

MINISTERUL EDUCATIEI SI INVATAMINTULUI
INSTITUTUL POLITEHNIC "TRAIAN VUIA" DIN TIMISOARA
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICA

ING. CÂMPEANU ANDREI

CONTRIBUTII LA DETECTIA SI LOCALIZAREA
EVENIMENTELOR DE REZISIE ACUSTICA

TEZA DE DOCTORAT

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

COORDONATOR ȘTIINȚIFIC
PROF. DR. ING. TIBERIU AUREȘAN

TIMIȘOARA
1987

520.428

INSTITUTUL POLITEHNIC TIMIȘOARA	
BIBLIOTECA	
520.428	
Volumul	247
Dulap	1

Teza de doctorat "Contribuții la detecție și localizarea evenimentelor de emisie acustică" a fost elaborată sub îndrumarea permanentă și competentă a tov.prof.dr.ing.Tiberiu Mureșan, cărui autorul dorește să-i mulțumească în mod deosebit.

Autorul aduce mulțumiri tov.prof.dr.ing.Eugen Pop șeful catedrei de Electronică Aplicată, care a inițiat încă din 1975 și a urmărit cu atenție eforturile efectuate în direcția realizării de aparatură electronică pentru emisie acustică, eforturi concretizate în această teză de doctorat.

Adresez mulțumiri membrilor colectivului de geomecanică minieră a Institutului de Cercetări și Inginerie Tehnologică pentru Mine de Lignit (ICITMPL) - Craiova, secția a II-a București, în special tov.ing.Dionisie Fotă și ing.Petre Marin pentru colaborarea fructuoasă a cărei rod este și această lucrare, pentru discuțiile competente și sugestiile primite continuu.

Mulțumesc tov.ing.Octavian Bran de la "Electrotimiș" - Timișoara pentru sprijinul acordat la elaborarea și rularea programelor și colegelor Verinica Keller și Elena Maghețiu care au contribuit la aducerea tezei într-o formă grafică corespunzătoare.

C U P R I N S

pag.

INTRODUCERE

Cap.1. EMISIA ACUSTICA - METODA DE TESTARE NEDISTRUCTIVA

A STABILITATII STRUCTURILOR MECANICE	1
1.1. Mecanisme de generare a emisiei acustice . . .	1
1.1.1. Definiție și clasificare	1
1.1.2. Emisia acustică continuă și efectul Kaiser .	2
1.1.3. Emisia acustică de tip impulsiv	4
1.2. Propagarea undelor elastice de emisie acustică	5
1.2.1. Unde de volum de tip P și S	6
1.2.2. Propagarea emisiei acustice sub forma de unde elastice de suprafață	7
1.2.3. Influența mediului de propagare	9
1.3. Traductoare de emisie acustică	9
1.3.1. Traductoare de emisie acustică utilizate în structuri geologice	10
1.3.2. Traductoare de emisie acustică de înaltă frecvență	12
1.4. Măsurarea semnalelor de emisie acustică	13
1.4.1. Măsurători directe asupra semnalului de emisie acustică	14
1.4.2. Măsurări complexe ale semnalului de emisie acustică	17
1.5. Realizări în domeniul aparatului electronic de emisie acustică	20
1.5.1. Caracteristici ale aparatului electronic de emisie acustică	20
1.5.2. Modalități de prelucrare ale semnalului de emisie acustică	24
1.5.3. Implementarea calculatoarelor în sistemele electronice de emisie acustică	26
1.6. Aspecte ale aplicării emisiei acustice în practică	28
1.6.1. Aplicațiile emisiei acustice în studiul ma- terialelor	29
1.6.2. Aplicații industriale ale emisiei acustice	30
1.6.3. Aplicațiile emisiei acustice în geomecanica minieră	31

	pag.
1.7. Concluzii	33
Cap.2. CARACTERISTICI ALE SEMNALULUI DE EMISIE ACUSTICA RECEPTIONAT DIN STRUCTURI GEOLOGICE	35
2.1. Mecanisme de producere a vibrațiilor acustice în roci	35
2.1.1. Aspecte generale ale emisiei de sunete datorate fracturii rocilor	35
2.1.2. Modele heuristice pentru sunete de mare in- tensitate datorate fracturării	38
2.1.3. Vibrații provocate de ruperea rocilor	41
2.1.4. Mecanisme speciale de producere a sunetelor	41
2.2. Modelarea semnalului de emisie acustică recep- ționat	42
2.2.1. Propagarea emisiei acustice într-un mediu perfect elastic	42
2.2.2. Propagarea undelor de emisie acustică prin medii absorbente	47
2.2.3. Deplasarea aparentă a frecvenței semnalului de emisie acustică	49
2.2.4. Determinarea domeniului de detecție a emisiei acustice	51
2.2.5. Particularități ale propagării undelor elas- tice ce influențează forme semnalului recep- ționat	55
2.3. Abordarea statistică a fenomenului de emisie acustică	58
2.3.1. Definirea parametrilor statisticii globale și procesului de emisie acustică	58
2.3.2. Ipoteza Poisson asupra numărului evenimente- lor de emisie acustică	61
2.3.3. Ipoteze privind distribuția amplitudinii semnalelor de emisie acustică	62
2.5. Concluzii	64
Cap.3. Detecția și estimarea parametrilor semnalului de emisie acustică singular	67
3.1. Necesitatea aplicării principiilor teoriei in- formației la prelucrarea semnalului de emisie acustică	67
3.2. Stabilirea structurii și performanțelor detec- torilor de emisie acustică	68

	pag.
3.2.1. Receptoare cu filtru adaptat	68
3.2.2. Studiul receptoarelor uzuale de emisie acustică	75
3.2.3. Discriminarea în durată a semnalului de emisie acustică	81
3.2.4. Detecția energetică a emisie acustice	83
3.3. Evaluarea amplitudinii impulsurilor de emisie acustică	87
3.3.1. Stabilirea structurii receptorului estimator	87
3.3.2. Influența variației formei semnalului asupra preciziei de estimare a amplitudinii sale	89
3.3.3. Influența caracteristicilor fluxului de im- pulsuri asupra evaluării amplitudinii impul- sului singular	90
3.3.4. Determinarea caracteristicilor optime ale re- ceptorului în cazul evaluării amplitudinii pe fondul fluxului de impulsuri	93
3.4. Evaluarea timpului de sosire a impulsurilor de emisie acustică	95
3.4.1. Determinarea optimală a timpului de sosire	96
3.4.2. Determinarea cu prag fix a timpului de so- sire	97
3.4.3. Metode de determinare a timpului de sosire cu prag dublu	100
3.4.4. Determinarea prin corelație a diferențelor de timp de sosire	102
3.5. Concluzii	104
Cap.4. LOCALIZAREA SPATIALA A SURSELOR DE EMISIE ACUSTICA	107
4.1. Introducere	107
4.2. Metode de discriminare spațială	108
4.3. Metode de localizare geometrică	109
4.3.1. Metoda Inglate	109
4.3.2. Metode de localizare seismică	111
4.4. Metode de localizare ce utilizează tehnici de estimare	114
4.4.1. Localizare prin metode celor mai mici pătre- te	114
4.4.2. Metodă de localizare iterativă	116
4.4.3. Localizare geometric iterativă	120
4.5. Detecția evenimentelor de emisie acustică într-un sistem cu mai multe traductoare	123
4.6. Concluzii	129

	pag.
Cap.5. SISTEMUL DE DETECTIE SI INREGISTRARE A EVENIMENTELOR	
DE EMISIE ACUSTICA	132
5.1. Introducere. Considerații de proiectare	132
5.2. Descrierea sistemului	133
5.2.1. Schema bloc	134
5.2.2. Dezvoltări ulterioare ale sistemului	136
5.3. Blocuri electronice de prelucrare analogică ale semnalului de emisie acustică	138
5.3.1. Traductorul și preamplificatorul	141
5.3.2. Canelul de amplificare	143
5.3.3. Etajul discriminator în amplitudine	143
5.3.4. Detector energetic a semnalelor de emisie acustică	145
5.3.5. Discriminatorul în durată	151
5.4. Sistemul de teletransmisie a informației mi- croseismice	151
5.4.1. Sistemul de transmisie post central - post satelit	152
5.4.2. Sistemul de transmisie post satelit - post central	152
5.4.3. Schema bloc a postului satelit	153
5.4.4. Schema bloc a postului central	154
5.5. Aplicații ale sistemului	155
5.5.1. Studii de laborator	156
5.5.2. Experimente în teren	158
5.6. Concluzii	161
Cap.6. ELEMENTE ALE UNUI SISTEM PERFECTIONAT DE SUPRAVIZ- HERE MICROSEISMICA	163
6.1. Configurația generală a sistemului	163
6.2. Blocuri de măsurare a parametrilor semnalului analogic	166
6.2.1. Blocul de detecție și măsurare a amplitudi- nii - BDMA	166
6.2.2. Blocul de măsurări temporale - BMT	170
6.2.3. Blocul de conversie numerică BCN	173
6.3. Pachet de programe de localizare a evenimen- telor de emisie acustică	175
6.3.1. Subrutina BLAKE	175

	pag.
6.3.2. Subrutinele GANEW și GEOMIT	176
6.3.3. Programul LOCAL de evaluare a calității unui sistem de localizare și comparare a performanțelor metodelor de localizare . .	177
6.3.4. Studiul comparativ al performanțelor meto- delor de localizare	180
Cap.7. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII	184
7.1. Concluzii și direcții de cercetare în continuare	184
7.2. Contribuții	187
ANEXA I - Bibliografie	A1
ANEXA II - Programul LOCAL	A14

INTRODUCERE

Emisia acustică este o metodă relativ nouă de testare și supraveghere nedistructivă a integrității structurilor mecanice supuse solicitărilor. Gama largă de aplicații potențiale ale metodei a condus la dezvoltarea unor cercetări pluri- și interdisciplinare pe baza cărora s-au realizat progrese remarcabile în aplicarea metodei în practică.

S-au remarcat, în acest cadru, eforturile întreprinse în direcția realizării unei imagini corecte a fenomenului, a unor modele adecvate ale acestuia, a stabilirii unor corelații între formele de manifestare ale fenomenului și procesele mecanice care au loc în corpul solicitat. Aparatura electronică dedicată fenomenului și metodei de emisie acustică realizată pe baza acestor cercetări reprezintă pe de o parte un instrument de lucru prețios în direcția îmbogățirii cunoștințelor în domeniu iar pe de altă parte permite extinderea aplicațiilor practice ale metodei.

Necesitatea evitării accidentelor determinate de prăbușirea taluzelor în exploatarea miniere de suprafață a impus ideea utilizării metodei emisiei acustice la supravegherea acestora. Pornind de la această idee, au debutat în anul 1976 cercetările în această direcție în cadrul unui colectiv mixt constituit din cadre didactice de la Institutul Politehnic "Traian Vuia" din Timișoara, Catedra de Electronică Aplicată și specialiști în geomecanică minieră de la ICITPLCIM-Deva (actualmente ICITPML-Craiova) secția a II-a București. Acestea s-au concretizat prin realizarea pentru prima dată în țară, la Timișoara, a unei aparaturi electronice destinată recepționării, detectării și înregistrării semnalelor de emisie acustică din structuri geologice.

Prezenta teză de doctorat își propune îmbunătățirea performanțelor aparaturii electronice de emisie acustică pornind de la cunoașterea caracteristicilor semnalului util, a modalităților sale de manifestare de la considerarea condițiilor reale în care are loc producerea fenomenului. În literatura de specialitate această problemă, deosebit de importantă, este tratată sumar, empiric, de unde rezultă o serie de limitări. Preocupările autorului au fost orientate în direcția stabilirii unor modalități optime de măsurare a semnalelor de emisie acustică și de caracte-

rizare a fenomenului pornind de la aceste semnale. O serie de rezultate obținute au fost aplicate cu succes la realizarea aparatului electronic de emisie acustică, altele pot constitui suportul unor realizări viitoare.

