. Deutsch, Interactive Tutorial on Fundamentals of Signal Integrity for High-Speed/ High Density Design, Design Automation Conderence, 2001.

[Car1] G.C.Carter, C.H. Knapp, A.H. Nuttall, Estimation of the Magnitude-Squared Coherence Function Via Overlapped Fast Fourier Transform Processing, *IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics*, vol 21, no.4, pp.337-344, August 1983.

[Car2] G.C. Carter, *Coherence and Time Delay Estimation, An Applied Tutorial for Research, Development, Test, and Evaluation Engineers*, IEEE Press 1993.

[Chn1] Y.T.Chan, J. M. Riley, J. B. Plant, A Parameter Estimation Approach to Time-Delay Estimation and Signal Detection, *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, Vol.28, No.1, 1980, pp. 8-15.

[Chn2] Y.T.Chan, R.V. Hattin, J.B. Plant,- „The Least Squares Estimation of Time Delay and Its Use in Signal Detection”,*IEEE Trans. on ASSP* ,June 1978.

[Cis] A. Cişman, *Fizica Generală*, vol. II Ed. Tehnică, Bucureşti, 1960.

[Dan1] M. Dăneţi, A Practical Pre-processing Treatment for Pipeline Leak Locating Improving, *Proceedings of the 13-th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation*, 15-18 Sept. 2008, Hamburg, Germany.

[Dan2] M. Dăneţi, A Second Order Autoregressive Based Technique for Pipeline Leak Detection, *WSEAS Transactions on Circuits and Systems Issue7, Volume 7, July 2008*, pp.759-769.

[Dan3] M. Dăneţi, Modeling Burst Interferences –A Practical Tool for Studying Leak Signals, *IEEE Proc. Of the 2-nd International Design and Test Workshop* , December, 2007,Cairo, pp.111-112.

[Dan4] M. Dăneți, On Using Autoregressive Second Order Models for Pipeline Leak Detection, *The 12-th WSEAS International Conference on Circuits*, July 22-24 2008 Heraklion, Crete Island, Greece, pp.102-108.

[Dan5] M. Dăneți, On Using Phase Data Information for Pipeline Leak Location, *Proceedings of the 2008 IEEE 25-th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel*, 3-5 December 2008, Eilat, Israel.

[Dan6] M. Dăneți, S.Ionel An Overview of Time Delay Estimation Algorithms, *Trans. on Electronics and Communications*, Tom45(59), Fascicola 1, 2000.

[Dan7] M. Dăneți, S.Ionel, A dSPACE Implementation of a Time Delay Estimation Algorithm, *Trans. on Electronics and Communications* Tom 45(59), Fascicola 1-2, 2002.

[Dan8] M.Dăneți, Stationarity Index Based Segmentation Approach in Leak Locating Systems, *Proceedings of the 11-th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, Braşov 22-24 May 2008, pp.121-127.

[Dan9] M. Dăneți, Transitory Shaped Test Signals Synthesis for Leak Locating Algorithms Analyzing, *Buletinul Stiintific al Universitatii Politehnica Timisoara, Seria Electronica si Telecomunicatii*, Tom 52(66) Fascicola 2, 2007, pp. 39-45.

[Dan10] M. Dăneți, *Localizarea surselor de zgomot cu ajutorul procesoarelor de semnal*, Referat în cadrul programului de doctorat, 2004

[Dan11] M. Dăneți, *Algoritmi de estimare timpilor de propagare*, Referat în cadrul programului de doctorat, 2004

[Don] D.L. Donoho, De-noising by Soft-Thresholding, *IEEE Trans. on Information Theory*, 41,3, pp. 613-627,1995

[DSP] DSPACE - DS1102- Floating Point Controller Board, Real Time Interface-Implementation Guide, Control Desk- Experiment Guide, DS1102 DSP Controller Board –Instalation and Configuration Guide, 1999.

[Emr] H.E. Emara-Shabaik, Y.A. Khulief, I.Hussaini, Simulation of Transient Flow in Pipelines for Computer-Based operations Monitoring, *International Journal for Numerical Methods in Fluids* vol 44, 2004, pp. 257-275.

[Fan] M. Fantozzi, G. Villa, Organization of a Systematic Leakage Detection Campaign on Water Supply Network Using Computerized Technique: Actual Experiences and Future Development, *International Water Supply Association European Specialized Conference*, Florence, Italy, 1991.

[Fay] J.A. Fay, N. Sonwalkar, *A Fluid Mechanics Hypercourse*, Massachusetts Institute of Technology, 1991.

[Fey] R.P. Feynman, R.B.Leighton, M Sands, *Lectures on Physics*, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1969.

[Fre] F.B. Freitas Rachid, H.S. Costa Mattos, Modelling of Pipe Integrity Taking into Account the Fluid-Structure Interaction, *International Journal for Numerical Methods in Fluids* vol. 28, 1998, pp.337-355.

[Gar] Șt.Gârlașu, C.Popp, S. Ionel, *Introducere în analiza spectrală și de corelație*, Ed. Facla, Timișoara, 1982.

[Ham] A. Hamande, V. Condacse, J. Modisette, New System Pinpoints Leak Ethylene Pipeline, *Pipeline & Gas Journal*, April 1995

[Hun1] O.Hunaidi, A.Wang, Leak finder- new pipeline leak detection system, *15th World Conference on Non-Destructive Testing*, Rome Italy, Oct. 2000,pp.1-6.

[Hun2] O. Hunaidi, Ground-Penetrating Radar for Detection of leaks in Buried Water Distribution Pipes, *7-th International Conference on GPR*, Kansas, USA, May 1998, pp. 783-786.

[Hun3] O.Hunaidi, W.T.Chu, A.Wang, W. Guan, Detecting Leaks in Plastic Pipes, *Journal AWWA*, Vol 92, No.2, 2000, pp.82-94.

[Hun4] O.Hunaidi,W.T.Chu, Acoustical characteristics of leak signals in plastic water distribution pipes, *Applied Acoustics*, Vol. 58 (1999),pp. 235-254.

[IEE] *IEEE Trans. On Acoustics, Speech and Signal Processing* - Special Issue on Time Delay Estimation, June 1981.

[Ion] S. Ionel, *PSPICE Schematic Capture*, Ed. Politehnica, 2009.

[Ion] S.Ionel, A Practical Criterion for TDE-Algorithms Comparison, *Buletinul Științific al Universității Politehnica din Timișoara*, Tom 47(61), Fascicola 1-2, 2002, p.72-74.

[Kar] S.T. Karris, *Introduction to Simulink[®] with Engineering Applications*, Orchard Publications, 2006.

[Kay] S.M. Kay, *Intuitive Probability and Random Processes, Using Matlab[®]*, Springer 2006.

[Knp] C.H.Knapp, C.G. Carter, "The generalized correlation method for estimation of time delay", *IEEE Trans. on Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. 24, no.4 pp.320-327, August 1976.

[Lau1] H. Laurent, C. Doncarli, "Abrupt changes detection in the time-frequency plane", *Proc. IEEE Int. Symp Time-Frequency and Time-Scale Analysis*, 1996, pp.285-288.

[Lau2] H. Laurent, C. Doncarli, "Stationarity index for abrupt changes detection in the time-frequency plane", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 5, No2, pp.43-45, February 1998.

[Lin] C.M. Linton, P. McIver, *Handbook of Mathematical Techniques for Wave/Structure Interactions*, Chapman & Hall/CRC, 2001.

- [Man] J.T. Manassah, *Elementary mathematical and Computational Tools for Electrical and Computer Engineers using Matlab®*, CRC Press, 2001.
- [Mat1] The Mathworks Inc., "Matlab, Simulink", 1999.
- [Mat2] a. *Mathematics at a Glance*, Ed. Tehnică, București, 1975.
- [Mat3] D. Matko, G. Geiger, T. Werner, Modelling of the Pipeline as a Lumped Parameter System, *Automatika*, vol. 42, 2001, pp. 177-188.
- [Pap] A.Papoulis, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*, McGraw-Hill Inc., International Edition, 1991.
- [Pie] A.G. Piersol, Time Delay Estimation Using Phase Data, *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol.29, no.3, pt.2, pp. 471-477, June 1981.
- [Pol] A.D. Polyanin, *Handbook of Linear Partial Diferential Equations of Engineers and Scientists*, Chapman & Hall/CRC, 2002.
- [Pro1] J.G.Proakis, C.M. Rader, F. Ling,C.Nikias, *Advanced Digital Signal Processing*, Maxwell Macmillan International Editions, 1992.
- [Pro2] J.Proakis, D. Manolakis, *Digital Signal Processing- Principles, Algorithms and Applications*, Sec.edition, Macmillan Publishing Co., 1992.
- [Rou] J. Rougier, M. Goldstein, A Bayesian Analysis of Fluid Flow in Pipelines, *Appl. Statist.* 50, part 1, 2001, pp. 77-93.
- [San] C. Sandberg, J. Holmes, K.McCoy, H. Koppitsch, The Application of a Continuous Leak Detection System to Pipelines and Associated Equipment, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, No.5, Sept./Oct. 1989, pp.906-909.
- [She] D.R. Shier, K.T. Wallenius, *Applied Mathematical Modeling, a Multidisciplinary Approach*, Chapman & Hall/CRC, 1999.
- [Shi] S. Shimanskiy, T.Hjima, Y.Naoi, Development of Acoustic Leak Detection and Localization Methods for inlet piping of Fugen Nuclear Plant, *Journal of Nuclear Science and Technology*, Vol. 41,No.2, February 2004, pp. 183-195.
- [Sml] J.M.Smulko, "Abrupt changes detection of broad-band signals" *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Budapest, Hungary, pp. 1139-1142 Mai 21-23, 2001.
- [Sta] A. Stampolidis, P. Soupios, F.Vallianatos, Detection of Leaks in Buried Plastic water Distribution Pipes in Urban Places- A case Study, *2-nd International Workshop on Advanced GPR*, 14-16 May 2003, Delft, The Netherlands.
- [Ste] S.Stearns, *Signal Processing Algorithms in Matlab*, Prenticce Hall, 1996.
- [Stn] O. Stănășilă, *Analiză Matematică*, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1981.

- [Swa] A.Swami, J. M. Mendel, C.L. Nikias, *Higher-Order Spectral Analysis Toolbox for Use with Matlab®*, The MathWorks, Inc., 1998.
- [Tag] M. Taghvaei, S.B.M. Beck, W.J. Staszewski, Leak Detection in Pipelines Using Cepstrum Analysis, *Measurement Science and Technology*, vol. 17, 2006, pp. 367-372.
- [The] C.W.Therrien, *Discrete Random Signals and Statistical Signal Processing*, Prentice-Hall International Edition, 1992.
- [Tre] H.L.Van Trees, *Detection, Estimation and Modulation Theory*, John Wiley & Sons, New York, 1968.
- [Ver1] C. Verde, Leakage Location in Pipelines by Minimal Order Nonlinear Observer, *Proceedings of the American Control Conference*, Arlington, VA, June, 2001, pp. 1733-1738.
- [Ver2] C. Verde, N. Visairo, Bank of Nonlinear Observers for the Detection of Multiple Leaks in a Pipeline, *Proc. of the 2001 IEEE International Conference on Control Applications*, Sept. 2001, Mexico City, Mexic.
- [Wah] Waheed Al-Rafai, Assessing the Performance of Pipeline Leak Detection Techniques, *Pipeline and Gas Journal*, 228, No.7, July 2001, pp.38-39.
- [Wan] Q. Wan, D.B. Koch, Multichannel Spectral Analysis for Tube Leak detection, *IEEE Southeastcon Proceedings*, 1993.
- [Wng] G.Wang, D. Dong, C. Fang, Leak Detection for Transport Pipelines Based on Autoregressive Modeling, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 42, No.1, February, 1993.
- [Wat1] K.Watanabe, H. Koyama, H. Tanoguchi, D. M. Himmelblau, Location of Pinholes in a Pipeline, *Computers & Chemical Engineering*, vol. 17, No. 1, 1993, pp. 61-70.
- [Wat2] K.Watanabe, M.Kakishima, K. Yokoyama, A Comparison of Location Methods for pinholes in pipelines, *Proc. IMTC'94*, pp. 821-824.
- [Wen] Y.Wen, P.Li, J. Yang, Z. Zhou, "Information processing in buried pipeline leak detection system", *IEEE, Proc. of International Conference on Information Acquisition*, 2004.
- [Wil] R.R.Wilcox, *Applying Contemporary Statistical Techniques*, Academic Press, San Diego, 2003.
- [Zhe] Z. Zhen, H. Zi-Qiang, The Generalized Phase Spectrum Method for Time Delay Estimation, *Proc. ICASSP'84*, vol.3, pp. 46.2/1-4, March 1984.
- [Zwi1] D. Zwillinger, *CRC- Standard Mathematical Tables and Formulae*, 31-st Edition, Chapman & Hall/CRC, 2003.