Teza de doctorat cuprinde 7 capitole, două anexe cu o listă bibliografică cu 175 titluri.

Pe baza unei bibliografii ample, în capitolul 1 se face o trecere în revistă a cunoștințelor acumulate privind caracteristicile semnalului de emisie acustică a modului în care fenomenele mecanice din corpul solicitat le determină, a procedurilor utilizate în prezent la măsurarea parametrilor acestui semnal. Rezultă ideea că stabilirea gradului de solicitare a unei structuri mecanice prin emisie acustică este o problemă care ține atât de metodele de caracterizare cât și de aparatul electronic utilizat.

În capitolul 2 este dezvoltat un model al semnalului de emisie acustică așa cum este recepționat acesta din structuri geologice. Sînt relevate influențele pe care le au asupra formei și amplitudinii semnalului, tipul și dimensiunile defectului din materialul geologic, distanța pe care se propagă unda acustică, precum și calitățile acustice ale mediului geologic în care se propagă unda. Se obține, astfel, o descriere a semnalului de emisie acustică printr-o sinusoidă amortizată, element important în dimensionarea canalelor de amplificare și detecție a semnalului util. De asemenea, în funcție de frecvența semnalelor recepționate de transductorul de emisie acustică, se stabilesc, pe baza modelului propus, distanțele maxime între sursă și transductor care permit recepția corectă a semnalului de emisie acustică. Aceste valori concordă satisfăcător cu cele determinate experimental și raportate în literatură.

Tot în capitolul 2 se face un studiu al caracteristicilor statistice ale semnalului de emisie acustică. Analiza efectuată evidențiază caracterul poissonian al fluxului de impulsuri recepționat. Pentru amplitudinile acestor impulsuri este propus modelul unei legi de putere.

Capitolul 3 tratează problema detecției și măsurării parametrilor semnalului de emisie acustică și stabilește modalitățile optime de prelucrare ale acestui semnal. Se stabilesc, astfel, printr-o tratare originală, performanțele metodei uzuale de detecție a semnalului de emisie acustic ce constă în compararea

nivelului semnalului recepționat cu un prag fix sau determinat de zgomotul de tip continuu de pe canal. Rezultatele obținute permit dimensionarea optimă a parametrilor unui canal electronic de amplificare, filtrare și detecție a semnalului de emisie acustică. În continuare sînt propuse două noi modalități de detecție care țin cont atît de diversitatea formelor în care se prezintă semnalul util cît și de condițiile specifice în care are loc recepția acestuia. Este vorba de detecția după energie și durată a impulsurilor de emisie acustică proceduri a căror performanțe relevă o mare robustețe la variațiile formei semnalului și a nivelului zgomotului de tip continuu.

Doi parametri ai semnalelor de emisie acustică se dovedesc importanți pentru realizarea unei imagini asupra fenomenelor de deformare care se produc în corpul solid : amplitudinea impulsurilor recepționate și timpul de sosire a undei acustice la traductor. Primul oferă o imagine cantitativă asupra mărimii deformațiilor, cel de-al doilea servește, într-un sistem de supraveghere multitractor, la localizarea zonei în care s-a produs evenimentul de emisie acustică. În lucrare se stabilesc efectele pe care le-au asupra măsurării acestor parametri condițiile reale în care acestea se efectuează, determinîndu-se modalitățile optime de realizare ale acestor operațiuni. Se propune, de asemenea, utilizarea la măsurarea timpului de sosire a undei la traductor a metodei de măsurare cu dublul prag care asigură, conform analizei efectuate în lucrare, o precizie superioară față de procedura uzuală de măsurare a acestui parametru.

Capitolul 4 este consacrat metodelor utilizate la determinarea coordonatelor sursei de emisie acustice pornind de la diferențele de timpi de sosire a semnalului acustic la traductoarele unui sistem electronic multicanal de supraveghere. După ce se prezintă metodele de localizare cunoscute din literatură se propune o nouă metodă de calcul, denumită geometric-iterativă, ce îmbină, cu distincte avantaje, calitățile metodelor de localizare anterior cunoscute.

Detecția semnalelor utile de emisie acustică se face la un nivel superior într-un sistem electronic multicanal prevăzut cu facilități de localizare a sursei semnalului. Pe baza studiului întreprins în lucrare se stabilesc condițiile optime de funcționare ale unui astfel de sistem.

În capitolul 5 al lucrării este descrisă aparatura electronică de detecție și înregistrare a semnalului de emisie acustică

realizată de autor. Sistemul realizat permite efectuarea unei supravegheri de durată pe lo canale a activității de emisie acustică într-o structură geologică. El implementează unele din modalitățile perfecționate de detecție a semnalului util prezentate în capitolul 3 : detecția cu prag variabil determinat de nivelul zgomotului continuu, detecția temporală și detecția energetică, asigurându-se astfel o bună imunitate a detecției față de diversele zgomote prezente pe canal.

O creștere a aplicabilității sistemului s-a obținut prin realizarea unor blocuri independente, alimentate cu acumulatori ce au sarcina să recepționeze semnalele de emisie acustică din zona în care sînt instalate, transmițînd informația utilă sistemului central prin intermediul radiotelefonului. Această realizare, deosebit de utilă în condițiile concrete ale unei exploatări miniere de suprafață, are meritul de a fi precedat realizări similare obținute pe plan mondial.

Aparatura electronică realizată a fost utilizată la efectuarea în țară a primelor cercetări în domeniul emisiei acustice de către specialiști de la ICITPLCIM-Deva. O parte din rezultatele obținute în laborator și în carierele Călimanul Românesc și Anăna sînt prezentate în lucrare. Ele demonstrează calitățile aparatului realizate.

Pe baza experienței cîștigate la realizarea sistemului cu lo canale de emisie acustică și a rezultatelor teoretice obținute, în capitolul 6 se propune o structură perfecționată de sistem multicanal de detecție și localizare a evenimentelor de emisie acustică. Aceasta, asigură prin încorporarea tehnicii de calcul, în structura sa, o caracterizare exactă a fenomenului. Dintre elementele acestui sistem s-a experimentat blocul de detecție și măsurare a amplitudinii (BDMA) care asigură detecția semnalului util după toate procedurile discutate în lucrare, măsurarea amplitudinii, duratei și timpului de sosire a impulsului de emisie acustică. S-au implementat, de asemenea, în limbajul FORTRAN IV programe de localizare a sursei de emisie acustică după toate metodele prezentate în capitolul 4 precum și un program de simulare a condițiilor reale de funcționare a unui sistem de localizare, programul LOCAL . Acest program a fost utilizat în scopul verificării comparative a performanțelor celor 4 metode de localizare utilizate, evidențiindu-se astfel calitățile deosebite ale metodei geometrice iterative propuse de autor.

Ultimul capitol conține concluziile și contribuțiile autorului.

Capitolul 1

ELISIA ACUSTICA - METODA DE TESTARE NEDISTRUCTIVA A STABILITATII STRUCTURILOR MECANICE

1.1. Mecanisme de generare a emisiei acustice

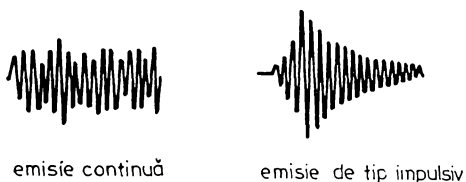
1.1.1. Definitie si clasificare

Se desemnează prin termenul de emisie acustică, EA, fenomenul prin care se generează unde elastice într-un solid în urma producerii de modificări în starea energetică a acestuia. Aceste modificări ale stării energetice sînt datorate forțelor de tensiune internă ale corpului și se manifestă prin procese de degajare de energie. Emisia acustică însoțește toate procesele de deformare ale unui solid începînd cu curgerea plastică și sfîrșind cu fracturarea și prin urmare semnalele de emisie acustică pot furniza informații importante privind integritatea și rezistența la solicitare a corpurilor solide.

Definiția dată include o gamă largă de fenomene care produc unde de natură acustică în corpuri solicitate (cutremure, fenomene microseismice, șocuri mecanice și vibrații, unde acustice generate produse de deformare) dar sistemele electronice de detecție și prelucrare a semnelor EA sînt dedicate numai unei părți restrînse din acest eveniment larg. Astfel sînt sisteme utilizate la detecția fenomenului microseismic precum și sisteme de detecție a semnelor acustice produse în structuri metalice solicitate. Deși principiile de prelucrare ale semnelor acustice în cele două tipuri de sisteme sînt similare totuși domeniile de frecvență în care se lucrează diferă mult. Avînd în vedere natura fenomenelor, mecanismele de generare precum și propagarea undelor acustice, fenomenele de EA ocupă un domeniu larg de frecvențe ($1 - 10^7$ Hz). În cazul EA în corpuri solide detecția se face la frecvențe superioare gamei audio ceea ce permite eliminarea zgomotului de fond foarte însemnat în aceste aplicații. În schimb semnalul detectat la frecvențe înalte este mult mai slab intrucît

stenuarea acestor frecvențe este mult mai mare. Această sbordare care a adus un important progres în aplicarea procedurilor de EA în structuri metalice nu a putut fi în schimb adoptată în cazul EA provenite din structuri geologice (microseisme). În acest caz distanța pe care se propagă undele elastice pînă la traductoare este cu un ordin sau două de mărime mai mare decît în primul caz (10 - 500) ceea ce face ca spectral semnalelor acustice recepționate să fie considerabil mai scăzut. În cazul fenomenelor microseismice mai intervine de altfel și tipul evenimentelor care prezintă interes și care se produc nu la nivel micro al structurii solide ci la un nivel macro. În consecință se utilizează domeniul de audiofrecvență pentru detecția microseismelor.

O primă clasificare a semnalelor de emisie acustică delimitează două categorii EA continuă și EA de tip impulsiv (fig. 1.1). Deși o distincție clară între cele două tipuri de semnale



nu se poate face, se admite că EA continuă apare în procese nedistructive iar emisia de tip impulsiv însoțește de regulă procesele de rupere și vestește atingerea valorilor limită de încărcare a solidului. Din punct de

Fig.1.1. Tipuri de semnale de emisie acustică

vedere fenomenologic EA continuă se prezintă ca un semnal staționar fenomenele impulsive remarcîndu-se printr-un caracter puternic nestaționar. Deci, în cazul EA continue informația este conținută în valoarea efectivă a semnalului recepționat precum și în gradul său de coerență. În ceea ce privește EA impulsivă un număr mult mai mare de parametri poartă informația utilă (amplitudinea impulsurilor, durată, timp de ridicare etc).

1.1.2. Emisie acustică continuă și efectul Kaiser

Avînd în vedere modul în care se manifestă EA continuă se poate face presupunerea că ea se datorează unui număr mare de evenimente elementare de energie mică. Acest fenomen a fost observat în procese de deformare care nu sînt însoțite de formarea de fisuri, procese care se datorează pe de o parte deformării elastice și plastice iar pe de altă parte transformărilor de tip

martenitic (fără difuzie) și se caracterizează prin modificarea volumului și deformarea solidului. Astfel de procese sînt :

- a) forfecarea internă prin deformarea materialului /KA-48/, /LI-73/;
- b) alunecarea la limita de intergranulație /FRY-75/;
- c) ruperea acumulărilor de dislocații datorită fixării corpului într-un punct /TA-62/;
- d) blocarea dislocațiilor și descompunerea acumulărilor de dislocații de dimensiuni critice /NA-68/, /BO-74/;
- e) procese electrochimice legate de degajarea de gaze în metale și dizolvarea acestora /BE-72/, /LI-68/. Aceste mecanisme de generare a KA de tip continuu nu acționează în genere individual ci ele se interpătrund și acționează simultan.