[Zwi2] D. Zwillinger, D. Kokoska, *CRC- Standard Probability and Statistics Tables and Formulae*, Chapman & Hall/CRC, 2000.

ANEXA 1

Abrevieri și simboluri utilizate

Mărimea fizică	Abreviere	Unități de măsură
Accelerația gravitațională	g	m/s^2
Aria secțiunii	A	m^2
Axa longitudinală a țevii	x	m
Capacitatea pe unitatea de lungime	C	$m^3 s^2/Kg$
Coeficientul de frecare (vâscozitatea)	f	-
Coeficientul de reflexie	Γ	-
Coeficientul de transmisie	T	-
Coeficientul pierderilor minore	K	-
Constanta de atenuare	α	Np/m
Constanta de fază	β	rad/m
Constanta de propagare	γ	
Debitul fluidului	q	m^3/s
Densitatea fluidului	ρ	Kg/m^3
Deschiderea valvei	Y	%
Diametrul țevii	D	m
Forța de forfecare (frecare, vâscozitate)	$F_{vâsc}$	N
Forța gravitațională	G	N
Grosimea peretelui țevii	τ	m
Impedanța caracteristică	Z_0	Kg/m^5s
Impedanța de intrare la distanța x	$Z_{in}(x)$	Kg/m^5s
Impedanța de intrare normalată la distanța x	$\bar{Z}_{in}(x)$	-
Impedanța de sarcină normalată	\bar{Z}_l	-
Inertanța fluidului pe unitatea de lungime	L	kg/m^5
Lungimea de undă	λ	m
Lungimea țevii	l	m
Lungimea unui segment	d	m
Modulul de compresibilitate al fluidului	E	N/m^2
Modulul de elasticitate (Young) al conductei	E_p	N/m^2
Numărul de segmente pentru modelarea conductei	$nseg$	-
Numărul lui Reynolds	Re	-
Presiunea fluidului	p	Pa
Raportul lui Poisson	μ	-
Rezistența hidraulică pe unitatea de lungime	R	Kg/m^5s
Rugozitatea suprafeței interne a țevii	e	m
Timpul	t	s
Unghiul axei longitudinale cu orizontala	ψ	$^\circ$
Vâscozitatea cinematică	ν	m^2/s
Viteza fluidului	v	m/s
Viteza undei	c	m/s
Volumul fluidului	V	m^3

ANEXA 2

Deducerea modelului fizic al curgerii printr-o conductă

A 2.1. Ecuția de continuitate (conservare a masei)

Masa fluidului care iese printr-o suprafață S în unitatea de timp poate fi scrisă, conform teoremei lui Gauss-Ostrogradski astfel [Fey],[Fay]:

$$\iint_S \vec{n} \rho \vec{v} d\sigma = \iiint_V \operatorname{div}(\rho \vec{v}) d\tau$$

Pe de altă parte, masa acumulată în volumul V în unitatea de timp este:

$$\dot{m} = \iiint_V \frac{\partial \rho}{\partial t} d\tau$$

Dacă presupunem că nu avem nici surse nici scurgeri în interiorul volumului considerat,

$$\iiint_V \frac{\partial \rho}{\partial t} d\tau = - \iiint_V \operatorname{div}(\rho \vec{v}) d\tau,$$

unde semnul minus indică scăderea masei. Prin urmare, ecuația de mai sus poate fi rescrisă sub forma :

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \operatorname{div}(\rho \vec{v}) = 0$$

La curgerea unidimensională (după direcția x) ecuația de continuitate devine:

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \frac{\partial(\rho v)}{\partial x} = 0$$

De cele mai multe ori se dorește să se pună în evidență mărimile de stare, presiunea și debitul. Prin urmare, deoarece $q = Av$ și $\rho = \rho c^2$ și presupunând densitatea fluidului constantă, această ecuație se poate pune sub forma:

$$\frac{\partial q}{\partial x} = - \frac{A}{\rho c^2} \frac{\partial p}{\partial t} \quad (\text{A.2.1})$$

A 2.2. Ecuția de mișcare (conservare a momentului)

A doua ecuație, cunoscută și sub numele de ecuația lui Navier-Stokes derivă din legea lui Newton, scriind echilibrul forțelor pe unitatea de volum:

$$\sum F_V = \rho \frac{dv}{dt}, \quad (\text{A.2.2})$$

unde v este viteza medie a elementului de volum. Fig. A 2-1 prezintă o schiță a unui segment de țevă având o înclinație ψ cu orizontala și forțele ce acționează asupra unui element de volum, reprezentat hașurat. Acestea includ: forța gravitațională G , gradientul de presiune și forța de frecare cu pereții conductei.

Componenta forței gravitaționale care acționează pe direcția curgerii considerată pe unitatea de volum este:

$$\frac{G \sin \psi}{V} = \rho g \sin \psi \quad (\text{A.2.3})$$

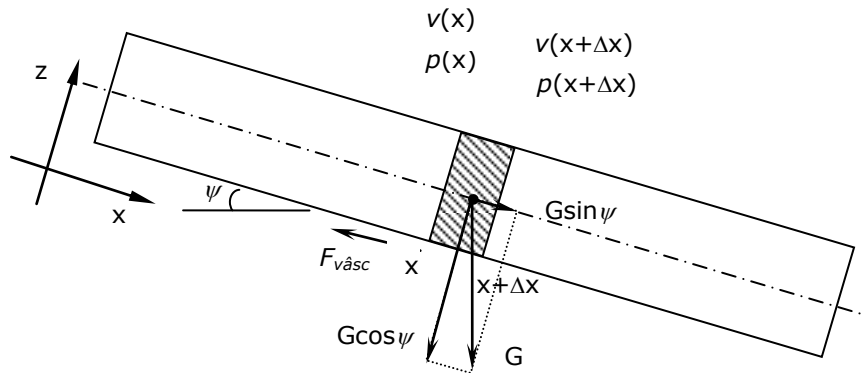


Fig.A 2-1 Echilibrul forțelor

Gradientul de presiune este dat de diferența dintre presiunea care acționează asupra suprafețelor din amonte și din aval ale elementului de volum, iar forța pe unitatea de volum datorată gradientului de presiune:

$$P_V = \frac{p(x) - p(x + \Delta x)}{\Delta x} = \frac{\partial p}{\partial x} \quad (\text{A.2.4})$$

Forța de frecare cu pereții conductei (numită și forța de vâscozitate sau forfecare), $F_{vâsc}$ se determină plecând de la formula lui Darcy-Weisbach, cea mai utilizată relație empirică pentru calculul rezistenței la curgere [Brw]:

$$\Delta p = f \frac{l}{D} \rho \frac{v^2}{2} \quad (\text{A.2.5})$$

unde Δp reprezintă pierderea de presiune între două puncte de pe traseul conductei, l lungimea conductei, f coeficientul de frecare, D diametrul conductei, ρ densitatea fluidului care circulă prin conductă și v viteza medie a fluidului.

(Semnificațiile tuturor notațiilor sunt rezumate în Anexa 1.) Deoarece $\Delta p = \frac{F_{vâsc}}{A}$,

forța de frecare pe unitatea de volum, notată $f_{vâsc}$ va fi:

$$f_{vâsc} = f \rho \frac{v^2}{2D} \quad (\text{A.2.6})$$

Termenul $\rho \frac{dv}{dt}$ din ecuația (A.2.2) include atât variațiile temporale cât și pe cele spațiale ale momentului. Dacă presupunem că viteza de curgere este de forma $v=v(x,t)$ atunci derivata totală va fi: $dv = \frac{\partial v}{\partial t} dt + \frac{dv}{dx} dx$. Prin urmare,

$$\frac{dv}{dt} = \frac{\partial v}{\partial t} + v \frac{\partial v}{\partial x} \quad (\text{A.2.8.})$$

Asamblând termenii menționați mai sus , ecuația (A.2.2) se poate scrie sub forma:

$$\rho \left(\frac{\partial v}{\partial t} + v \frac{\partial v}{\partial x} \right) = \rho g \sin \psi - \frac{\partial p}{\partial x} - f_{vasc}. \text{ Dacă presupunem o curgere uniformă (viteză}$$

constantă pe toată lungimea conductei, la un moment de timp fixat), atunci $\frac{\partial v}{\partial x} = 0$.

După împărțirea cu ρ se obține forma finală a ecuației de conservare a momentului:

$$\frac{\partial v}{\partial t} + \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial p}{\partial x} + f \frac{v|v|}{2D} - g \sin \psi = 0 \tag{A.2.9}$$

De asemenea dacă presupunem unghiul de înclinație $\psi=0$, după

$$\frac{\partial v}{\partial t} + \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial p}{\partial x} + f \frac{v|v|}{2D} = 0 \tag{A.2.10}$$

unde $|v|$ indică faptul că viteza își poate schimba semnul în timpul unui fenomen tranzitoriu cum ar fi închiderea/deschiderea bruscă a unei valve. Dacă dorim să punem în evidență debitul, ecuația (A.2.10) este echivalentă cu:

$$\frac{\partial q}{\partial t} + \frac{A}{\rho} \cdot \frac{\partial p}{\partial x} + f \frac{q|q|}{2DA} = 0 \tag{A.2.11}$$

Coefficientul de frecare f , numit și vâscozitate este o proprietate de material care depinde de temperatură, este rezultat al interacțiunii dintre molecule, și a fost pus în evidență prma dată de experimentul lui Newton [Fey]. Se poate dovedi că în cazul curgerii staționare și uniforme printr-o conductă cu secțiune circulară, profilul vitezei de curgere este parabolic [Cis],[Fay]. La interfața dintre fluid și pereții conductei viteza fluidului este nulă, atingând maximum în centrul conductei. Mișcarea fluidului se face în straturi paralele (lamele), care alunecă unul peste altul, motiv pentru care curgerea se numește *laminară*. Acest lucru are loc când curgerea se face la viteze mici (fig.A2-2).

În general, curgerea unui fluid poate ușor căpăta un caracter instabil. Perturbații minore în viteza de curgere pot crește rapid, producând viteze instantanee pe toate direcțiile care variaza rapid. Această comportare haotică se caracterizează prin vârtejuri (eddies) având amplitudini crescătoare. Efectul net este o rezistență mai mare la curgere. Interacțiunea vârtejurilor cu pereții devine importantă și deci rugozitatea nu mai poate fi neglijată. Viteza de curgere căpăta un profil tocit (fig. A.2-2).