Analizînd mecanismele de producere a KA continue, Jones și Carpenter /JA-71/ constată că în toate cazurile la emiteres acestora iau parte numai dislocații mobile, cele imobile nemănfestîndu-se în mod evident. Această constatare a dus la concluzia existenței unei legături mutuale între intensitatea KA în deformarea plastică și viteze de variație a densității dislocațiilor mobile. De asemenea, din examinarea detaliată a energiei dislocațiilor generatoare de KA se evidențiază concluzia că energia eliberată prin dinamica dislocațiilor singulare nu provoacă unde elastice detectabile cu aparatură carentă. Aceste observații i-au condus pe autori la explicarea KA continue pe baza fenomenului de rupere multiplă a dislocațiilor.

Porînd de la considerente energetice apariția unui eveniment acustic detectabil se produce atunci cînd numărul rupturilor în volumul solidului este de ordinul a $10^5 - 10^6$. Drept urmare pentru ca emisia acustică să fie continuă este necesar ca să existe o interacțiune între ruperile izolate care are caracterul unui proces în avalanșă, așa cum se arată mai jos.

Prin ruperea unui segment izolat de dislocație din rețea se emite o undă elastică care la trecerea pe lîngă alte segmente de dislocație aflate într-o stare critică de tensionare produce ruperea acestor noi segmente. În consecință, undă elastică inițială este amplificată de noile ruperi provocînd în continuare ruperea unor noi segmente. Dar este necesară pentru emiteres unei unde elastice stimulate pe întregă suprafață de alunecare a solidului solicitat este de ordinul a 1 s, valoare confirmată experimental de frecvență oscilațiilor acustice emise.

Efectul Kaiser descoperit în 1950 de fizicianul german cu același nume /KA-50/ se dovedește util la studiul gradului de in-

tegritate a solidelor prin metode KA continue. Efectul constă în dispariția semnelor de KA la încărcări repetate ale corpului testat. Astfel, dacă la deformarea inițială a obiectului sînt generate semnale de KA, deformări ulterioare care nu depășesc nivelul stins de deformația inițială nu mai sînt însoțite de emisii acustice. Keluarea activității acustice se produce numai puțin înainte de stingerea nivelului inițial de încărcare, iar KA stinge valori semnificative numai după depășirea nivelului inițial /KA-81/.

Potrivit efectului Kaiser lucrurile se petrec ca și cum materialul ar memora sarcina la care a fost încărcat înainte. Persistența acestei memorii depinde atât de material cît și de modul în care a fost solicitat anterior. Ea este bună pentru metale, ciment, materiale plastice și, în general, nesemnificativă în roci și sol /KHA-75/.

Implicațiile efectului Kaiser privesc metodele practice de testare a integrității mecanice a corpurilor. O strategie des adoptată de testare a integrității unei structuri folosește încărcări de test repetate ale obiectului. Incărcerea inițială va deforma materialul la un nivel mai mare decît cel pe care structura îl suportă în funcționare normală. După o perioadă de funcționare corpul este din nou testat. Dacă defectele s-au propagat și extins în cursul funcționării normale, la această nouă încărcare se va genera emisie acustică, în caz contrar obiectul va fi "tăcut". Această metodă a fost aplicată cu succes la testarea recipientelor de presiune utilizate în energia nucleară /KA-72/, /BE-74/.

KA continuă are o gamă largă de aplicații dintre care amintim: /KA-80/: a) studiul proceselor de deformare elastică și plastică a materialelor ; b) definirea nivelului critic al tensiunii; c) studiul influenței prelucrării termice asupra structurii materialelor; d) studiul transformărilor de fază, cercetarea proceselor de coroziune; e) controlul straturilor și scopurilor protectoare de suprafață ; e) cercetarea proceselor de oboseală.

1.1.3. Emisia acustică de tip impulsiv

KA de tip impulsiv se manifestă sub forma unor evenimente acustice singulare de amplitudini mari. Semnelul acustic recepționat nu este nici continuu și nici staționar, fiind ^{impulsiv} singulare de radiofrecvență de amplitudini și frecvență de apariție

relativ aleatoare, el are în consecință un puternic caracter nestaționar.

Cauzele fizice ale apariției EA impulsive se pot stabili chiar din caracteristicile fenomenului. Ea presupune stragerea în procesul fizic de generare a unei părți însemnate din structura materialului, fapt caracteristic proceselor de apariție și creștere a fisurilor. Energia înglobată în undele elastice emise se datorează atât surselor externe de forțe ce deformează obiectul studiat cât și eliberării interne a acestuia prin transformarea energiei potențiale ca urmare a modificării stării fizice a corpurilor. Energia antrenază în astfel de procese depășește cu $10 - 14$ ordine de mărime energia semnalelor izolate de emisie continuă, ajungând până la valori de zecimi de Joule.

Procesul de creștere a fisurilor precede distrugerea catastrofală a structurii și are un caracter de salt, discret. Depășirea frontului fisurii se face cu viteze apropiate de viteza sunetului și se datorează unor procese de relaxare periodică a forțelor mecanice externe pe seama modificării câmpului de tensiuni interne. Refacerea răzădă a câmpului de tensiuni elastice în corp constituie sursa EA de tip impulsiv.

Intrucât perioade îndelungate de timp viteza de creștere a fisurilor este extrem de redusă (fracțiuni de milimetru pe minut), detecția EA în această perioadă este deosebit de importantă pentru prognozarea pe baze fizice a integrității structurale a corpului studiat. Din această observație rezultă puternicul avânt luat în ultimul deceniu de EA ca metoda de supraveghere a stabilității structurilor mecanice.

Aplicațiile EA impulsive sînt multiple /BA-80/ : a) prognozarea distrugerii elementelor construcțiilor ; b) studiul proceselor de deformare ; c) cercetarea și controlul proceselor de coroziune ; d) controlul rezistenței termice a materialelor ; e) controlul proceselor tehnologice (turnare, difuzie, călire, sudare) ; f) studiul și controlul proceselor de frecare ; g) cercetarea și controlul distrugerii la oboseală.

1.2. Propagarea undelor elastice de emisie acustică

Sursele de emisie acustică se comportă similar cu o antenă radio, mediul de propagare fiind în acest caz corpul solid supus testării, traductorii de emisie acustică plasați la li-

mitale geometrice ale acestuia constituind antenele de recepție. Problema propagării undelor de EA în mediu solid se tratează pe baza problemei mult mai generale a propagării undelor elastice sonore prin solide. Dacă semnalul captat de traductoare nu ar fi atenuat și distorsionat în urma propagării s-ar putea obține din forma și amplitudinea unei recepționate, informații utile privind tipul defectului în solid. Sarcina este complexă în condițiile reale în care semnalul recepționat este o însumare a unor reflexii multiple iar mediul de propagare are proprietăți dispersive în frecvență.

1.2.1. Unde de volum de tip P și S

În cazul general și idealizat al unei surse punctiforme situate într-un mediu infinit izotrop și elastic omogen, undele se vor propaga în două forme principale : ca unde longitudinale (de dilatare, compresiune, de tip P) și unde transversale (de alunecare, tăiere, de tip S). Figura 1.2 prezintă pachetele de undă emise de o sursă plană datorată unui proces de alunecare.

Mișcarea particulelor într-o undă longitudinală este paralelă cu direcția de propagare a undei și constă în compresii și rarefieri locale ale mediului. Undele transversale nu se pot

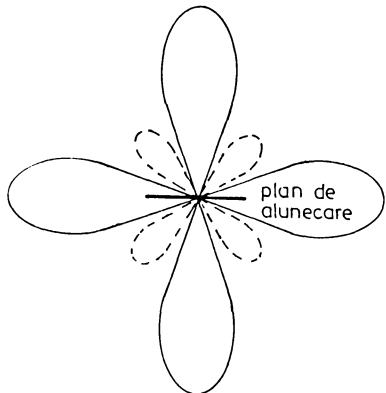


Fig.1.2. Suprafețe de undă datorate unei surse plane

a undelor transversale /BA-67/ :

$$c_L \approx \sqrt{\frac{E}{\rho}} ; \quad c_T \approx \sqrt{\frac{G}{\rho}} , \quad (1.1)$$

propaga în gaze și solide și sînt caracterizate prin mișcarea particulelor mediului perpendicular pe direcția de propagare a undei. Cele două tipuri de unde sînt prezentate în fig. 1.3.

Vitezele celor două tipuri de unde depind de proprietățile mediului în care se propagă. În general valorile sînt diferite, viteza undelor longitudinale fiind mai mare decît cea

unde c_L - viteza undelor longitudinale, c_T - viteza undelor transversale, E - modul de elasticitate longitudinal, G - modul de elasticitate transversal, ρ - densitatea mediului. Făcînd abstracție de fenomenele de dispersie și atenuare inerente propagării undelor elastice, vitezele diferite a celor două tipuri de unde fac ca ele să ajungă la momente diferite de timp la traduc-

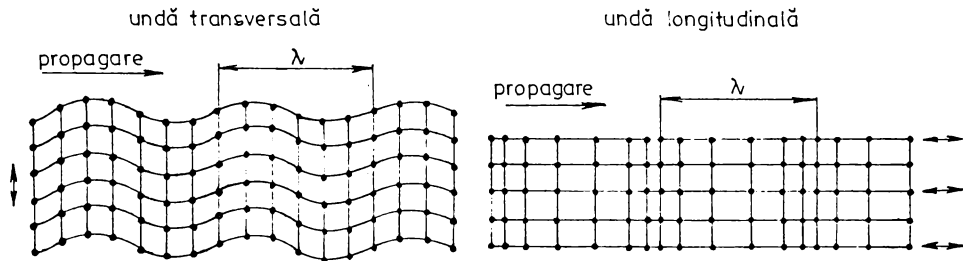


Fig.1.3. Moduri principale de propagare a undelor acustice într-un solid

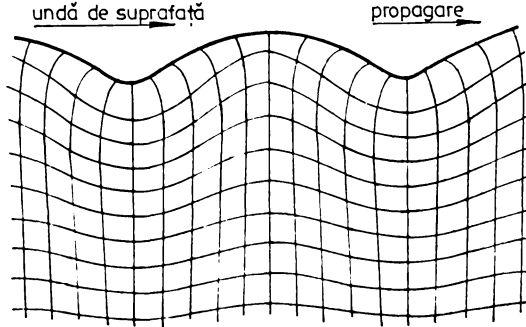
tori, determinînd micșorarea eficienței detecției.

Propagarea undelor elastice de EA prin unde de tip P și S se face doar în situațiile în care sînt verificate ipotezele privind dimensiunile mari ale corpului testat în comparație cu lungimea de undă a undelor emise. Pentru ca efectul undelor de volum să fie maxim la traductor, minimizînd efectul undelor de suprafață, traductorul trebuie introdus în corpul studiat așa cum se procedează în cazul activității microseismice în structuri geologice cînd traductorul este îngropat în pămînt. În cazurile în care dimensiunile corpului sînt limitate (structuri metalice, probe supuse la încercări mecanice, etc.) iar traductorul este instalat pe suprafața obiectului, esențiale pentru transmiterea undelor elastice de EA devin undele de suprafață (Rayleigh, Love, Lamb).