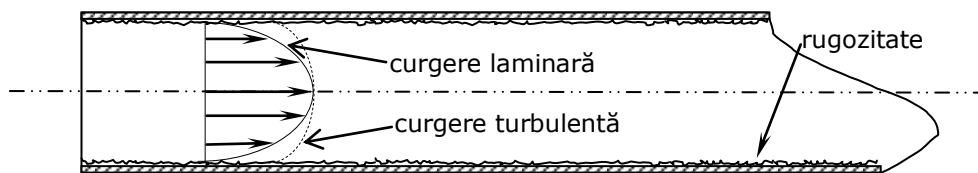


Fig. A.2-2 Profilul vitezei medii la curgerea laminară, respectiv turbulentă

Atunci când forțele de vâscozitate (datorate interacțiunilor moleculare) predomină, curgerea are un caracter laminar. Viteza medie de curgere a fluidului prin conductă este mică. Pe de altă parte, atunci când forțele inerțiale (datorate unor fluctuații ale vitezei sau presiunii) sunt superioare, curgerea este *turbulentă*. În acest caz, viteza fluidului este mare. Numărul lui Reynolds arată raportul acestor două tipuri de forțe.

Se dovedește că vâscozitatea f depinde de numărul lui Reynolds, Re , și de rugozitatea relativă e/D a suprafeței conductei [Fay].

$$Re = \frac{qD}{Av} \quad (\text{A.2.7})$$

unde ν este vâscozitatea cinematică:

$$\nu = \frac{f}{\rho} \quad (\text{A.2.8})$$

La curgerea laminară rugozitatea nu se ia în calcul. Coeficientul de frecare se poate calcula în funcție de numărul lui Reynolds conform tabelului A.2-1. [Fay],[Brw].

Tabelul A.2-1. Coeficientul de frecare

Condiția	Expresia coeficientului de frecare f	Semnificația notațiilor	Observații
$Re \leq Re_L$	$f = \frac{K_S}{Re}$	K_S =factor de formă Re_L =Numărul lui Reynolds maxim pentru curgerea laminară	-Curgere laminară - $K_S=64$ la conducte cu secțiune circulară
$Re \in (Re_L, Re_T)$	$f = f_L + \frac{f_T - f_L}{Re_T - Re_L}(Re - Re_L)$	Re_T =Numărul lui Reynolds minim pentru curgerea turbulentă f_L =Coeficientul de frecare maxim la curgerea laminară	-Regiunea de tranziție -Curgerea este instabilă și poate trece de la un tip la altul
$Re \geq Re_T$	$f = \frac{1}{\left(-1.8 \lg \left(\frac{6.9}{Re} + \left(\frac{e}{3.7D} \right)^{1.11} \right)\right)^2}$	f_T =Coeficientul de frecare minim la curgerea turbulentă e =rugozitatea peretelui conductei	-Curgere turbulentă

Studii empirice au arătat că pentru curgerea prin conducte $Re_L=2000$ iar $Re_T=4000$.

ANEXA 3

Metode numerice pentru determinarea variabilelor de stare

A 3.1. Metoda caracteristicilor

Se adună cele două ecuații cu derivate parțiale (2.1), după ce în prealabil prima ecuație a fost înmulțită cu un factor notat ξ :

$$\xi \left(\frac{\partial \rho}{\partial t} + \frac{\rho c^2}{A} \cdot \frac{\partial q}{\partial x} \right) + \frac{1}{A} \cdot \frac{\partial q}{\partial t} + \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial p}{\partial x} + \frac{f|q|}{2DA^2} = 0 \quad (\text{A 3.1})$$

Această identitate se păstrează pentru orice ξ real. Grupăm termenii de același tip cu derivate parțiale:

$$\xi \left(\frac{\partial p}{\partial t} + \frac{1}{\xi \rho} \cdot \frac{\partial p}{\partial x} \right) + \frac{1}{A} \cdot \left(\xi \rho c^2 \frac{\partial q}{\partial x} + \frac{\partial q}{\partial t} \right) + \frac{f|q|}{2DA^2} = 0 \quad (\text{A 3.2})$$

Deoarece

$$\begin{cases} q = q(x, t) \\ p = p(x, t) \end{cases}$$

rezultă că

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \frac{\partial p}{\partial x} \frac{dx}{dt} + \frac{\partial p}{\partial t} \\ \frac{dq}{dt} = \frac{\partial q}{\partial x} \frac{dx}{dt} + \frac{\partial q}{\partial t} \end{cases} \quad (\text{A 3.3})$$

Comparând a doua paranteză (A 3.2) cu a doua relație de mai sus se observă că trecerea de la derivate parțiale la derivate totale se poate face dacă și numai dacă:

$$\frac{dx}{dt} = \xi \rho c^2 \quad (\text{A 3.4 a})$$

Similar, echivalând prima paranteză din relația (A 3.2) cu prima egalitate (A 3.3), se obține:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{1}{\xi \rho} \quad (\text{A 3.4 b})$$

Egalând (A 3.4 a) cu (A 3.4 b) rezultă:

$$\xi = \pm \frac{1}{\rho c} \quad (\text{A.3.5})$$

Prin urmare, înlocuind (A.3.5) în ecuația (A.3.2) și ținând cont de (A 3.4 a,b) se aduc cele două ecuații cu derivate parțiale la forma cu derivate totale:

$$\begin{cases} \pm \frac{1}{\rho c} \cdot \frac{dp}{dt} + \frac{1}{A} \cdot \frac{dq}{dt} + \frac{f|q|}{2DA^2} = 0 \\ \frac{dx}{dt} = \pm c \end{cases} \quad (\text{A 3.6})$$

Se divizează conducta în segmente de lungimi egale Δx și concomitent se împarte intervalul de timp de observare în intervale de durată egale, Δt (fig. A3.1). Calculele se fac din aproape în aproape pe diagonală. Se obțin presiunea și debitul într-un punct P în funcție de presiunea și debitul din punctele adiacente M și N de la momentul de timp anterior. Presupunând coeficientul de frecare f constant, și integrând ecuația (A 3.6) de-a lungul diagonalei MP (caracteristica pozitivă) se obține:

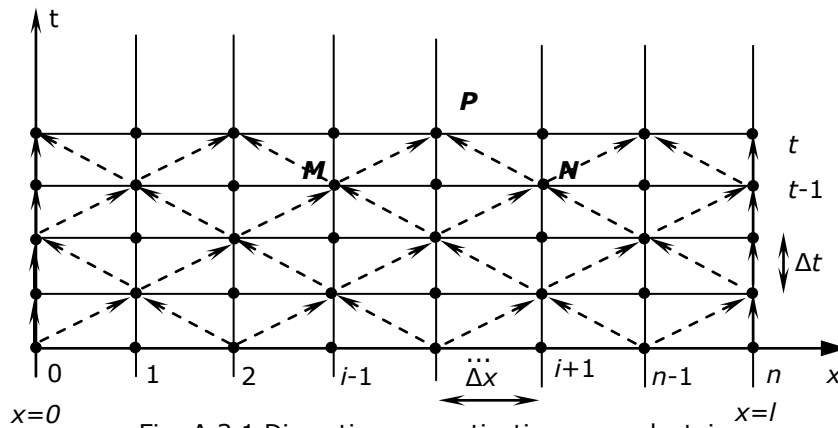


Fig. A 3.1 Discretizarea spațiu-timp a conductei

$$\int_M^P \left(\frac{1}{\rho c} \frac{dp}{dt} + \frac{1}{A} \frac{dq}{dt} + \frac{f}{2DA^2} |q| \right) dt = 0;$$

Așadar,

$$\frac{1}{\rho c} \cdot (p_P - p_M) + \frac{1}{A} \cdot (q_P - q_M) + \frac{f}{2DA^2} \int_M^P |q| dt = 0; \quad (\text{A3.7})$$

Ultima integrală se calculează prin părți, apoi se aplică metoda trapezului pentru aproximare:

$$\begin{aligned} \int_M^P |q| dt &= t_P q_P |q_P| - t_M q_M |q_M| - 2 \int_M^P t |q| dq \cong t_P q_P |q_P| - t_M q_M |q_M| - (t_M |q_M| + t_P |q_P|) \cdot (q_P - q_M) = \\ &= t_P q_M |q_P| - t_M |q_M| q_P \cong q_P |q_M| \cdot (t_P - t_M) = q_P |q_M| \cdot \Delta t; \end{aligned}$$

În evaluarea ultimei egalități am aproximat $q_P |q_M| \cong q_M |q_P|$. Prin urmare, relația (A.3.7) devine:

$$+ \frac{1}{\rho c} (p_P - p_M) + \frac{1}{A} (q_P - q_M) + \frac{f \Delta t}{2DA^2} q_P |q_M| \cong 0 \quad (\text{A.3.8})$$

O relație similară se obține dacă se integrează de-a lungul caracteristicii negative (diagonala NP):

$$-\frac{1}{\rho c}(p_P - p_N) + \frac{1}{A}(q_P - q_N) + \frac{f\Delta t}{2DA^2}q_P|q_N| \cong 0 \quad (\text{A.3.9})$$

Dacă se înlocuiesc indicii M , N și P cu coordonatele (x,t) ale acestor puncte: $M \cong_{i-1}^{t-1}$; $N \cong_{i+1}^{t-1}$; $P \cong_i^t$; Rezultă un sistem de două ecuații cu două necunoscute, p_i^t și q_i^t :

$$\begin{cases} \frac{1}{\rho c} p_i^t + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{f}{2DA} |q_{i-1}^{t-1}| \Delta t \right) q_i^t \cong \frac{1}{\rho c} p_{i-1}^{t-1} + \frac{1}{A} q_{i-1}^{t-1}; \\ -\frac{1}{\rho c} p_i^t + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{f}{2DA} |q_{i+1}^{t-1}| \Delta t \right) q_i^t \cong -\frac{1}{\rho c} p_{i+1}^{t-1} + \frac{1}{A} q_{i+1}^{t-1}; \end{cases} \quad (\text{A.3.10})$$

Adunând cele două ecuații de mai sus se obține relația recursivă pentru debit, q_i^t :

$$q_i^t = \frac{A}{\rho c} \cdot \frac{[p_{i-1}^{t-1} - p_{i+1}^{t-1}] + q_{i-1}^{t-1} + q_{i+1}^{t-1}}{2 + \frac{f\Delta t}{2DA} [|q_{i-1}^{t-1}| + |q_{i+1}^{t-1}|]} \quad (\text{A.3.11})$$

Presiunea p_i^t rezultă imediat:

$$p_i^t = \frac{\rho c}{2A} \cdot \frac{f\Delta t}{2DA} (|q_{i-1}^{t-1}| - |q_{i+1}^{t-1}|) \cdot q_i^t + \frac{1}{2} (p_{i-1}^{t-1} + p_{i+1}^{t-1}) + \frac{\rho c}{2A} \cdot (q_{i-1}^{t-1} - q_{i+1}^{t-1}) \quad (\text{A.3.12})$$

Atunci când frecarea se poate neglija, relațiile (A.3.11) și (A.3.12) pentru presiune și debit se simplifică în mod considerabil:

$$\begin{cases} q_i^t = \frac{A}{2\rho c} \cdot (p_{i-1}^{t-1} - p_{i+1}^{t-1}) + \frac{1}{2} (q_{i-1}^{t-1} + q_{i+1}^{t-1}) \\ p_i^t = \frac{1}{2} \cdot (p_{i-1}^{t-1} + p_{i+1}^{t-1}) + \frac{\rho c}{2A} (q_{i-1}^{t-1} - q_{i+1}^{t-1}) \end{cases} \quad (\text{A.3.13})$$

A 3.2. Metoda de predicție-corecție

Această metodă implică propagarea soluției numerice în timp folosind dezvoltarea în serie Taylor de ordinul 2. Presiunea în nodul i la momentul de timp următor $t+1$ se poate scrie sub forma:

$$p_i^{t+1} = p_i^t + \left(\frac{\partial p}{\partial t} \right)_i^t \Delta t + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \right)_i^t \Delta t^2 + o(\Delta t^3) \quad (\text{A.3.14})$$

unde $o(\Delta t^3)$ este eroarea de aproximare. De asemenea se poate scrie:

$$\left(\frac{\partial^2 p}{\partial t^2}\right)_i^t = \frac{\left(\frac{\partial p}{\partial t}\right)_i^{t+1} - \left(\frac{\partial p}{\partial t}\right)_i^t}{\Delta t} + o(\Delta t) \quad (\text{A.3.15})$$

Înlocuind $\frac{\partial p}{\partial t}$ din ecuația conservării masei (2.1a), $\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{\rho c^2}{A} \frac{\partial q}{\partial x}$ în (A.3.14) și ținând cont de (A.3.15) rezultă:

$$p_i^{t+1} = p_i^t - \frac{1}{2} \frac{\rho c^2}{A} \left[\left(\frac{\partial q}{\partial x}\right)_i^{t+1} + \left(\frac{\partial q}{\partial x}\right)_i^t \right] \Delta t + o(\Delta t^3) \quad (\text{A.3.16})$$

De asemenea, se pot scrie următoarele relații pentru derivata spațială a debitului:

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial q}{\partial x}\right)_i^{t+1} &= \frac{\bar{q}_i^{t+1} - \bar{q}_{i-1}^{t+1}}{\Delta x} + o(\Delta x); \\ \left(\frac{\partial q}{\partial x}\right)_i^t &= \frac{q_{i+1}^t - q_i^t}{\Delta x} + o(\Delta x) \end{aligned} \quad (\text{A.3.17})$$

unde notația cu bară deasupra indică faptul că mărimea respectivă este prezisă. Prin urmare, presiunea la momentul $t+1$ devine:

$$p_i^{t+1} = p_i^t - \frac{\rho c^2 \Delta t}{2A \Delta x} \left[(q_{i+1}^t - q_i^t) + (\bar{q}_i^{t+1} - \bar{q}_{i-1}^{t+1}) \right] + o(\Delta t^3, \Delta x \Delta t) \quad (\text{A.3.18})$$

Ecuația momentului (2.1b), $\frac{\partial q}{\partial t} + \frac{A}{\rho} \cdot \frac{\partial p}{\partial x} + f \frac{q|q|}{2DA} = 0$ se folosește pentru a determina valorile prezise \bar{q}_i^{t+1} și \bar{q}_{i-1}^{t+1} , ținând cont și de următoarele relații :

$$\left(\frac{\partial q}{\partial t}\right)_i^t = \frac{\bar{q}_i^{t+1} - q_i^t}{\Delta t} + o(\Delta t); \quad \left(\frac{\partial p}{\partial x}\right)_i^t = \frac{p_{i+1}^t - p_i^t}{\Delta x} + o(\Delta t) \quad (\text{A.3.19})$$

Așadar,

$$\frac{\bar{q}_i^{t+1} - q_i^t}{\Delta t} + \frac{A}{\rho} \cdot \frac{p_{i+1}^t - p_i^t}{\Delta x} + f \frac{q_i^t |q_i^t|}{2DA} = 0 \quad (\text{A.3.20})$$

Urmează că:

$$\bar{q}_i^{t+1} = q_i^t - \frac{A \Delta t}{\rho \Delta x} (p_{i+1}^t - p_i^t) - \frac{f \Delta t}{2AD} q_i^t |q_i^t| + o(\Delta t^2, \Delta x \Delta t) \quad (\text{A.3.21})$$

În mod similar, descompunând debitul în nodul i în serie Taylor de ordinul doi și procedând la fel ca mai sus rezultă:

$$q_i^{t+1} = q_i^t + \left(\frac{\partial q}{\partial t}\right)_i^t \Delta t + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2 q}{\partial t^2}\right)_i^t \Delta t^2 + o(\Delta t^3); \quad \left(\frac{\partial^2 q}{\partial t^2}\right)_i^t = \frac{\left(\frac{\partial q}{\partial t}\right)_i^{t+1} - \left(\frac{\partial q}{\partial t}\right)_i^t}{\Delta t} + o(\Delta t)$$

Înlocuind expresia lui $\frac{\partial q}{\partial t}$ din ecuația momentului (2.1b) în relația de mai sus și ținând cont de egalitățile:

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial p}{\partial x}\right)_i^{t+1} &= \frac{\bar{p}_i^{t+1} - \bar{p}_{i-1}^{t+1}}{\Delta x} + o(\Delta x); \\ \left(\frac{\partial p}{\partial x}\right)_i^t &= \frac{p_{i+1}^t - p_i^t}{\Delta x} + o(\Delta x) \end{aligned}$$

Obținem:

$$\begin{aligned} q_i^{t+1} = q_i^t - \frac{A\Delta t}{2\rho\Delta x} \left[(p_{i+1}^t - p_i^t) + (\bar{p}_i^{t+1} - \bar{p}_{i-1}^{t+1}) \right] - \\ \frac{f\Delta t}{4AD} (\bar{q}_i^{t+1} |\bar{q}_i^{t+1}| + q_i^t |q_i^t|) + o(\Delta t^3) \end{aligned} \quad (\text{A.3.22})$$

unde valoarea prezisă pentru presiunea la momentul $t+1$ este determinată din ecuația de conservare a masei (2.1a):

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{\rho c^2}{A} \frac{\partial q}{\partial x}; \quad \left(\frac{\partial p}{\partial t}\right)_i^t = \frac{\bar{p}_i^{t+1} - p_i^t}{\Delta t} + o(\Delta t); \quad \left(\frac{\partial q}{\partial x}\right)_i^t = \frac{q_{i+1}^t - q_i^t}{\Delta x} + o(\Delta t)$$

În final, se obține:

$$\bar{p}_i^{t+1} = p_i^t - \frac{\rho c^2 \Delta t}{A\Delta x} (q_{i+1}^t - q_i^t) + o(\Delta t^2, \Delta x \Delta t) \quad (\text{A.3.23})$$

ANEXA 4

A 4.1. Detalii privind instalația experimentală

Variațiile de presiune necesare testelor au fost produse prin intermediul unei pompe de automobil, conectată în paralel la intrarea instalației experimentale (Fig. 2.5). Desenul de ansamblu este arătat în Fig. A4.1, iar modul de racordare la instalația de apă în Fig. A.4.2. Comanda pompei este realizată electronic (Fig. A 4.3), cu un circuit amplificator în conexiune Darlington. Fig. A4.4-Fig. A4.9 prezintă câteva fotografii realizate în timpul efectuării măsurătorilor experimentale.

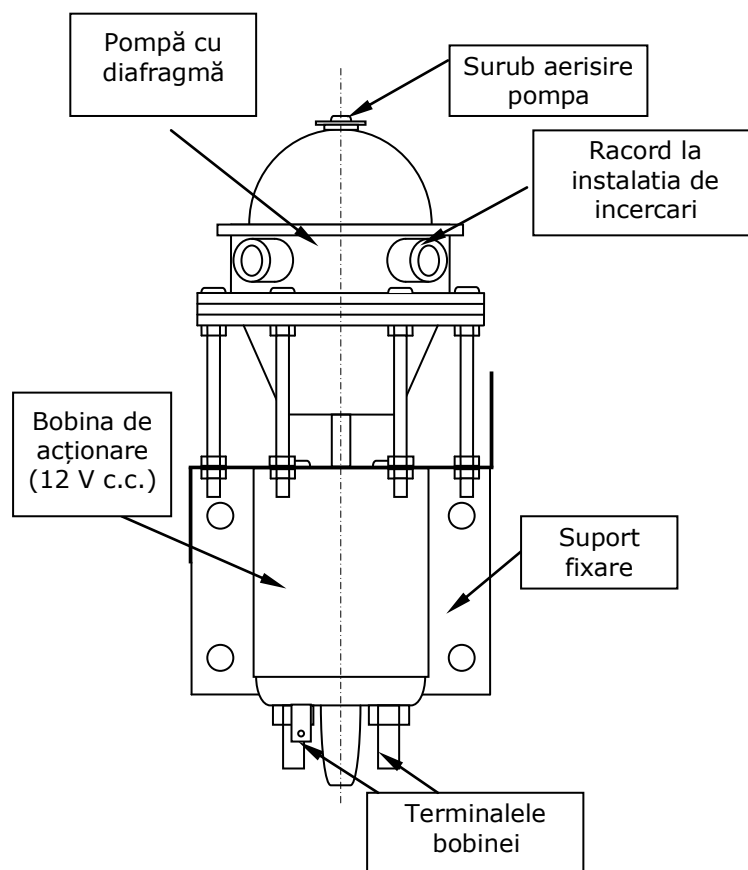


Fig. A 4.1. Pompa cu diafragmă

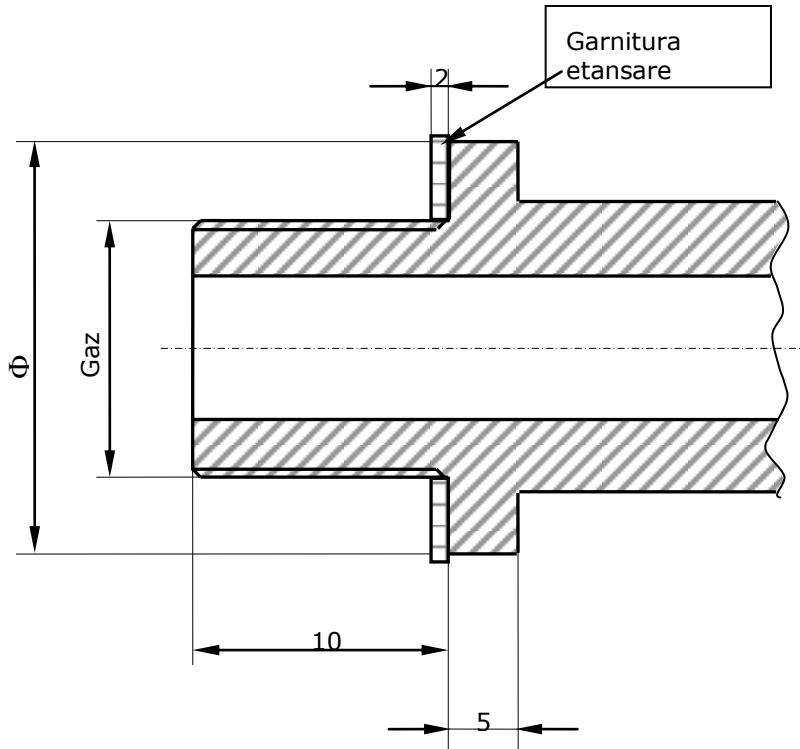


Fig. A 4.2 Racordul la instalația experimentală

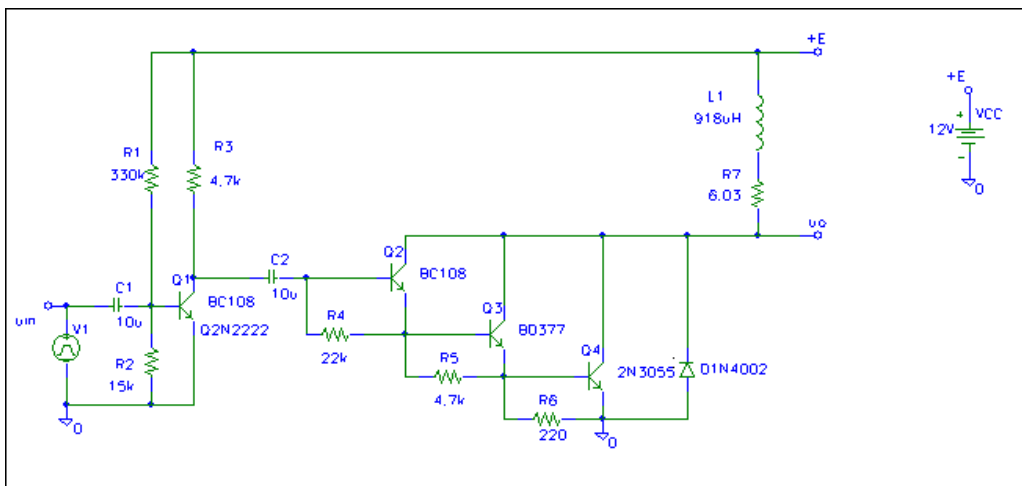


Fig. A4.3 Schema circuitului de comandă a pompei



Fig. A4.4 Ieșirea conductei



Fig. A4.5 Manșonul de cauciuc



Fig. A4.6 Primul cot al conductei



Fig. A4.7 Racordul la pompă



Fig. A4.8 Fisura *Fb*



Fig. A4.9 Instalația de achiziție a semnalelor

De asemenea, în Tabelul A 4.1 sunt sintetizate principalele caracteristici tehnice ale traductoarelor folosite în experiment.