1.2.2. Propagarea emisiei acustice sub formă de unde elastice de suprafață

În corpurile solide de dimensiuni limitate undele longitudinale și transversale se combină în apropierea suprafeței corpului dînd naștere la unde de suprafață de tip Rayleigh. Din figura 1.4 se remarcă faptul că mișcarea particulelor nu este

nici longitudinală nici transversală ci eliptică /RI-81/. Undele Rayleigh nu sînt supuse fenomenului de dispersie iar viteza lor c_R este mai mică decît cea a undelor elastice de volum de tip P sau S /BA-67/ :



$$c_R \approx 0,9 \sqrt{\frac{G}{\rho}} \quad (1.2)$$

După cum se remarcă în lucrarea /LI-79/ atenuarea undelor de suprafață este mai mică comparativ cu atenuarea undelor de volum. Atenuarea undelor de volum se face cu raportul l/D unde D este distanța de la sursă pe cînd

Fig.1.4. Propagarea undelor de suprafață tip Rayleigh

la undele de suprafață raportul este $1/\sqrt{D}$.

Intr-un mediu limitat de două suprafețe, de exemplu o placă, cuplarea undelor longitudinale și transversale la suprafață duce la apariția undelor de placă sau Lamb. Apariția acestui mod de propagare are loc atunci cînd grosimea plăcii este comparabilă cu lungimea de undă. Undele Lamb entrenează particulele într-o mișcare eliptică într-un plan perpendicular pe direcția de propagare. Sînt două moduri principale de propagare a undelor Lamb (v.fig.1.5) : modul simetric și cel asimetric. În primul caz particulele din mijlocul plăcii au o mișcare longitudinală, în al doilea mișcarea este transversală.

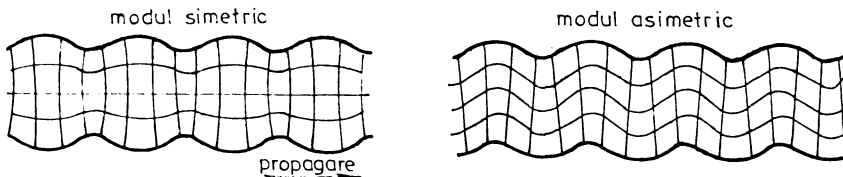


Fig.1.5. Propagarea undelor Lamb (de placă).

Pe măsură ce lungimile de undă λ_L devin mai mici în raport cu grosimea d a plăcii, devine posibilă propagarea prin placă a unor moduri simetrice și asimetrice de ordin mai mare. Fiecare mod are o viteză caracteristică de grup ce depinde de grosimea plăcii /VI-67/, așa cum se arată în fig.1.6. Drept semnălu receptionat de traductor este o combinație de mai multe

moduri ceea ce determină dispersia în frecvență a acestuia.

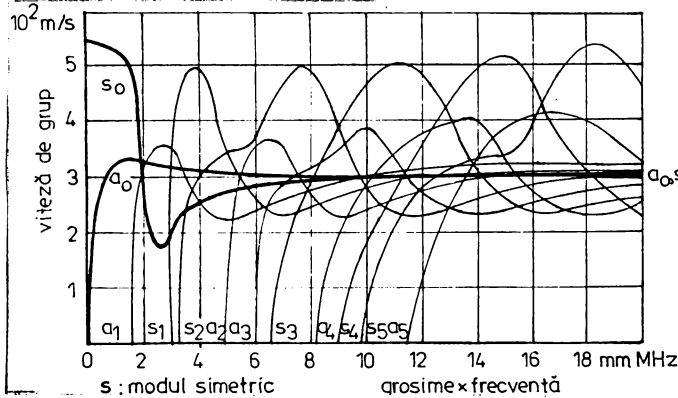


Fig.1.6. Moduri ale undelor Lamb într-o placă de oțel

Fig.1.6 evidențiază și faptul că odată cu creșterea frecvenței sau a grosimii plăcii vitezele de grup ale diverselor moduri de unde Lamb tind spre viteza undei Rayleigh. De asemenea, la frecvențe joase apar numai componentele fundamentale s_0 și a_0 .

1.2.4. Influența mediului de propagare

Presupunerea acceptată pînă în acest moment este că mediul în care se propagă undele elastice este omogen și izotrop. Aceste condiții nu sînt în general respectate în situațiile practice, ceea ce determină apariția de distorsiuni importante la recepția semnalului de KA.

Astfel limitele de granulație, microcrăpăturile și incluziunile în mediu provoacă reflexii și difracții ale undelor elastice. Frontul de undă este distorsionat la trecerea sa peste diferitele neomogenități ale mediului. Eventuale anizotropie cauzează deformarea pachetului de unde sferice, de exemplu într-unul eliptic, ca urmare a vitezelor diferite de propagare a undelor pe diverse direcții.

Atunci cînd nu este necesară localizarea surselor de KA aceste efecte nu afectează în mod major detecția. Dacă în schimb se urmărește determinarea coordonatelor surselor de KA dispersia undelor, diverselor reflexii și refracții pe limitele geometrice ale obiectului studiat sau pe defectele sale interne constituie o sursă importantă de erori.

1.3. Traductoare de emisie acustică

O verigă esențială a lanțului de culegere și prelucrare a semnalelor de KA îl reprezintă traductorul. El trebuie să transforme unda acustică incidentă pe suprafața sa activă cu

ună sensibilizat și fără distorsiuni într-un semnal electric. Având în vedere caracterul impulsiv al EA, ceea ce determină un spectru larg de frecvențe ($10 - 10^7$ kHz), ideal, caracteristica de frecvență trebuie să fie plată pe un domeniu de frecvență cât mai larg. O altă caracteristică a traductorului ideal este determinată de caracterul complex al propagării undelor acustice printr-un solid. Acesta ar trebui să răspundă identic indiferent de direcția pe care se propagă undele sau de tipul acestora.

În practică există o delimitare netă între traductoarele de EA utilizate în structuri geologice și cele care se folosesc la detecția EA în structuri mecanice, mașini, utilaje. În primul caz având în vedere fenomenul de dispersie ce determină scăderea frecvenței centrale a pachetului de unde elastice /AA-69/, /HO-81/, banda de frecvență a undelor ajunse la receptor este aproximativ $100 \text{ Hz} - 10 \text{ kHz}$. Se folosesc în acest caz traductoare obișnuite de vibrații: geofone electromagnetice (sensibile la viteză) /AA-75/, /GO-78/ și accelereometre piezoelectrice /AA-75/, /HO-81/.

În cazul EA în structuri mecanice banda semnalului util este mult mai largă, până la câțiva kHz /FO-75/, /BA-80/. Se urmărește de asemenea, întrucât amplitudinea semnalului util este redusă, reducerea zgomotelor perturbatoare de joasă frecvență. Banda de frecvență utilizată este $100 - 1000 \text{ kHz}$. Se utilizează traductoare speciale piezoelectrice ce lucrează pentru o sensibilitate mai mare, la rezonanță /AC-74/, /MI-79/, /BA-80/.

S-au utilizat, de multe ori cu rezultate remarcabile și alte metode de detecție a semnalelor de EA : metode capacitive /Bhb-75/, /ON-79/, metode electromagnetice /AA-75/, metode optice /FA-77/, /BA-80/. Totuși, complexitatea acestor metode, comparativ cu ușurința utilizării traductoarelor piezoelectrice, a limitat folosirea lor.

1.3.1. Traductoare de EA utilizate în structuri geologice

Detecția semnalelor de EA în structuri geologice se face cu traductoare obișnuite de vibrații. Alegerea tipului de transductor folosit, electromagnetic sau piezoelectric, se face potrivit aplicației considerate. Se are în vedere faptul că traductoarele electromagnetice furnizează un semnal electric proporțional cu viteza undelor elastice iar cele piezoelectrice cu accelerația lor. Deși, în practică sînt viteza cât și accelerația sînt folosite la măsurarea vibrațiilor, traductoarele acceleraționale

sînt preferate la detecția microseismelor deoarece comportarea lor mai bună în înaltă frecvență produce distorsiuni mai scăzute la detecția impulsurilor de EA.

Comparativ, în figura 1.7 sînt reprezentate răspunsul unui accelorometru și a unui traductor de viteză, la un semnal ipotetic de EA de 1 kHz /GO-78/. Se observă că traductorul de accelerație răspunde cu aproximativ 60% mai bine decît cel de viteză, ceea ce face ca primul tip de traductor, avînd un timp de creștere mai scurt să localizeze mai precis în timp impulsul. El este, prin urmare, mai convenabil în aplicațiile ce presupun localizarea surselor de EA.

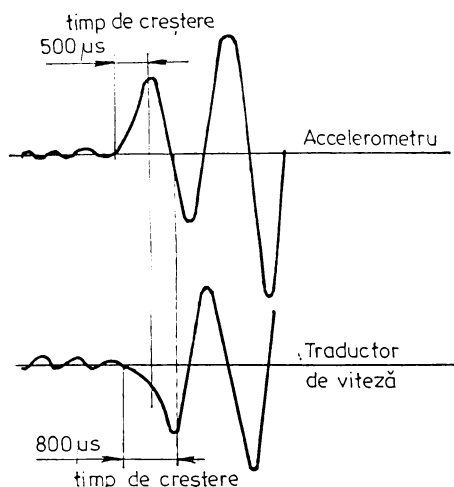


Fig.1.7.Răspunsul a două tipuri de traductoare la un semnal ipotetic de EA

În figura 1.8 sînt prezentate două modalități tipice de realizare a accelorometrelor piezoelectrice.

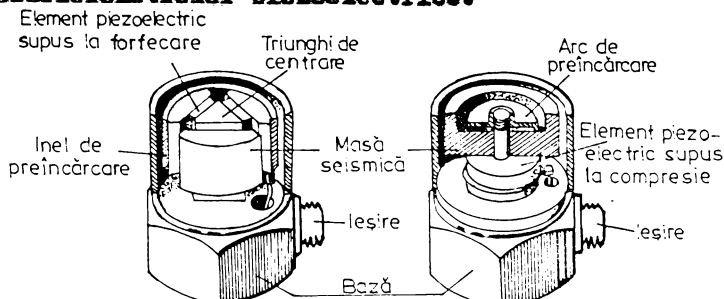


Fig.1.8.Două configurații tipice de accelorometre piezoelectrice

Caracteristica de frecvență tipică a unui accelorometru piezoelectric este reprezentată în fig.1.9. Este evident că gama de frecvențe utilizată este limitată de frecvența naturală de rezonanță a traductorului (tipic 30 kHz dar putînd atinge pentru traductoare de masă redusă 180 kHz). Frecvența limită inferioară este

determinată de doi factori. Primul este frecvența trece-jos a preamplificatorului asociat ceea ce nu crează de obicei probleme, fiind sub 1 Hz. Al

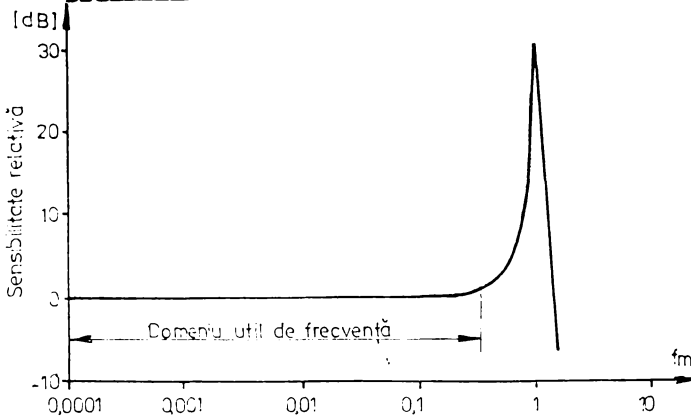


Fig.1.9. Caracteristica de frecvență a unui accelerometru piezoelectric

doilea factor se determină fluctuațiilor temperaturii ambiante.

Deși accelerometrele piezoelectrice sînt concepute astfel încît axa sensibilității maxime să fie perpendiculară pe baza traductorului o carecare sensibilitate transversală a acestuia persistă totuși.