Tabelul A 4.1 Date tehnice ale traductoarelor utilizate

Nr. crt.	Caracteristica	Valoarea	Unitatea de măsură
1.	Sensibilitatea	cca 4	mV/ms ⁻²
2.	Capacitatea	cca 1	nF
3.	Rezistența de izolație	> 1	MΩ
4.	Frecvența de rezonanță	cca 30	kHz
5.	Domeniul frecvențelor de lucru	5...7000	Hz
6.	Greutatea	cca 32	g

Filtrul trece jos implementat pentru achiziția datelor a fost realizat cu patru canale identice. Schema unui canal este prezentată în fig. A 4.10.

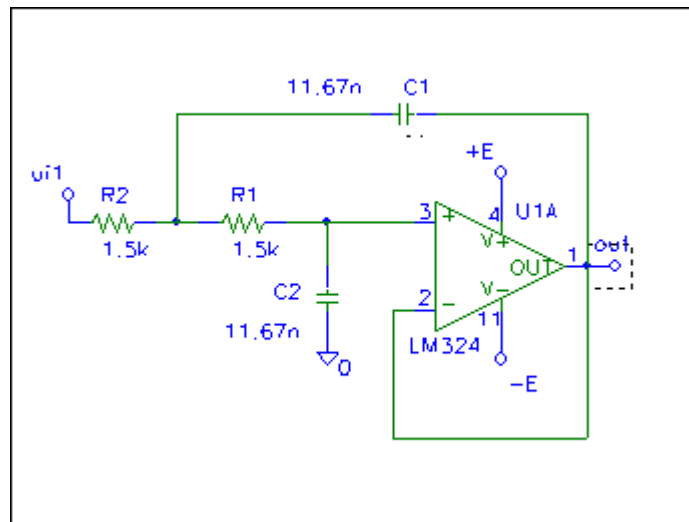


Fig. A 4.10 Filtrul activ trece jos

Fig. A 4.11 prezintă interfața grafică utilizată pentru captarea și monitorizarea datelor recepționate, folosind dSPACE Control Desk.

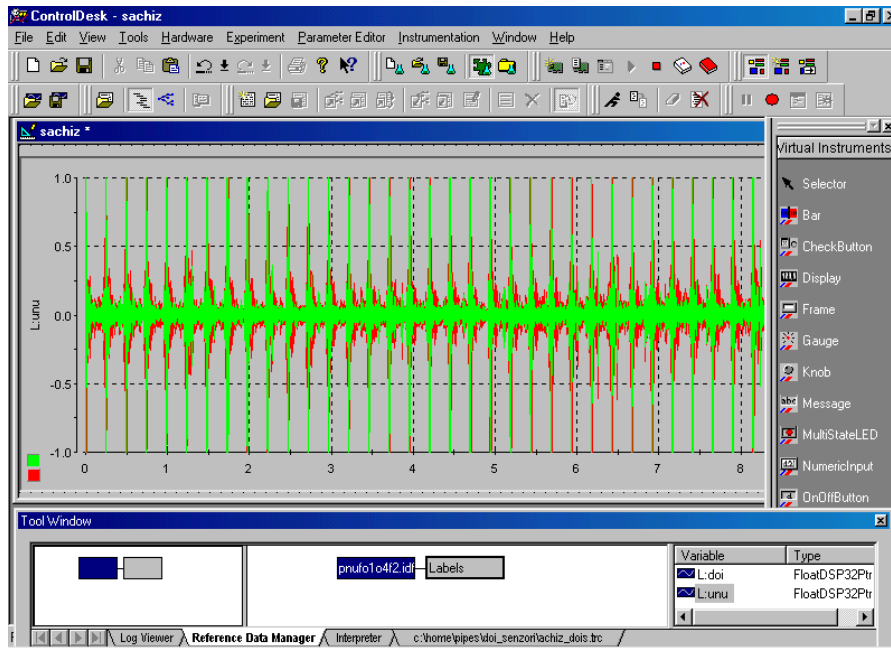


Fig. A 4.11 Interfața grafică pentru achiziția semnalelor

A 4.2. Detalii privind modelul de simulare

În fig. A 4.12 se prezintă modelul unui segment drept, corespunzător unei treimi a conductei descrisă în Fig. 2.7.

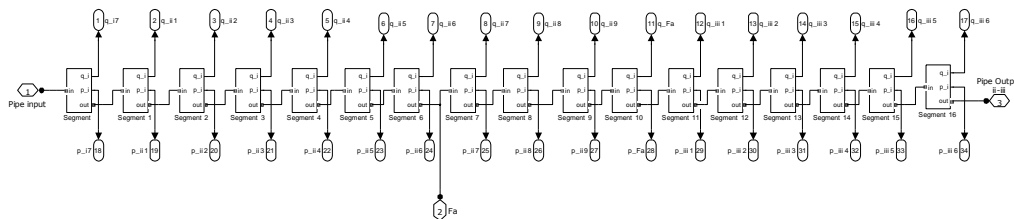


Fig.A 4.12 Implementarea cu celule cu parametri concentrați

Fig. A 4.13-A4.15 arată rezultatele de simulare în regim staționar pentru modelul studiat în diferite situații particulare care pot apare în practică.

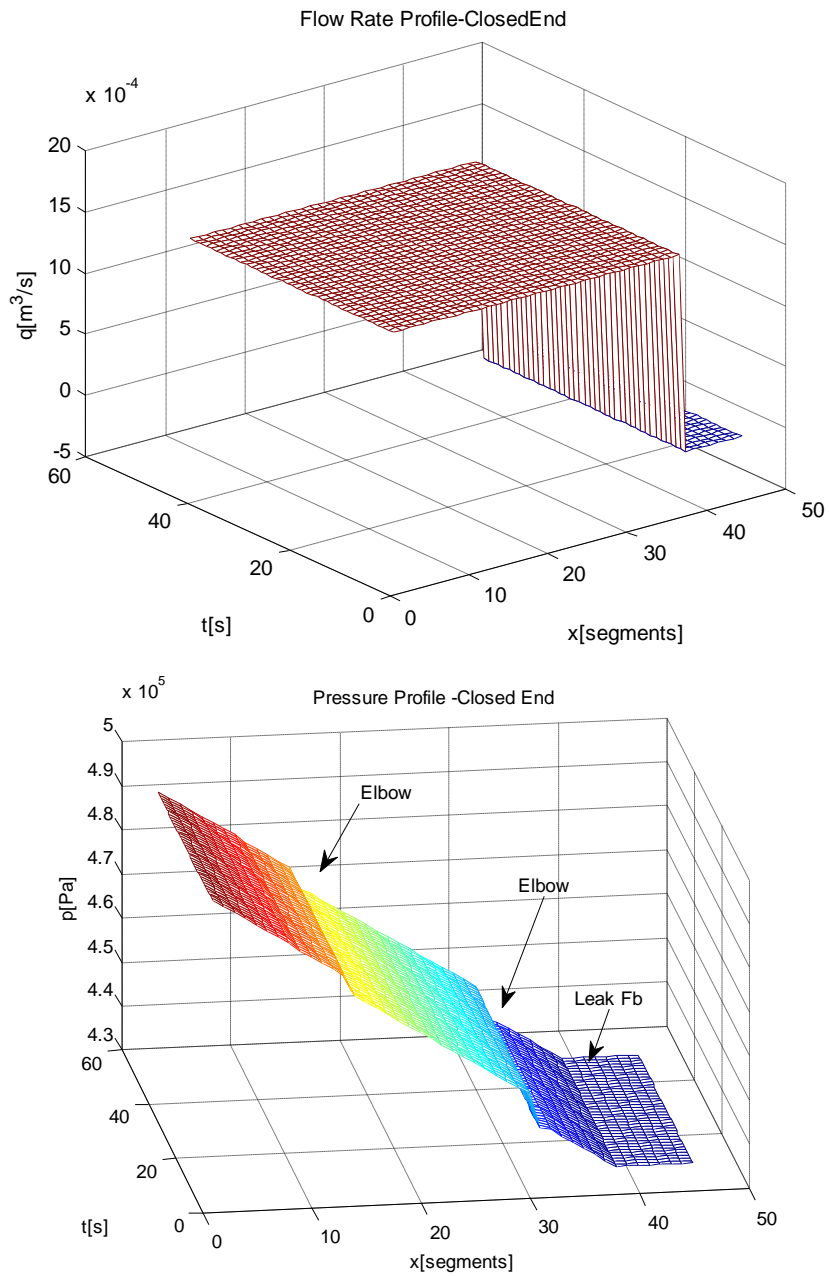


Fig. A4.13 Cazul conductei cotate, cu obturație la ieșire și fisură: a) Profilul debitului; b) Profilul presiunii

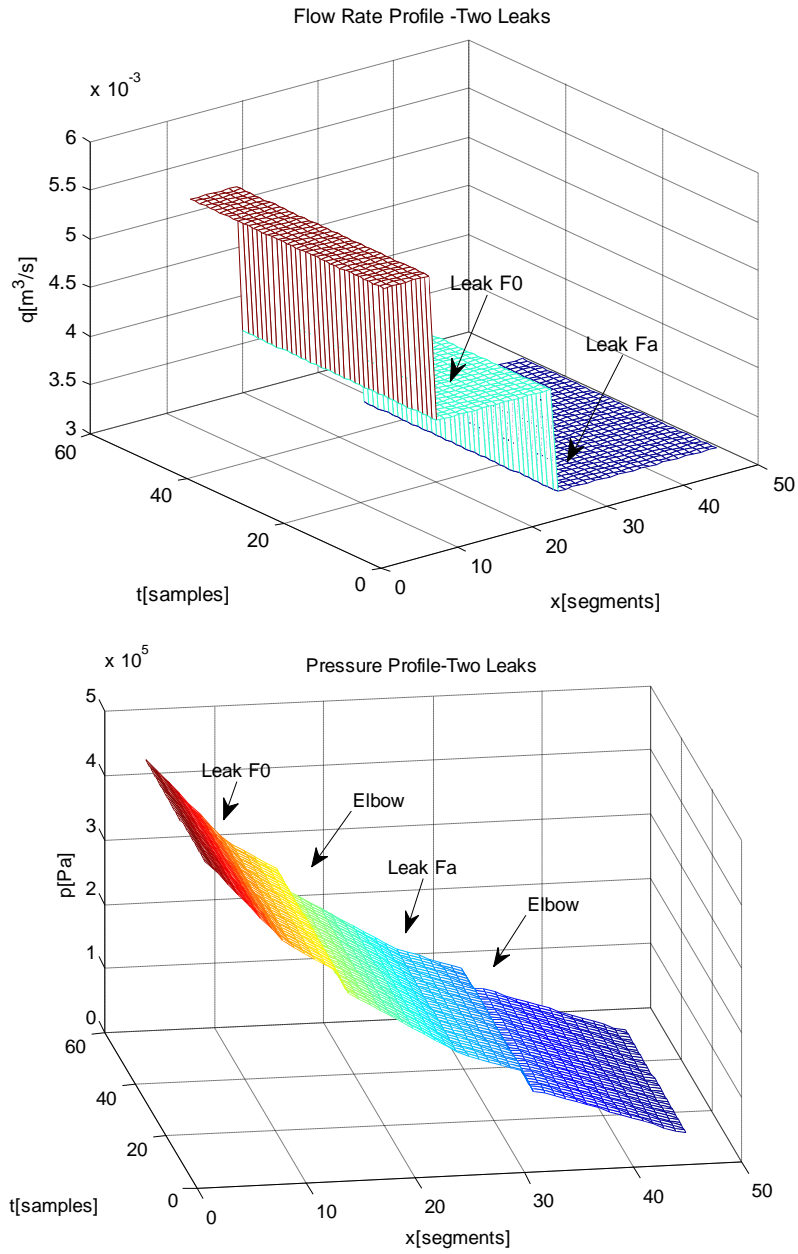


Fig. A4.14 Cazul conductei cu coturi, fără obturație la ieșire și două fisuri: a) Profilul debitului; b) Profilul presiunii