În consecință răspunsul electric a acestuia va fi maxim, dacă oscilațiile mediului sînt perpendiculare și neglijabil în caz contrar. Deci, răspunsul va fi diferit potrivit tipului de unde care ating suprafața activă a traductorului. La detecția EA sînt de preferat traductoare cu o bună sensibilitate pe toate direcțiile /GO-78/.

1.3.2. Traductoare de EA de înaltă frecvență

Traductoarele cel mai frecvent utilizate în înaltă frecvență la detecția semnalelor de EA în structuri metalice sînt realizate din materiale ceramice piezoelectrice din familia titanatului zirconat de plumb (PZT). Aceste ceramici sînt produse prin sinterizarea materialului ferroelectric și polarizarea acestuia într-un câmp electric de mare intensitate.

Aceste traductoare se comportă în frecvență ca un circuit acordat, frecvența de rezonanță fiind determinată printre altele de geometria traductorului și a materialului pe care traductorul este montat. Dacă circuitul electronic de amplificare este acordat pe una din frecvențele de rezonanță ale traductorului, se obține sensibilitatea ridicată necesară la detecția semnalelor de EA de amplitudine scăzută. Este adevărat că, în aceste condiții forma semnalului electric de ieșire al traductorului este departe de cel al semnalului de EA ce excită traductorul.

1.4. Măsurarea semnalelor de emisie acustică . .

Scopul final al măsurării semnalelor de EA constă în formularea unor aprecieri privind integritatea fizică a structurii studiate. Din păcate, simpla măsurare a parametrilor semnalului electric furnizat de traductor nu este relevantă.

Pe de o parte, la formarea semnalului de EA contribuie, pe lângă surse de semnal, o serie de alți factori. În primul rând este structura studiată, mediu de propagare a undelor elastice, care modifică esențial prin dispersie, atenuare, reflexii și refracții caracteristicile semnalului inițial. Apoi sînt chiar caracteristicile traductorului utilizat și modul în care se realizează cuplarea sa cu mediul de propagare.

Pe de altă parte, interpretarea datelor culese este o etapă obligatorie. Ea nu se face în mod absolut pornind direct de la valorile măsurate, ci relativ prin compararea acestora cu datele culese în experimente pe configurații similare, sau cu datele culese anterior pe aceeași structură /BA-75/, /PO-77/. Dacă parametrul sau parametri urmăriți suferă o modificare bruscă se poate trage concluzia că în starea structurii studiate s-au produs modificări importante. Pentru că natura semnalelor măsurate este profund aleatoare și pentru a putea caracteriza corect tendințele reale de variație a acestora se folosesc metode de prelucrare statistică a rezultatelor măsurărilor /BA-801/, /BA-802/, /CA-84/.

O importanță deosebită asupra gradului de informație obținut prin măsurătoare îl are complexitatea sistemului de măsură. Astfel un sistem de măsură de EA multicanal (cu mai multe traductoare) va putea să localizeze surse unui semnal de EA. În aceste condiții poate fi evaluată mărimea relativă a evenimentului corespunzător utilizînd și amplitudinea semnalului recepționat /BLA-75/. Acest lucru nu va putea fi realizat dacă se dispune de un singur canal pentru recepție EA. De asemenea, prezentarea statistică a rezultatelor măsurărilor necesită cuplarea speratului de măsurare la un calculator specializat, ceea ce determină creșterea importanță a calității rezultatelor.

Dacă domeniile de frecvență utilizate pentru detecție EA în structuri metalice și geologice diferă, în schimb metodele de măsurare aplicate în cele domenii coincid ceea ce are drept rezultat transferul speraturii, a rezultatelor dintr-un domeniu în altul /PO-75/.

1.4.1. Măsurători directe asupra semnalului de emisie acustică

Parametrii semnalului de EA măsurați depind de tipul semnalului. In cazul semnalelor de EA continuă care se prezintă sub forma unui semnal electric cvasistacionar /STA-77/, /OH-79/ parametrul care interesează este valoarea efectivă a semnalului, definită, în situația în care valoarea medie este nulă prin relația /KHO-80/ :

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}, \quad (1.2)$$

unde V_{ef} reprezintă valoarea efectivă a semnalului, $v(t)$ - valoarea sa momentană iar T - durata intervalului de măsurare. Deși reprezintă o mărime statistică, valoarea efectivă se măsoară comod utilizând un voltmetru de valori efective, RMS (root-mean square) voltmeter. /LI-79/, /DU-82/. Se folosesc și alți parametri de natură statistică pentru a caracteriza EA continuă (de exemplu distribuția de probabilitate a valorii momentane a semnalului /PO-80/) care se vor prezenta în paragraful următor.

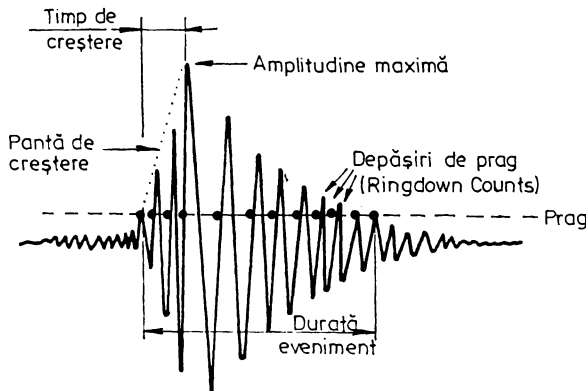


Fig.1.10. Parametri utilizați la caracterizarea evenimentului singular de EA

Caracterizarea primară a EA de tip impulsiv se face pornind de la parametrul de amplitudine și temporal al impulsului singular de EA /Lb-79/ /KO-82/, prezentați în fig.1.10.

Principalul parametru ce caracterizează intensitatea EA îl reprezintă amplitudinea maximă a impulsului de EA. Mai complexă, în

schimb mai exactă este, măsurarea energiei semnalului de EA care se face potrivit relației /LA-81/ :

$$h = \int_{t_1}^{t_1 + \Delta t} v^2(t) dt, \quad (1.3)$$

unde t_1 reprezintă momentul apariției impulsului, iar Δt dura-

te sa. În general, în cazul KA de înaltă frecvență, utilizarea traductoarelor rezonante face ca toate impulsurile de KA să aibă aceeași formă, ceea ce are drept consecință existența unei bune proporționalități între pătratul amplitudinii și energie /PO-73/, /PO-80/.

Datorită dificultăților ce se ivesc în măsurarea acestor doi parametri, ce presupune mai ales în înaltă frecvență utilizarea unei aparaturi electronice sofisticate, cea mai răspândită metodă de caracterizare este cea denumită ring down counting. /PO-75/, /LE-79/. Ea constă în numărarea depășirilor unei valori de prag de către semnalul de KA. Pragul se alege astfel încât să se elimine efectul zgomotului. Măsurarea acestui parametru se face utilizând o aparatură electronică relativ simplă. Dacă se acceptă presupunerea că toate semnalele de KA au aceeași formă și aceeași frecvență, există o legătură între ring down counting și energia semnalului care permite realizarea comodă a însumării efectelor evenimentelor individuale pe o durată mai mare ; o măsură mult mai exactă a activității de KA. Astfel, se aproximează ca în /HA-73/, /BA-80/ răspunsul traductorului, fig.1.11, la un semnal util de KA prin :

$$v(t) = V_k \cdot e^{-t/T} \sin \omega_0 t, \quad (1.4)$$

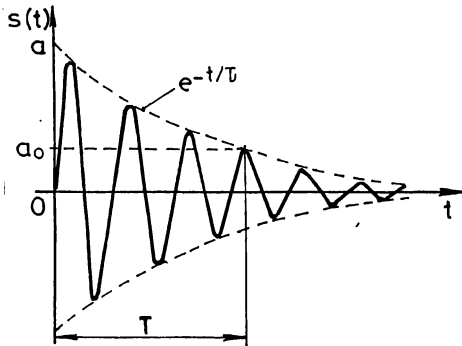


Fig.1.11. Măsurarea ring down counting pentru un semnal de forma (1.4)

unde V_k reprezintă amplitudinea maximă a impulsului, T - o mărime constantă pentru toate evenimentele de KA, fiind determinată de caracteristicile canalului electronic de prelucrare, iar ω_0 - frecvența centrală a semnalului. În aceste condiții, /CA-82/ numărul de depășiri ale valorii de prag V_p înregistrate (ring down counting) pentru un eveniment singular

de KA are expresia

$$N(V_p) = \frac{\omega_0 T}{2} \ln \frac{V_k}{V_p}. \quad (1.5)$$

Avind în vedere presupunerea anterioară a proporționalității energiei impulsului cu pătratul valorii maxime a semnalului rezultă că numărul $N(V_p)$ poate fi exprimat astfel :

$$N(V_p) = K \ln E_p \quad (1.6)$$

unde K reprezintă o constantă de proporționalitate ce caracterizează procesul de măsurare particular.

O serie de caracteristici temporale ale semnalului de EA prezintă un interes major în caracterizarea proceselor urmărite. În primul rînd este vorba de înregistrarea pe unitate de timp a numărului de evenimente de EA. Desigur că fără a corela acest parametru cu informații privind energia semnalelor recepționate /KA-75/ utilitatea sa este redusă. Totuși în instalațiile simple de supraveghere a activității microseismice pe teren, urmărirea acestui singur parametru poate furniza informații utile /KA-75/, /HO-77/.

O măsură globală a întregului proces de deformare în solidul urmărit este dată de cîteva parametri specifici EA. Deci, se înregistrează numărul total de evenimente de EA detectate, numărul total de depășiri ale pragului înregistrate prin procedeul "ring down counting" sau se însumează pe toate evenimentele de EA detectate valorile măsurate ale amplitudinii maxime sau energiei impulsurilor. Valorile astfel măsurate pot da o imagine globală a energiei eliberate de corp în procesul de deformare. Se pot fixa experimental valori limită pentru aceste mărimi care în caz de depășire indică iminența distrugerii obiectului testat. Procedura este evident utilă numai în experimente de laborator, pentru că în teren (în cazul măsurării activității microseismice) acești parametri își pierd orice semnificație fizică.

Durata semnalului de EA poate servi la discriminarea semnalelor utile. După cum se arată în /HO-78/ și /GKA-80/, determinarea duratei semnalelor permite eliminarea artefactelor în măsurarea evenimentelor de EA.

Valorile măsurate ale timpului de creștere și ale vitezei de creștere (fig.1.10) depind desigur de o serie de factori dintre care tipul evenimentului de EA, dimensiunile traductorului, modul de propagare a undelor și distanța pe care o parcurg ele /HO-82/. Valoarea stabilită a pragului sistemului de detecție precum și valoarea amplificării sînt de asemenea importante întrucît timpul de creștere se măsoară din momentul în care este

atinsă valoarea de prag pînă la cel în care semnalul atinge valoarea maximă. Pentru că timpul de creștere depinde de amplitudinea semnalului recepționat, măsurarea vitezei de creștere (raportul dintre amplitudinea de vîrf și timpul de creștere) face o necesară normalizare.

De o deosebită importanță în sistemele de EA multitractor ce au facilități de localizare a surselor de EA este determinarea precisă a timpului de sosire a pachetului de unde elastice la traductoare. Cauzele de erori sînt cunoscute /CA-84/: vitezele diferite de propagare a diverselor moduri de undă, reflexiile și refracțiile multiple la limitele geometrice ale corpului studiat, influența traductoarelor, etc. Ceea ce interesează de fapt pentru localizare sînt diferențele timpilor de sosire între canale. Depășirea pragului fixat pe un prim canal îl fixează pe acesta drept referință și pornește cronometrarea timpului pe celelalte canale. Sosirea semnalelor pe celelalte canale determină diferența de timp de sosire corespunzătoare canalului. Aceste valori reprezintă date primare pentru sistemul de calcul ce determină localizarea sursei. Performanțele canalului de amplificare și condiționare a semnalului de EA sînt și ele importante în localizare : banda de frecvență a amplificatorului, nivelul pragului, valoarea frecvenței de referință în circuitele de măsurare.