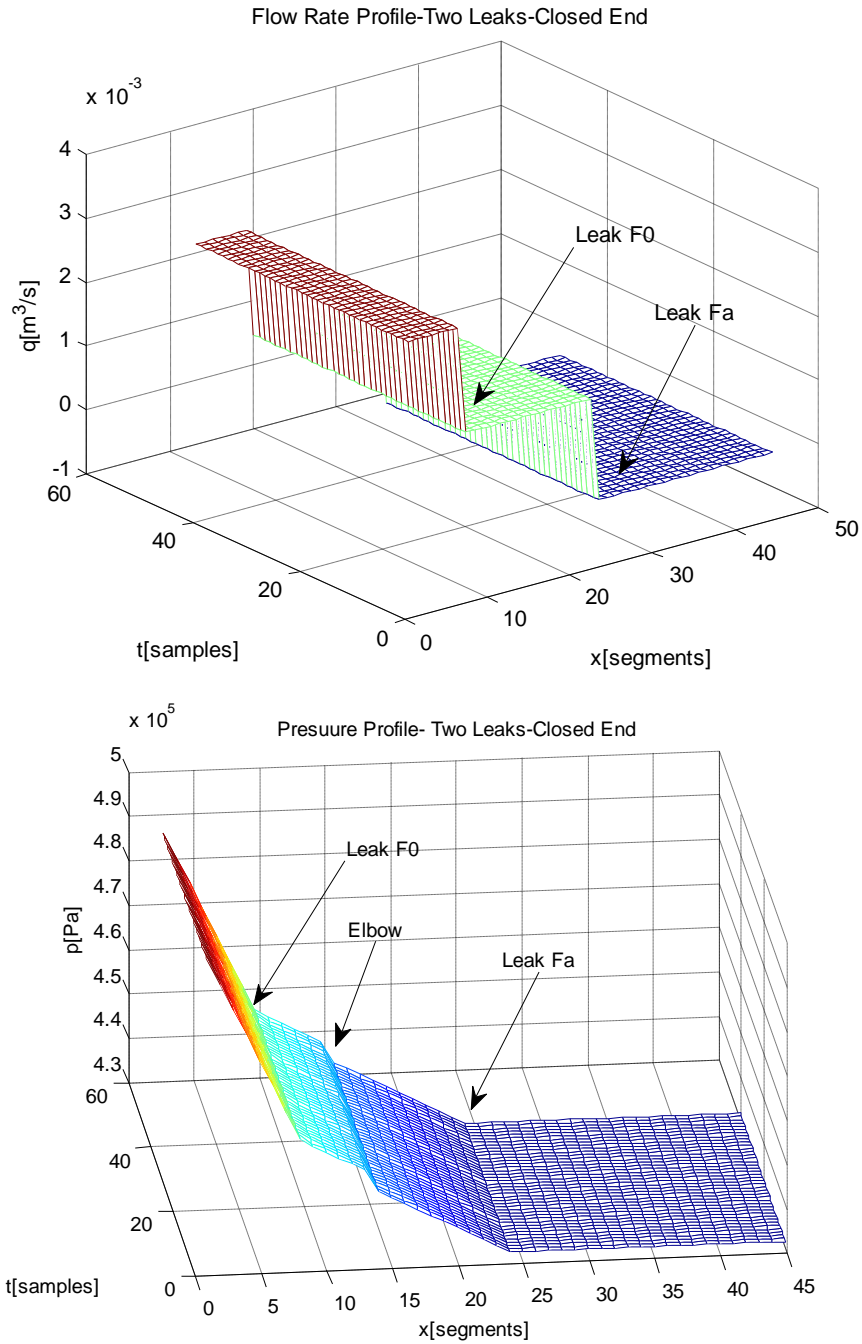


Fig. A4.15 Cazul conductei cu coturi, cu obturație la ieșire și două fisuri: a) Profilul debitului; b) Profilul presiunii

ANEXA 5

Analiza spectrală a semnalelor

Spectrul de putere este unealta primară pentru prelucrarea semnalelor. Algoritmii pentru estimarea spectrului de putere au evoluat, găsindu-și aplicații în cele mai diverse domenii (radar, sonar, comunicații, prelucrarea vocii, medical, seismicitate, etc.).

O proprietate importantă prin care se face trecerea de la domeniul timp la domeniul frecvență rezultă din teorema Wiener-Hincin. În baza acestei teoreme, spectrul unui proces aleator staționar $r(n)$ poate fi estimat ca transformata Fourier a funcției sale de autocorelație:

$$R(m) = E\{r^*(n) \cdot r(n+m)\} \quad (\text{A.5.1})$$

$$S(f) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} R(m) \cdot e^{-j2\pi fm} \quad (\text{A.5.2})$$

unde semnificația notațiilor este sintetizată în Tabelul A.5.1.

O definiție echivalentă a spectrului de putere este:

$$S(f) = E\{F^*\{r(n)\} \cdot F\{r(n)\}\} \quad (\text{A.5.3})$$

$$F\{r(n)\} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} r(n) \cdot e^{-j2\pi fn} \quad (\text{A.5.4})$$

Spectrul de putere este o secvență reală, pozitivă:

$$S(f) \geq 0 \quad (\text{A.5.5})$$

Dacă procesul aleator este real, spectrul de putere este simetric.

$$S(f) = -S(-f) \quad (\text{A.5.6})$$

Tehnicile de estimare spectrală au o istorie relativ lungă. Dintre ele se disting două clase fundamentale de algoritmi de estimare spectrală: metode neparametrice, bazate pe transformata Fourier și metode parametrice, bazate pe definirea unui model pentru procesul aleator studiat. În estimarea neparametrică

benzile de frecvență sunt fixe, independente de semnal, furnizând o capacitate de detecție și estimare robustă. Pe de altă parte, metodele parametrice au capacitatea de a se adapta funcție de procesul studiat. Metodele neparametrice se pot clasifica la rândul lor în metode directe, la care spectrul de putere este estimat din datele înregistrate și metode indirecte, la care se calculează mai întâi funcția de corelație, apoi transformata sa Fourier. Dintre metodele directe cele mai întâlnite sunt metodele periodogramei și algoritmi Bartlett-Welch, iar dintre metodele indirecte, algoritmul Blackman-Tuckey și o variantă a acestui algoritm, numit "lag-resaping" [Car2], [Pro1], [Pro2].

Tabelul A.5.1 Lista principalelor notații folosite

Nr.crt	Simbol	Semnificație
1.	r	Secvență de eșantioane ale semnalului aleator recepționat
2.	m, n	Indexul eșantionului curent
3.	R	Funcția de autocorelație
4.	R_{12}	Funcția de intercorelație
5.	S	Densitatea spectrală de putere
6.	S_{12}	Interspectrul de putere
7.	f	Frecvența
8.	$E\{\}$	Media pe ansamblu
9.	$F\{\}$	Transformata Fourier
10.	N	Numărul total de eșantioane înregistrate din semnal
11.	\wedge	Valoare estimată din eșantioanele unei singure realizări
12.	w	Semnal aleator zgomot alb
13.	W	Funcție pondere (fereastră)
14.	H	Funcția de transfer
15.	h	Răspunsul la impuls
16.	*	Conjugare

A 5.1 Metoda periodogramei

Periodograma unei secvențe aleatoare se definește ca fiind pătratul amplitudinii transformatei Fourier discrete a acestei secvențe scalată cu $1/N$.

$$\hat{S}(f_k) = \frac{1}{N} |F\{r(n)\}|^2 \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (\text{A.5.7})$$

Se poate arăta că în cazul în care secvența de date aparține unui proces gaussian, periodograma nu este un estimator consistent deoarece varianța sa nu tinde

către zero când N tinde la infinit. Spectrul estimat va avea o varianță considerabilă, iar această varianță crește cu amplitudinea spectrului. Această problemă a condus la alți algoritmi de estimare spectrală, care prin intermediul unor operații de mediere și netezire conduc la obținerea unui estimat consistent al spectrului de putere, prețul plătit fiind micșorarea rezoluției în frecvență și creșterea timpului de calcul. Totuși în medie, spectrul estimat cu metoda periodogramei se apropie foarte mult de spectrul ideal pe măsură ce numărul de realizări crește, acest lucru fiind echivalent cu mărirea numărului de eșantioane din secvența de date.

A 5.2 Metoda Bartlett-Welch a periodogramelor mediate

Aceste metode urmăresc micșorarea varianței spectrului estimat prin mediere. În acest sens, o modalitate simplă este de a media cât mai multe periodograme aparținând aceluiași proces aleator. Astfel, secvența de date de lungime N se sparge în K segmente mai mici, fiecare având lungimea L , și se mediază periodogramele rezultate.

Prin urmare, densitatea spectrală de putere conform algoritmului lui Bartlett poate fi descris de:

$$\hat{S}^B(f_k) = \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} \hat{S}^{P(i)}(f_k) \quad (\text{A.5.8})$$

unde $\hat{S}^{P(i)}(f_k)$ este periodograma segmentului i , $i=0,1, \dots, K-1$. Deoarece secvența de date s-a micșorat de K ori, rezoluția în frecvență se micșorează la rândul său de K ori, în timp ce varianța densității spectrale de putere se reduce de K ori. Această metodă este consistentă, deoarece odată cu creșterea numărului de eșantioane, varianța spectrului de putere estimat tinde către zero.

La fel ca la algoritmul lui Bartlett, metoda lui Welch divizează secvența de date în K segmente. În plus, acest algoritm aduce două modificări: permite suprapunerea segmentelor și înmulțește fiecare segment cu o funcție de netezire (fereastră). Această metodă de estimare spectrală este foarte populară și larg utilizată. În literatură este cunoscută sub numele de PMPSE (Periodogram Method for Power Spectrum Estimation), sau, în unele lucrări care tratează cu precădere estimarea coerenței această metodă este cunoscută sub numele de WOSA (Weighted Overlapped Segment Averaging). Calitatea spectrului Welch este mai bună decât cea a lui Bartlett, însă diferențele sunt relativ mici.

5.3 Metoda Blackman-Tuckey

Este o metodă indirectă de estimare spectrală, care estimează mai întâi funcția de corelație din datele recepționate. Secvența rezultată este ponderată cu o funcție fereastră, apoi se estimează densitatea spectrală de putere, conform teoremei Wiener-Hincin:

$$\hat{S}^{BT}(f_k) = \sum_{i=0}^{K-1} \hat{R}(m) \cdot W(m) e^{-j2\pi f_k m} \quad (\text{A.5.9})$$

unde $W(m)$ este funcția fereastră aplicată. Prin efectuarea ponderării, se atenuază efectul erorilor de estimare. Se poate arăta că acest algoritm produce un estimat nedeplasat și consistent.

Din punct de vedere al mediei spectrului estimat, calitatea acestei metode este comparabilă cu cea a metodelor directe. Dacă se face o suprapunere a segmentelor de date de 50%, atunci varianța estimării produsă de metoda Welch este mai mică cu 25% decât cea obținută prin algoritmul Blackman-Tuckey.

A 5.4 Metode parametrice

Aceste metode constau în definirea unui model al semnalului aleator studiat. Numărul de parametri depinde de problema concretă analizată.