1.4.2. Măsurări complexe ale semnalului de emisie acustică

Înțelegem prin acest termen acele măsurări care presupun utilizarea unei aparaturi complexe incluzînd de obicei un calculator specializat. Sînt măsurători care în multe cazuri nu sînt efectuate în timp real tocmai datorită volumului ridicat de calcul pe care îl solicită. Ele permit supravegherea mai corectă și pe un timp mai îndelungat a tendințelor reale a preceselor de deformare în corpul examinat . Măsurările se referă în primul rînd la stabilirea unor caracteristici statistice a fenomenului, dar și la evidențierea complexă a evenimentelor singulare de EA : localizarea surselor de EA și analiză spectrală a acestora.

Ne vom referi pentru început la măsurătorile statistice. Avînd în vedere caracterul aleator al procesului de EA ele re-

527.478
2471

prezintă practic unica modalitate de evidențiere a tendințelor acestui proces. Prelucrarea statistică a rezultatelor procesului primar de măsurare se efectuează practic asupra tuturor parametrilor măsurăți /NA-72/, /BA-801/, /BA-802/, /PO-80/, /RO-82/. Desigur cele mai răspândite funcții aleatoare se referă la parametrii amplitudine maximă a impulsului de EA și "ring-down counting" dar ele se folosesc și pentru caracterizarea timpului de creștere a duratei impulsului de EA sau a energiei lui.

Cea mai răspândită utilizare o are funcția de distribuție cumulativă $F_N(a)$ definită drept numărul de evenimente în care parametrul considerat depășește valoarea fixată /PO-80/, /JU-81/, /CA-84/. Normalizând această funcție la numărul total de evenimente de EA înregistrate, N , se obține funcția de repartiție reciprocă $F(a)$ /KA-80/ :

$$F(a) = P(a_0 > a) = \frac{F_N(a)}{N} \quad (1.7)$$

unde prin $P(a_0 > a)$ se înțelege probabilitatea ca mărimea parametrului curent să depășească valoarea de prag a . Este evident că dacă a reprezintă cea mai mică valoare a parametrului a , $F(a) = 1$.

Funcțiile $F_N(a)$ respectiv $F(a)$ sînt importante în caracterizarea proceselor de EA. În anumite condiții de respectă legi bine definite, cum se va vedea mai departe, ceea ce permite identificarea unor mecanisme distincte de producere a EA /PO-73/, ON-79/, /PO-80/, /KO-81/.

Funcția de distribuție diferențială $f_N(a)$ este proporțională cu numărul de evenimente pentru care valoarea parametrului măsurat se încadrează într-un interval îngust centrat în jurul lui a :

$$f_N(a) = \left| \frac{\Delta F_N}{\Delta a} \right|, \quad (1.8)$$

unde Δa este lărgimea intervalului. Precizia măsurării parametrului luat în considerare determină în principiu numărul de intervale pe care este calculată funcția $f_N(a)$.

Funcția stohastică corespunzătoare lui $f_N(a)$ este densitatea de probabilitate asociată variabilei a , $p(a)$. Ea se obține printr-o trecere la limită /KA-80/ :

$$p(a) = \lim_{\substack{N \rightarrow \infty \\ \Delta a \rightarrow 0}} \frac{f_N(a)}{N} \quad (1.9)$$

De asemenea, considerînd că funcția de repartiție reciprocă $F(a)$ este continuă, se poate scrie :

$$p(a) = - \frac{dF(a_c)}{da_c} \Big|_{a_c=a} \quad (1.10)$$

Întrucît în multe situații parametrii măsurați au o gamă dinamică largă la măsurarea lor se folosesc dispozitive cu caracteristică logaritmică. Astfel, modulul 921 - Dunegan/Endevco - detector de amplitudine sortează amplitudinile semnalului de EA în intervale de 1 dB pe o gamă dinamică de aproximativ 75 dB /DE-77/. Rezultă funcția de distribuție diferențială logaritmică /PO-80/.

$$g(a) = \left| \frac{\Delta F_N}{\Delta(\ln a)} \right| \frac{\ln l_0}{2\sigma} \quad (1.11)$$

Analiza spectrală a semnalului de EA constituie o a doua categorie majoră de măsurători complexe. Măsurarea densității spectrale a semnalului și a energiei semnalului de EA a interesat de la bun început pe cercetătorii din domeniu /AR-69/, /STE-71/. Totuși dificultăți inerente au îngreunat pînă acum extinderea acestor proceduri.

În primul rînd caracterizarea spectrală a semnalului de EA se face greu avînd în vedere faptul că separarea semnalului util din zgomot nu poate fi făcută decît după o prealabilă înregistrare a acestuia /STE-71/, /MO-78/. Drept urmare, ea pierde din interesul pe care l-ar putea prezenta în identificarea proceselor de deformare în solid. În al doilea rînd interpretarea spectrelor este îngreunată de contribuția importantă pe care o au mai întîi procesul de propagare a undelor elastice ce comportă multiple reflexii și refracții iar apoi chiar caracteristicile traductorului /STE-71/, /STA-77/, /CA-82/. O reprezentare sugestivă a modului în care se formează spectrul semnalului recepționat este făcută în fig.1.12 /STA-77/. O cale de înlăturare a dificultăților este indicată în /CA-82/. Se are în vedere utilizarea analizei spectrale /RA-81/ pentru eliminarea efectelor parazite și evidențierea caracteristicilor intrinseci de frecvență ale sursei de EA.

În concluzie, analiza spectrală a semnalului de EA este puțin utilizată pînă în prezent din cauza dificultăților mai sus menționate. Excepție face doar faza de instalare a unei noi instalații de captare a EA unde cunoașterea componentei spectrale a semnalelor utile recepționate conduce la alegerea sistemului traductor - amplificator /GO-78/.

Se includ în categoria măsurătorilor complexe și cele legate de localizarea surselor de EA inclusiv determinarea diferențelor de timpi de sosire prin corelație. Aceste probleme vor fi tratate în continuare.

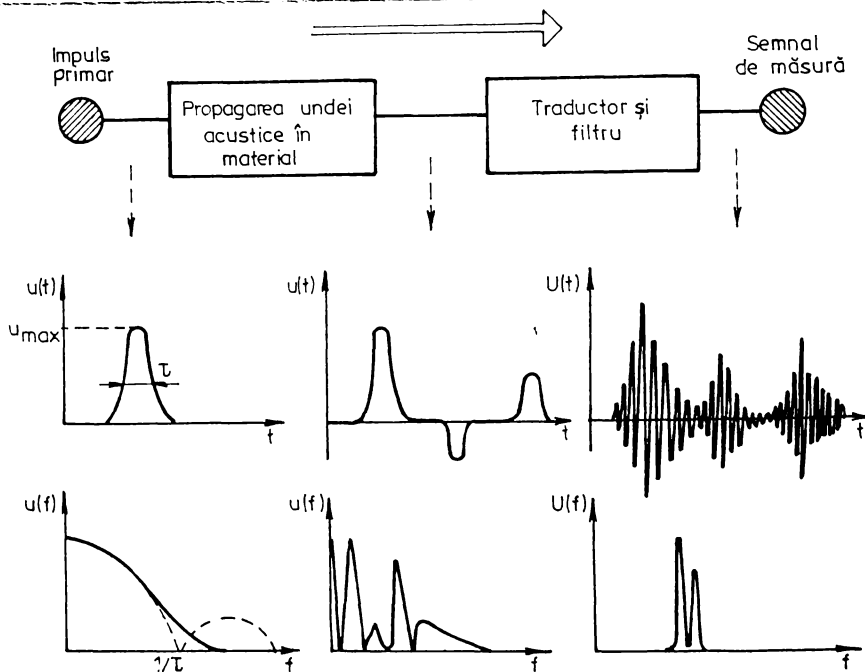


Fig.1.12. Efectul propagării undelor și a traductorului asupra caracteristicii de frecvență a semnalului recepționat

1.5. Realizări în domeniul aparaturii electronice de emisie acustică

1.5.1. Caracteristici ale aparaturii electronice de emisie acustică

Dezvoltarea EA ca metodă operativă de studiu nedistructiv al rezistenței materialelor și structurilor a fost legată direct de calitatea aparaturii electronice utilizate, de complexitatea prelucrării electronice a semnalelor de EA. Se poate observa o dependență directă între rezultatele practice obținute și gradul de prelucrare a semnalelor.

Putem distinge câteva tendințe principale în domeniul realizării de aparatură de EA :

1. Utilizarea de blocuri electronice standardizate din sistemele CAMAC și Vektor destinate în principal electronicii nucleare. Această abordare este posibilă întrucât caracteristicile statistice și parametrii electrici ai semnalelor de EA sînt asemănătoare cu cele ale semnalelor electrice datorate radiațiilor nucleare.

Sistemele au în componența lor practic toate blocurile necesare pentru EA : amplificatoare, blocuri de prelucrare și înregistrare a informației, surse de alimentare, etc /BA-80/. Prin combinarea acestor blocuri în carcase unificate pot fi satisfăcute practic toate necesitățile de prelucrare a semnalului de EA.

2. Realizarea unor sisteme de blocuri unificate specializate pentru EA. Cuprinzînd toate elementele necesare măsurării complexe a semnalului de EA, utilizarea lor s-a extins, datorită principiilor identice, atît în domeniul microseismic cît și în aceluși EA de înaltă frecvență. Pentru a putea fi capabile să prelucreze un volum mare de date sau să realizeze localizarea surselor de EA ele pot fi cuplate la un calculator electronic (sistemul 3000 al firmei Dunegan/Endevco /DE-77/) sau au în componență un microcalculator specializat (sistemele 5000 ale firmei Acoustic Emission Technology /AE-79/ și seriile 3200/3400 produse de Physical Acoustics Corporation /SE-81/).

3. Realizarea de aparate electronice specializate în aplicații practice particulare de cercetare și control. Aceste aparate sînt de obicei portabile și compacte, sînt ușor de utilizat dar permit măsurarea unui număr redus de parametri, cei considerați necesari în aplicația vizată.

Printre aplicațiile practice pentru care s-au realizat aparate electronice de măsurare a EA se pot aminti : controlul stabilității taluzelor în exploatarea miniere de suprafață /HO-77/, controlul proceselor de sudură electrică /DC-81/, controlul lașărilor de rotație /AE-81/, detecția pierderilor în conducte de fluide /LD-80/, aplicații în fabricarea și testarea componentelor electronice /LP-79/, /VA-79/.

4. Utilizarea unui sistem compus din aparate electronice standard completate dac a este cazul cu blocuri electronice de concepție proprie : preamplificatoare, filtre, traductoare, ș.a. Deși realizarea unui astfel de sistem necesită eforturi minime și se poate face rapid, rezultatele obținute trebuie interpretate cu prudență. Putem astfel să atribuim diversității aparatului

utilizate de diverși cercetători, lipsa de coincidență între rezultatele pe care ei le-au obținut.

În concluzie aparatura electronică de emisie acustică trebuie să satisfacă următoarele cerințe specifice /BA-801/, /CA-82/ :

- a) asigurarea siguranței în funcționare a traductoarelor în condiții de exploatare,
- b) realizarea unei adaptări optime între traductor și circuitele de amplificare pentru a nu afecta puternic valoarea raportului semnal util/zgomot,
- c) înlăturarea perturbațiilor industriale electromagnetice și atmosferice,
- d) limitarea influenței zgomotelor acustice exterioare.