O teoremă importantă care stă la baza acestor metode afirmă că un proces aleator staționar, cu densitate spectrală de putere continuă, poate fi reprezentat ca ieșire a unui sistem liniar cauzal care are la intrare un proces aleator zgomot alb. Această reprezentare este cunoscută în literatură sub numele de reprezentarea Wold [Pro1],[Pro1], iar procesul aleator staționar se numește proces "regulat".

$$r(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k) \cdot w(n-k) \quad (\text{A.5.10})$$

Densitatea spectrală de putere a acestui proces aleator va fi:

$$S(f) = \sigma_w^2 \cdot |H(f)|^2 \quad (\text{A.5.11})$$

unde σ_w^2 este densitatea spectrală de putere a procesului aleator zgomot alb, generator.

Invers, un proces aleator staționar poate fi transformat într-un proces aleator zgomot alb prin trecerea lui printr-un filtru liniar, numit filtru de albire, având funcția de transfer inversă (fig. A.5.1). Procesul aleator rezultat este numit proces „inovat” asociat cu procesul aleator staționar original, deoarece acesta conține doar plusul de informație conținut în semnal [The].

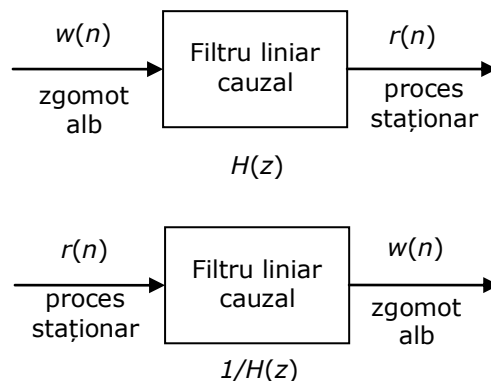


Fig. A.5.1 Reprezentarea Wold

Dacă densitatea spectrală de putere a procesului aleator $r(n)$ este rațională,

$$S(z) = \sigma_w^2 \frac{B(z) \cdot B(z^{-1})}{A(z) \cdot A(z^{-1})} \quad (\text{A.5.12})$$

unde polinoamele $B(z)$ și $A(z)$ au rădăcini în interiorul cercului unitate, atunci filtrul liniar $H(z)$ va fi de forma:

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{\sum_{k=0}^q b_k \cdot z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^p a_k \cdot z^{-k}} \quad (\text{A.5.13})$$

unde b_k , a_k sunt coeficienții polinoamelor $B(z)$ și $A(z)$ având ordinele q , respectiv p . Prin urmare, ieșirea acestui sistem liniar, este descrisă de următoarea ecuație diferențială:

$$r(n) + \sum_{k=1}^p a_k \cdot r(n-k) = \sum_{k=0}^q b_k \cdot w(n-k) \quad (\text{A.5.14})$$

În funcție de valorile coeficienților b_k , a_k , se disting trei tipuri de modele de procese aleatoare:

a) Proces autoregresiv AR, pentru care:

$$b_0 = 1; \quad b_k = 0, \quad k > 0 \quad (\text{A.5.15a})$$

$$H(z) = \frac{1}{A(z)} \quad (\text{A.5.15b})$$

$$r(n) + \sum_{k=1}^p a_k \cdot r(n-k) = w(n) \quad (\text{A.5.15c})$$

În acest caz, filtrul $H(z)$ conține doar un număr de p poli, motiv pentru care acest model se notează cu $AR(p)$. Acest model este cel mai utilizat deoarece presupune rezolvarea unor relații liniare simple și are o rezoluție spectrală mai bună.

b) Proces medie alunecătoare MA (Moving Average), notat $MA(q)$ și descris de următoarele relații:

$$a_k = 0; \quad k \geq 1 \quad (\text{A.5.16a})$$

$$H(z) = B(z) \quad (\text{A.5.16b})$$

$$r(n) = \sum_{k=1}^q b_k \cdot w(n-k) \quad (\text{A.5.16c})$$

c) Proces autoregresiv și de medie alunecătoare ARMA (AutoRegressive Moving Average), descris de ecuațiile (A.5.13) și (A.5.14). Acest model se notează cu ARMA(p, q).

Înmulțind ecuația (A.5.14) cu valoarea conjugată $r^*(n-m)$ și efectuând media statistică, se obține relația de legătură dintre funcția de autocorelație a procesului aleator și parametrii b_k, a_k . Această relație este în general neliniară:

$$R(m) = \begin{cases} -\sum_{k=1}^p a_k \cdot R(m-k) & , m > q \\ -\sum_{k=1}^p a_k \cdot R(m-k) + \sigma_w^2 \sum_{k=0}^{q-m} b_{k+m} \cdot h(k) & , m \in [0, q] \\ R^*(-m) & , m < 0 \end{cases} \quad (\text{A.5.17})$$

Pentru un proces aleator AR, această relație capătă o formă liniară:

$$R(m) = \begin{cases} -\sum_{k=1}^p a_k \cdot R(m-k) & , m > 0 \\ -\sum_{k=1}^p a_k \cdot R(m-k) + \sigma_w^2 & , m = 0 \\ R^*(-m) & , m < 0 \end{cases} \quad (\text{A.5.18})$$

Exprimând sub formă matricială, se obține sistemul de ecuații cunoscut sub numele de ecuațiile normale (Yule -Walker):

$$\begin{bmatrix} R(0) & R(-1) & R(-2) & \dots & R(-p+1) \\ R(1) & R(0) & R(-1) & \dots & R(-p+2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R(p-1) & R(p-2) & R(p-3) & \dots & R(0) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} R(1) \\ R(2) \\ \vdots \\ R(p) \end{bmatrix} \quad (\text{A.5.19a})$$

Varianța zometului alb w poate fi obținută din ecuația:

$$\sigma_w^2 = R(0) + \sum_{k=1}^p a_k \cdot R(-k) \quad (\text{A.5.19b})$$

unde se observă că matricea de corelație este de tip Toeplitz (elementele de pe diagonalele principale sunt egale). Această matrice poate fi inversată folosind algoritmul lui Levinson Durbin [Pro1],[The], pentru determinarea parametrilor a_k ai modelului.

Procedeeul de estimare spectrală parametrică constă din două etape: mai întâi se estimează coeficienții a_k , b_k ai secvenței aleatoare, apoi se calculează spectrul de putere:

$$S(f) = \sigma_w^2 |H(f)|^2 = \sigma_w^2 \cdot \frac{|B(z)|^2}{|A(z)|^2} \quad (\text{A.5.20})$$

relație care rezultă din (A.5.12) și (A.5.13).

A 5.4.1 Metoda Yule-Walker

Estimarea spectrală prin metoda Yule-Walker presupune estimarea funcției de autocorelație (forma deplasată) din date:

$$R(m) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-|m|} r^*(n) \cdot r(n+m) \quad (\text{A.5.21})$$

Se determină apoi coeficienții modelului AR conform (A.5.19a), prin inversarea matricii de corelație cu ajutorul algoritmului Levinson-Durbin. Spectrul de putere estimat va fi, conform (A5.20), (A.5.15b), (A.5.13) și (A.5.19b):

$$S^{YW}(f) = \frac{\hat{\sigma}_w^2}{\left| 1 + \sum_{k=1}^p \hat{a}_k e^{-j2\pi f k} \right|^2} \quad (\text{A.5.22})$$

A 5.4.2 Algoritmii lui Burg

Este o metodă de ordin recursiv, bazată pe minimizarea erorilor de predicție liniară înainte și înapoi cu constrângerea ca parametrii AR să satisfacă relația de recurență Levinson-Durbin. Dacă:

$$\hat{r}(n) = - \sum_{k=1}^m a_m(k) \cdot r(n-k) \quad (\text{A.5.23a})$$

$$\hat{r}(n-m) = - \sum_{k=1}^m a_m^*(k) \cdot r(n+k-m) \quad (\text{A.5.23b})$$

sunt estimatele predicției liniare de ordin m înainte, respectiv înapoi, iar

$$\begin{aligned} f_m(n) &= r(n) - \hat{r}(n) \\ g_m(n) &= r(n-m) - \hat{r}(n-m) \end{aligned} \quad (\text{A.5.24})$$

sunt erorile de predicție corespunzătoare, unde $a_m(k)$ sunt coeficienții de predicție ($k=0,1,\dots,m-1$; $m=1,2,\dots,p$), eroarea totală medie pătrată va fi:

$$e_m = \sum_{n=m}^{N-1} \left(|f_m(n)|^2 + |g_m(n)|^2 \right) \quad (\text{A.5.25})$$

Această eroare trebuie minimizată alegând coeficienții de predicție astfel încât să satisfacă relația de recurență Levinson-Durbin:

$$a_m(k) = a_{m-1}(k) + K_m \cdot a_{m-1}^*(m-k) \quad (\text{A.5.26})$$

unde $K_m = a_m(m)$ este al m -lea coeficient de reflexie în filtrul scară al predictorului. Ținând cont de relațiile de recurență pentru erorile de predicție înainte și înapoi:

$$\begin{aligned} f_0(n) &= g_0(n) = r(n) \\ f_m(n) &= f_{m-1}(n) + K_m g_{m-1}(n-1) \\ g_m(n) &= K_m^* f_{m-1}(n) + g_{m-1}(n-1) \end{aligned} \quad (\text{A.5.27})$$

rezultă coeficientul de reflexie pentru o eroare e_m minimă:

$$\hat{K}_m = \frac{- \sum_{n=m}^{N-1} f_{m-1}(n) \cdot g_{m-1}^*(n-1)}{\frac{1}{2} \sum_{n=m}^{N-1} \left(|f_{m-1}(n)|^2 + |g_{m-1}(n-1)|^2 \right)} \quad (\text{A.5.28})$$

Prin urmare, algoritmul lui Burg estimează coeficientul de reflexie curent K_m , conform relației (A.5.28) din erorile de predicție de ordin $m-1$, f_{m-1} și g_{m-1} . Se determină apoi erorile de predicție de ordin m , conform (A5.27), și se estimează eroarea medie pătrată totală, conform (A5.25). Parametrii AR, $a_m(k)$ se obțin prin algoritmul lui Levinson-Durbin. Se repetă prin iterații succesive pentru $m=1,2,\dots,p$. Spectrul de putere estimat se calculează cu relația:

$$\hat{S}^{BU} = \frac{\hat{e}_p}{\left| 1 + \sum_{k=1}^p \hat{a}_p(k) e^{-j2\pi f k} \right|^2} \quad (\text{A.5.29})$$

Această metodă produce un model AR stabil, și are o rezoluție ridicată în frecvență. Totuși, pentru semnale care conțin armonici produce o deplasare în frecvență care depinde de faza inițială [Pro1],[Pro2].

A 5.5 Descompunerea Wold

În cazul cel mai general, densitatea spectrală de putere a unui semnal conține o parte continuă S^R , și o parte discretă S^P , corespunzătoare componentelor sale periodice (fig. A.5.2):

$$S(f) = S^R(f) + S^P(f)$$

$$S^P(f) = \sum_{k=1}^p P_k \cdot \delta(f - f_k) \tag{A.5.30}$$

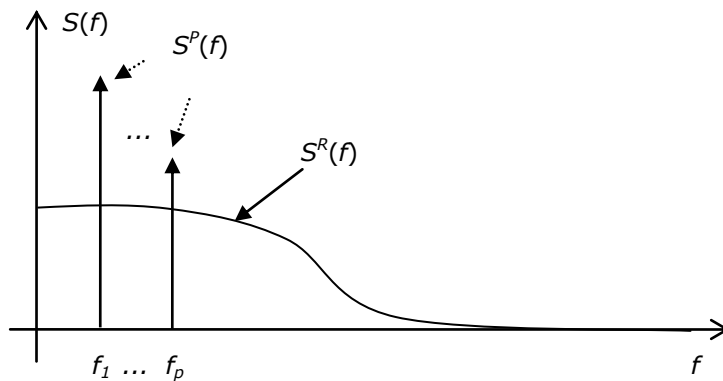


Fig. A.5.2 Densitate spectrală de putere a unui proces aleator staționar (cazul general)

unde P_k, f_k , reprezintă puterile armonice din spectru, respectiv frecvențele acestora.

Se poate arăta [The] că dacă $S^R(f)$ este o funcție rațională, atunci partea continuă corespunde unui proces regulat, care poate fi modelat cu un filtru cauzal comandat de zgomot alb. De asemenea, componenta discretă $S^P(f)$, numită și componenta singulară, corespunde unui proces aleator care poate fi prezis de către un filtru liniar predictiv cu eroarea medie pătratică nulă.

Așadar, un rezultat important din teoria prelucrării statistice a semnalelor, numit teorema de descompunere Wold, afirmă că orice proces aleator staționar poate fi descompus într-un proces regulat, $r_R(n)$ și un proces predictibil, $r_P(n)$:

$$r(n) = r_R(n) + r_P(n) \tag{A.5.31}$$

Aceste componente sunt mutual ortogonale (necorelate). Procesul $r_R(n)$ este regulat, adică poate fi obținut dintr-un proces aleator zgomot alb prin filtrare liniară cauzală, conform relației (A.5.10), iar componenta $r_P(n)$ este un proces singular, care poate fi prezis complet, cu varianță nulă din trecutul său. Procesele armonice sunt exemple de procese singulare.

În lumea reală, semnalele recepționate pot fi privite ca respectând relația (A.5.31). Prin urmare, în anumite cazuri, datele observate pot fi scrise sub forma:

$$r(n) = r_R(n) + \sum_{k=1}^p A_k e^{-j(2\pi f_k n + \varphi_k)} \tag{A.5.32}$$

unde p este numărul de armonici conținute în semnalul original. O presupunere tipică este că fazele sunt variabile aleatoare independente, uniform distribuite în intervalul $[0, 2\pi]$.

Se pune problema determinării lui p , și estimării frecvențelor, amplitudinilor și fazelor fiecărei armonici. Spectrul de putere al semnalului recepționat poate să furnizeze aceste date. Totuși, componentele discrete pot fi mascate de spectrul componentei continue. Prin urmare, este necesară alegerea unor metode de estimare spectrală capabile să extragă informația din zgomot.

Metodele clasice de estimare spectrală (neparametrice) pot fi folosite doar dacă frecvențele sunt bine separate, adică diferența dintre frecvențele a două armonici succesive este mai mare ca inversul lungimii unui segment. Prin urmare, aceste metode pot fi folosite pentru segmente de lungimi mari. Din acest motiv, rezoluția periodogramei este mai bună decât cea obținută prin aplicarea algoritmilor Bartlett-Welch sau Blackman-Tuckey, deoarece aceasta lucrează cu întreaga secvență a datelor. De asemenea, alegerea ferestrei realizează un compromis între rezoluție și varianță. Astfel, dacă fereastra aleasă are un lob principal larg, varianța spectrului estimat va fi mai mică, dar pe de altă parte, rezoluția va fi mai slabă. De asemenea, completarea cu zerouri a datelor nu îmbunătățește rezoluția, ea poate doar duce la estimarea cu o precizie mai mare a locațiilor vârfurilor.

În aplicarea metodelor parametrice se ține cont de faptul că semnalul pur armonic este complet predictibil cu eroare medie pătratică nulă, conform teoremei lui Wold. Prin urmare, relația (A.5.15c) se poate scrie în acest caz:

$$\sum_{k=0}^p a_k \cdot r(n-k) = 0; \quad a_0 = 1. \quad (\text{A.5.33})$$

Pentru a afla frecvențele corespunzătoare vârfurilor spectrale, se estimează mai întâi parametrii AR ai secvenței recepționate. Frecvențele armonicilor vor fi determinate din rădăcinile polinomului $A(z)$:

$$A(z) = 1 + \sum_{k=1}^p a_k \cdot z^{-k} \quad (\text{A.5.34})$$

$$z = e^{j2\pi f_k}; \quad k = 1, 2, \dots, p$$

Determinarea numărului de vârfuri spectrale este echivalentă în acest caz cu determinarea ordinului modelului AR.

În prezența zgomotului aditiv, se poate scrie relația:

$$\sum_{k=0}^p a_k \cdot r(n-k) = \sum_{k=0}^p a_k \cdot r_R(n-k) + \sum_{k=0}^p a_k \cdot r_P(n-k) = \sum_{k=0}^p a_k \cdot r_R(n-k) \quad (\text{A.5.35})$$

unde s-a ținut cont că partea predictibilă din semnal respectă relația (A.5.33). Înmulțind relația (A.5.35) cu $r^*(n-m)$ și luând valoarea așteptată, rezultă:

$$E \left\{ \sum_{k=0}^p a_k \cdot r(n-k) \cdot r^*(n-m) \right\} = E \left\{ \sum_{k=0}^p a_k \cdot r_R(n-k) \cdot r^*(n-m) \right\};$$

$$\sum_{k=0}^p a_k \cdot R(m-k) = \sum_{k=0}^p a_k \cdot R_R(m-k)$$
(A.5.36)

unde s-a ținut cont de relația (A.5.31) și de faptul că cele două componente sunt ortogonale. Dacă se presupune că partea regulată este un zgomot alb, cu varianța σ_R^2 , atunci relația (A.5.36) devine:

$$\sum_{k=0}^p a_k \cdot R(m-k) = \sigma_R^2 \cdot a_m$$
(A.5.37)

Se obține un set de ecuații liniare din care se pot estima coeficienții a_m , cu $m=0, \dots, p$.

A 5.5.1 Metoda lui Pisarenko

Funcția de autocorelație a semnalului descris de (A.5.32) este:

$$R(\tau) = \sum_{k=1}^p |A_k|^2 \cdot e^{j2\pi f_k \tau} + R_R(\tau)$$
(A.5.38)

unde s-a ținut cont de faptul că armonicile sunt mutual necorelate. Dacă se presupune că r_R este zgomot alb cu varianța σ_R^2 , atunci se poate obține următoarea relație între matricile de autocorelație:

$$\mathfrak{R} = \mathfrak{R}_P + \mathfrak{R}_R = \mathfrak{R}_P + \sigma_R^2 \cdot I_M$$
(A.5.39)

unde I_M este matricea unitate iar M numărul de eșantioane ale funcției de autocorelație. Se poate arăta că matricea de corelație a componentei predictive, \mathfrak{R}_P , are vectorii proprii exponențiale complexe iar valorile proprii sunt egale cu puterile armonicilor [The]. Prin urmare, această matrice poate fi scrisă sub forma:

$$\mathfrak{R}_P = \begin{bmatrix} W \cdot D \cdot W^{*T} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(A.5.40)

unde W este matricea $p \times p$ a vectorilor proprii, iar D este matricea diagonală a valorilor proprii:

$$W = \begin{bmatrix} | & | & \dots & | \\ w_1 & w_2 & \dots & w_p \\ | & | & \dots & | \end{bmatrix} \quad (\text{A.5.41a})$$

$$w_k = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi f_k} \\ e^{-j4\pi f_k} \\ \vdots \\ e^{-j(p-1)f_k} \end{bmatrix}; \quad k = 1, 2, \dots, p \quad (\text{A.5.41b})$$

$$D = \text{diag}(P_1, P_2, \dots, P_p) \quad (\text{A.5.41c})$$

unde P_1, P_2, \dots, P_p reprezintă puterile armonicilor conținute în componenta discretă a spectrului de putere iar $M \geq p$. Rezultă că cele mai mari p valori proprii ale matricii de corelație \mathfrak{R} sunt date de $P_k + \sigma_R^2$. Cele $M-p$ valori singulare rămase sunt toate egale cu σ_R^2 .

Dacă se consideră valabilă presupunerea lui Pisarenko și anume că $M=p+1$, rezultă din (A.5.37) că:

$$\mathfrak{R} \cdot a = \sigma_R^2 \cdot a \quad (\text{A.5.42})$$

unde a este vectorul propriu corespunzător valorii proprii minime σ_R^2 a matricii de corelație \mathfrak{R} . Prin urmare, un singur vector propriu definește zgomotul $r_R(n)$, ceilalți fiind vectori proprii asociați armonicilor din semnal, și care sunt ortogonali pe vectorul a . Se estimează vectorul a , apoi frecvențele armonicilor din rădăcinile polinomului $A(z)$.

Spectrul estimat (numit și pseudospectru) constă din vârfuri ascuțite de amplitudine foarte mare la frecvențele corespunzătoare armonicilor, datorită ortogonalității dintre vectorul propriu al zgomotului și vectorii proprii ai semnalului alcătuit din armonici:

$$\hat{S}^P(f) = \frac{1}{|w^{*T} \cdot a|^2} \quad (\text{A.5.43})$$

unde vectorul w este definit astfel:

$$w = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi f} \\ e^{-j4\pi f} \\ \vdots \\ e^{-j(M-1)f} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5.44})$$

A 5.5.2 Algoritmul *MUSIC* (Multiple Signal Classification)

Dacă se presupune în general că $M > p$ matricea de corelație \mathfrak{R} va avea un set de vectori proprii liniar independenți, ortogonali, v_k și respectiv un set de valori proprii λ_k . Se definește vectorul cu M elemente w_k astfel:

$$w_k = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi f_k} \\ e^{-j4\pi f_k} \\ \vdots \\ e^{-j(M-1)\pi f_k} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5.45})$$

Vectorii proprii corespunzători celor mai mari p valori proprii se spune că alcătuiesc subspațiul semnalului (alcătuit din armonici), iar restul de $M-p$ vectori proprii constituie subspațiul zgomotului. Cele două componente descrise de (A.5.31) și (A.5.32), sunt ortogonale și prin urmare,

$$w_k^{*T} \cdot v_i = 0; \quad i = p+1, \dots, M; \quad k = 1, \dots, p \quad (\text{A.5.46})$$

Așadar, frecvențele f_k vor satisface ecuația:

$$w^{*T} \cdot v_k = 0; \quad k = p+1, \dots, M; \quad (\text{A.5.47})$$

unde vectorul w este dat de relația (A.5.44).

În metoda *MUSIC* frecvențele armonicilor se determină prin căutarea vârfurilor din spectrul estimat:

$$\hat{S}^{MUSIC}(f) = \frac{1}{\sum_{k=p+1}^M |w^{*T} \cdot v_k|^2} \quad (\text{A.5.48})$$

Dacă se înmulțește fiecare termen de la numitorul expresiei (A.5.48) cu factorul $1/\lambda_k$, se obține o nouă metodă, numită metoda vectorilor proprii, iar dacă se înmulțesc acești termeni cu semnalul impuls $x(k-M)$, se obține metoda lui Pisarenko.

De asemenea, se poate arăta că spectrul de putere prin metoda Capon (ML) se poate estima cu relația:

$$\hat{S}^{ML}(f) = \frac{1}{\sum_{k=1}^p \frac{1}{\lambda_k} |w^{*T} \cdot v_k|^2} \quad (\text{A.5.49})$$

Metoda "minimum-norm" este de asemenea bazată pe spațiul vectorilor proprii. Se determină vectorul AR a , care este ortogonal pe subspațiul semnalului. Se partiționează matricea vectorilor proprii corespunzători celor mai mari valori proprii ale matricii de corelație:

$$V = \begin{bmatrix} v_1^T \\ V_r \end{bmatrix} \quad (\text{A.5.50})$$

Vectorul parametrilor AR pentru soluția minimum-norm este dat de:

$$a = \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{V_r^* v_1}{1 - V_r^* V_r} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5.51})$$

Spectrul de putere va fi descris de:

$$\hat{S}^{MN} = \frac{1}{\left| \sum_{k=0}^p a_k e^{-j2\pi f k} \right|^2} \quad (\text{A.5.52})$$