1.5.2. Configurația generală a unui sistem electronic pentru detectarea emisie acustice

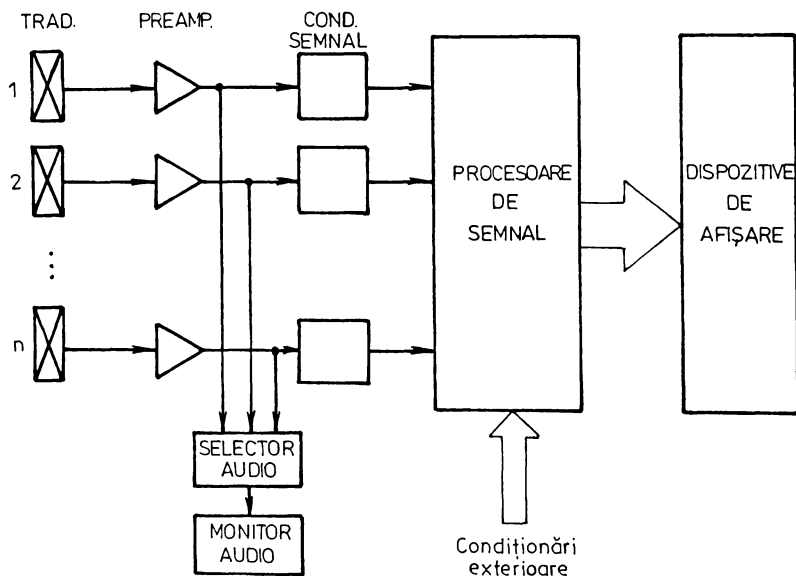


Fig.1.13. Schema bloc generală a unui sistem electronic de amplificare și prelucrare a semnalului de EA

Indiferent de tipul aplicației în care se utilizează, schema generală a unui sistem electronic de EA poate fi reprezentată ca în fig.1.13. Dacă traductoarele blocurilor de preamplificare și de condiționare a semnalului diferă de la o reali-

zere la alts în funcție de banda de frecvență utilizată la detecție EA în schimb partea referitoare la măsurarea și afișarea este practic identică.

Nivelul de zgomot măsurat la intrarea unui preamplificator de semnal EA variază în funcție de traductorul conectat la intrare și componenta etajului de intrare între 0,1 și 10 Vef /HO-77/, /GO-78/. În consecință, fixind pragul detectabil al semnalului util de EA la raportul semnal/zgomot egal cu unu rezultă că amplificarea totală a semnalului de intrare în sistem pentru a-l aduce la un nivel convenabil prelucrărilor ulterioare este cuprinsă între 100 și 140 dB. Această valoare este realizată în blocurile de preamplificare și condiționare a semnalului.

Traductoarele și aparatul de măsură sînt conectate între ele prin cabluri de legătură, care sînt în general dimensiuni considerabile. Avînd în vedere nivelul redus al semnalului util, pentru a-l vehicula pe distanțe mari fără a fi contaminat pe cablu, acesta trebuie să aibă proprietăți speciale, fiind prin urmare costisitor. Soluția general acceptată constă în conectarea traductorului la un preamplificator situat în imediata lui apropiere printr-un cablu, deci de dimensiuni reduse. Uneori preamplificatorul este montat în aceeași carcasă cu traductorul /AC-79/. Preamplificatorul are o amplificare fixată la 40 sau 60 dB, asigură o adaptare corectă stît cu traductorul cît și cu cablul obișnuit cu care este legat la aparat. De asemenea, limitează banda semnalului amplificat la cea corespunzătoare aplicației. Alimentarea sa este asigurată tot de sistem, prin intermediul cablului de legătură.

Blocul de condiționare reprezintă primul etaj al aparatului propriu-zis. Amplificarea sa reglabilă în trepte convenabile permite atingerea valorii totale necesare. De asemenea, realizează o filtrare suplimentară a semnalului, nivelul de ieșire a acestuia fiind cel necesar prelucrării în secțiunea corespunzătoare.

O primă evaluare a semnalului recepționat se poate face prin intermediul monitorului audio. Dacă în cazul microseismelor semnalul de pe canalul selectat poate fi direct aplicat amplificatorului audio de putere, în cazul EA de înaltă frecvență el va trebui să fie supus în prealabil unei mixări care să-l transpună în banda audio.

Blocurile procesoare de semnal realizează măsurarea parametrilor semnalului de KA furnizând informații blocurilor de afigurare. Dacă prelucrările presupun operații complicate sau dacă informația la ieșire se aplică unei game largi de periferice vom întâlni în componența acestora elemente de calcul numeric (microprocesoare, calculatoare dedicate, etc) /DE-77/, /AE-79/, /SE-81/. Intrările de condiționare fac ca măsurarea semnalului să se realizeze numai în momentele de timp dorite. Astfel, în cazul măsurării KA pe probe supuse la încercări ciclice se permite măsurarea informației numai în perioadele dorite ale ciclului de măsură /DE-77/. O prezentare a principalelor proceduri de prelucrare a semnalelor se va face în paragraful următor.

1.5.2. Modalități de prelucrare ale semnalului de emisie acustică

Cea mai comodă modalitate de prelucrare a semnalului de KA rămâne cea de comparare a acestuia cu un nivel de prag convenabil ales. Dacă comparatorul este urmat de un circuit de numărare, acesta va contabiliza numărul de depășiri ale pragului pe intervalul luat în considerare, adică parametrul "ring-down counting". Un astfel de bloc există practic în toate sistemele electronice de EA.

Un exemplu tipic este blocul "Totalizator" 301 din seria 3000 D/b /DE-77/ reprezentat în figura 1.14. Blocul conține pe

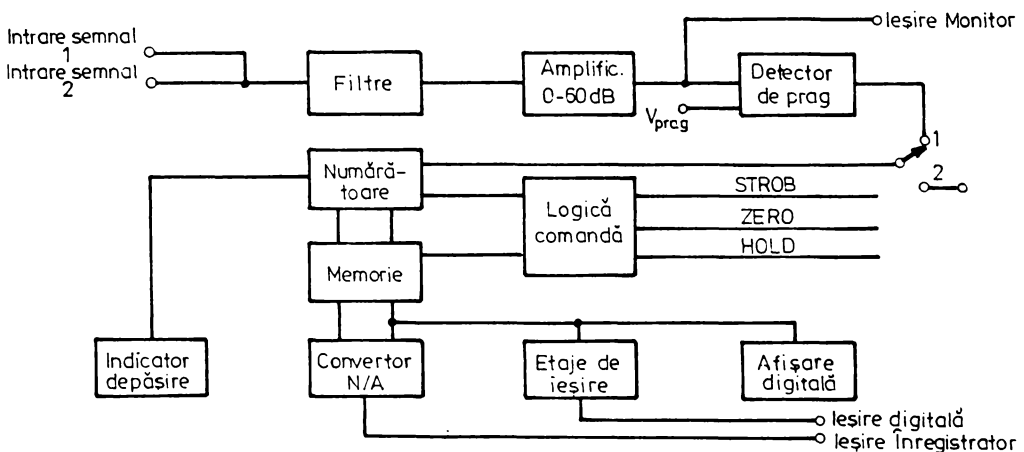


Fig.1.14. Schema blocului "Totalizator" 301 din seria 3000 D/b

lângă circuitul de comparare cu logica și numărătoarele aferente și etajul de condiționare a semnalului (amplificare+filtrare).

Rezultatul contorizat este aplicat sau poate comanda prin intermediul unui convertor N/A una din intrările unui înregistrator XY. În funcție de comanda aplicată din exterior, acesta poate fi numărul total de depășiri sau frecvența lor pe o unitate de timp convenabil aleasă.

Pentru că blocul 301 furnizează un tren de impulsuri pentru fiecare eveniment discret de EA, în cazul în care interesează numărul acestor evenimente în sistemul 3000 D/E se utilizează modulul 905 "Procesor digital de anvelopă".

În multe situații practice semnalul util este recepționat pe fondul unui zgomot de fond important care determină dacă nivelul său nu este cunoscut cu precizie multe depășiri "false" ale pragului de detecție. În aceste condiții, se preferă realizarea detecției cu prag variabil determinat de valoarea efectivă a zgomotului recepționat /HO-77/, /AE-79/. O comparație a modului în care seționează acest procedeu de detecție în raport cu cel

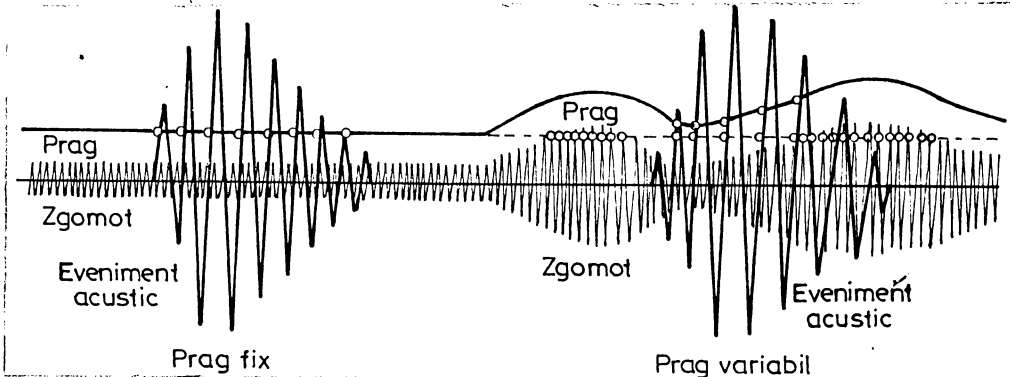


Fig. 1.15. Compararea celor două metode de detecție: cu prag fix și cu prag variabil

În cazul detecției cu prag variabil cu toate că se elimină mai bine posibilitatea apariției unor evenimente false de EA în schimb parametrul "ring down counting" măsurat în aceste condiții își pierde practic orice semnificație reală. Aceste aspecte trebuie avute în vedere atunci când se recurge la unul din cele două procedee de detecție expuse.

O procedură perfecționată de măsurare simultană a amplitudinii maxime și a timpului de creștere a semnalului de EA este realizată de modulul ARM din serie AET-5000 /AE-79/. Schema bloc a modulului este prezentată în fig. 1.16.

Convertorul analog-numeric eșantionează cu mare viteză ($0,1 \mu s$) semnalul de intrare. Fiecare eșantion este comparat cu

un eșantion memorat anterior în registru ; dacă noul eșantion este mai mare, el îl înlocuiește pe cel precedent. Acest proces

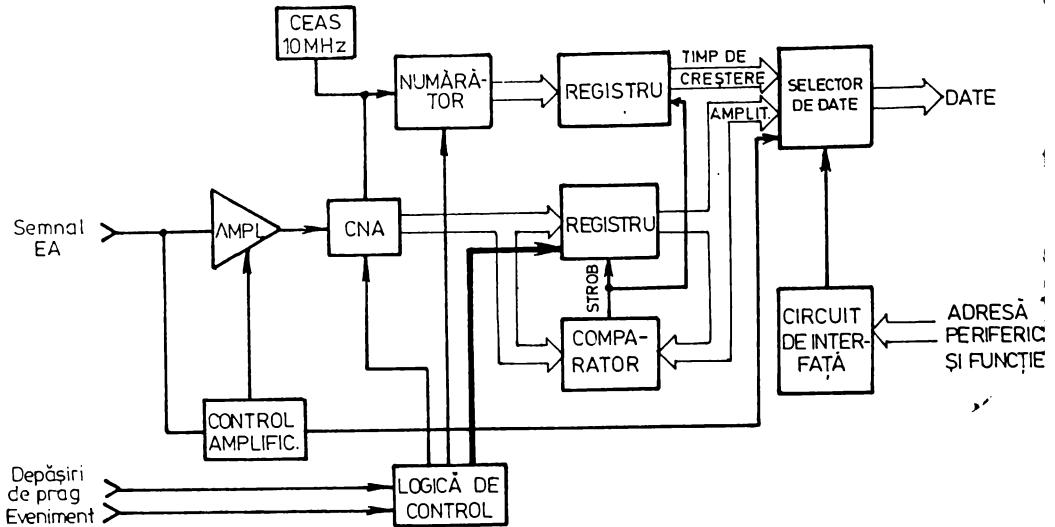


Fig.1.16. Schema bloc a modului ARM din seria AET-5000 continuă pînă la sfîrșitul evenimentului, moment în care valoarea memorată reprezintă amplitudinea de vîrf a semnalului. Simultan și momentul înlocuirilor în registru este memorat astfel încît și timpul de creștere (momentul ultimei înlocuiri) este reținut la sfîrșitul evenimentului.

1.5.3. Implementarea calculatoarelor în sistemele electronice de emisie acustică

Incorporarea mijloacelor de calcul electronic perfecționate (calculatoare, microprocesoare etc) în compunerea sistemelor evoluate de EA s-a impus cu necesitate. De la prima fază în care semnalele anterior înregistrate pe bandă magnetică erau ulterior prelucrate de un calculator electronic /MO-75/, /MO-78/ s-a ajuns succesiv la conectarea sistemelor direct la un calculator electronic în vederea localizării în timp real a surselor de EA /DE-77/ iar apoi la realizarea întregului sistem sub formă unui calculator specializat a cărui unitate centrală este un microcalculator /AE-79/ sau un microprocesor Z-80 /SE-81/.

Pentru a evidenția care sînt avantajele acestui mod de realizare a aparatului electronic se vor examina structura și performanțele sistemului AET-5000 /AE-79/, /NE-80/. Sistemul are o

configurație modulară. Numărul maxim de canale analogice de intrare pe care îl acceptă este 8, fiecare modul analogic fiind conceput pentru câte 2 canale. Sistemul asigură măsurarea pe fiecare din cele 8 canale analogice a celor mai importanți parametri ai semnalului de EA. Sistemul permite realizarea măsurărilor utilizând procedee de discriminare spațială și temporală, asigură localizarea liniară și planară a surselor de EA. Prezentarea rezultatelor este foarte sugestivă permițând utilizarea atât a unor scări liniare cât și a scării logaritmice.

Structura de bază a sistemului cuprinde un microcalculator pe 16 biți, LSI 4/10, memorie RAM de 32 k cuvinte și memorie ROM de maximum 36 k cuvinte (vezi fig.1.17). Drept memorie de masă sistemul utilizează o unitate de casete magnetice iar comunicația cu utilizatorul și afișarea rezultatelor se face pe un display cu tub catodic. Pentru comanda unei imprimante sau comunicația cu exteriorul este prevăzută o interfață RS-232. Structura de bază mai este prevăzută cu surse de alimentare, un ceas în timp real, toate montate într-un șasiu special ce poate accepta pînă la 7 module analogice.

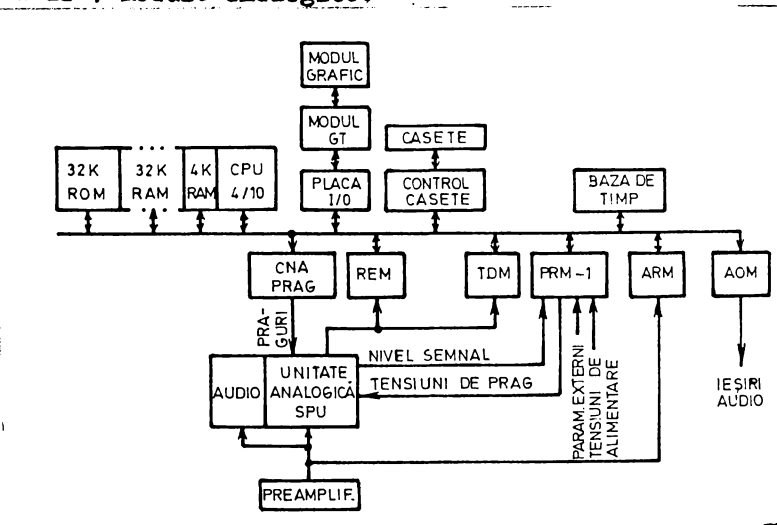


Fig.1.17

În schemă sistemul este prevăzut cu o unitate analogică de prelucrare a semnalului SPU, dar sistemul poate accepta pînă la 4 astfel de blocuri, fiecare avînd 2 canale independente. Blocul realizează amplificarea și filtrarea semnalului. Unitatea realizează și compararea semnalului cu o tensiune de prag. Valorile fixe ale pragului sînt furnizate de modulul CNA-prag ce cuprinde 8 convertoare N/A, pentru fiecare canal câte unul, iar

valoarea variabilă a pragului este obținută din blocul PRM ce măsoară valoarea efectivă a semnalului.

Blocul Kkm servește la numărarea impulsurilor și de asemenea la măsurarea duratei evenimentelor de EA. Localizarea surselor de EA este deservită de blocul TDM-unitate de măsurare a diferențelor timpilor de sosire, iar măsurarea amplitudinii maxime și a timpului de creștere este asigurată de modulul ARM prezentat anterior.

Comanda modului de funcționare a tuturor blocurilor analogice este asigurată de microcalculator care preia de asemenea de la acestea rezultatele măsurărilor.

1.6. Aspecte ale aplicării emisiei acustice în practică

În ultimii 20 de ani a crescut rapid interesul oamenilor de știință față de EA ca metodă de testare nedistructivă a integrității structurilor. Gama de aplicații ale acestei metode nu a încetat să se lărgescă, ea se folosește astăzi la testarea vaselor de presiune, a podurilor, avioanelor și conductelor de gaz. Aceste aplicații s-au bazat pe un larg program de studii de laborator privind comportarea la EA a materialelor /AR-73/. În plus metoda EA se utilizează pe scară largă în aplicații microseismice privind mecanica rocilor, supravegherea integrității minelor, a exploatărilor miniere de suprafață, a rezervoarelor naturale subterane de gaz /HA-753/, /ZU-76/.

Avantajele și limitările EA ca metodă de testare nedistructivă a materialelor și structurilor sînt rezumate în Tabelul 1.1 /AR-73/, /BKO-30/.

Tabel 1.1. Avantaje și limitări ale metodei EA

Avantaje	Limitări
1. Detectația și localizarea de la distanță a defectelor	1. Structura trebuie să fie supusă la încărcare
2. Metodă integrală (întreaga structură este verificată)	2. Activitatea de EA depinde mult de material
3. Sistemul de măsură poate fi instalat rapid	3. Semnale "false" electrice sau mecanice pot erona măsurătorile
4. Sensibilitate mare	4. Localizarea surselor de EA se face cu precizie redusă
5. Nu necesită decât o accesibilitate limitată la obiectul testat	5. Nu poate determina exact tipul defectului din material
6. Detectează defectele active	6. Interpretarea rezultatelor se face cu dificultate
7. Poate prevedea în anumite condiții distrugerea iminentă a	

1.6.1. Aplicațiile emisiei acustice în studiul materialelor

EA îndeplinește un rol dublu în studiul materialelor. Pe de o parte permite identificarea condițiilor în care diverse procese de deformare sau distrugere a acestora sînt active și le caracterizează. În al doilea rînd identifică modificările de material și descoperă prezența defectelor din diferențele ce există în activitatea de EA.

Au fost identificate surse de EA într-o gamă extrem de largă de materiale, de la titan pînă la gheață. De pildă în înghețată testele de compresie asociate cu EA evidențiază efectele aditivelor ce se introduc pentru a obține o înghețată "moale" /AK-81/. În general, mai buni "emițători" acustici se dovedesc materiale cu o ductilitate limitată ca metalele de rezistență mare, materialele ceramice, materialele plastice casante.

Cel mai mare efort în extinderea metodei EA s-a făcut în sprijinul cercetărilor metalurgice pentru că rezistența metalelor constituie o parte însemnată a domeniului de aplicare a metodelor de testare nedistructivă.

S-au efectuat cercetări intense asupra materialelor monocristaline și policristaline supuse la tensiuni mecanice, s-au studiat prin EA transformările de fază și martensitice /LI-71/, /LI-72/, s-au identificat în procesele de dislocație, posibile surse de EA /BO-74/.

Studiile pe materiale a EA includ multe lucrări în domeniul mecanicii rupturilor pe specimene metalice supuse la efort. Deformarea plastică a acestora produce EA la capetele de ruptură /DU-68/. S-a utilizat EA la studiul creșterii fracturilor în metale prin diverse mecanisme /DU-71/, /RA-74/, /LI-78/. S-au stabilit diverse relații empirice între EA și funcțiile de distrugere a materialului ca de exemplu mărimea rupturilor. Astfel pentru probe metalice despicate s-a propus relația /AK-81/.

$$N = A.K^m, \quad (1.12)$$

unde N este numărul total de depășiri de prag (ring-down counting) înregistrat, A este o constantă iar m este o constantă determinată empiric.

EA are un cîmp larg de aplicații în studiul materialelor nemetale tocmai pentru că alte procedee de testare nedistructivă ca ultrasunetele și razele X pun deseori probleme în acest domeniu. Cele mai multe rezultate s-au obținut pentru materiale-

le plastice /PO-77/, /PO-79/ constatându-se că analiza amplitudinilor de EA poate să caracterizeze bine mecanismele de deformare active în aceste materiale /AK-81/.

Materialele casante ca sticlă, ceramica și betonul sînt de asemenea intens studiate prin EA /CA-78/, /AK-77/ stabilindu-se de pildă raportul optim apă-ciment necesar la întărirea rapidă și fără fisuri a batoanelor de mare rezistență.

Vom remarca în încheiere marea importanță a studiului materialelor prin EA din punctul de vedere al informațiilor acumulate necesare în procesul mult mai complex de supraveghere a integrității și stabilității structurilor realizate din astfel de materiale.

1.6.2. Aplicațiile industriale ale emisiei acustice

EA poate furniza în domeniul industrial informații prețioase ce practic nu pot fi obținute prin alte procedee și poate asigura astfel o scădere substanțială a cheltuielilor implicate de asigurarea calității unei largi varietăți de produse industriale /HA-74/.

Controlul sudurilor prin EA constituie de multă vreme o preocupare constantă în domeniu. Aplicațiile pot fi împărțite în două categorii largi, control în cursul procesului de sudură și controlul sudurilor deja realizate. În ceea ce privește controlul procesului de sudură prin EA o serie de cercetători au determinat experimental condiții tip GO/NOGO pentru acceptarea pe baza intensității înregistrate a EA a sudurii efectuate /JO-70/, /PRI-73/. În urma rezultatelor obținute se pune problema înlocuirii în anumite condiții a procedeelelor radiografice de control cu EA. De altfel, în industrie componentelor electronice se folosește EA la controlul sudurii terminalelor /CA-78/, /VA-79/.

Deteția apariției fisurilor după sudură este o aplicație larg răspîndită a EA. Se elimină astfel efectele nedorite asupra semnalului de EA a zgomotelor electrice caracteristice procesului de sudură. Si în acest caz EA, atunci cînd este asociată cu localizarea surselor, poate înlocui procedurile radiografice /HA-722/, /STE-76/.

O răspîndire largă cunosc metodele de testare prin EA a vaselor de presiune și a conductelor de presiune. Se utilizează astfel testarea inițială a acestora la presiune mare cît și un program de testare periodică în cursul funcționării lor /HA-74/, /AK-81/. Testarea inițială presupune supunerea vasului de presiune

ne la o presiune superioară celei aplicate în funcționare normală pentru a asigura lipsa defectelor. Dacă vasul rezistă acestei încercări inițiale se consideră că el este bun. Întrucât nu există nici o indicație asupra valorii presiunii de test pe care vasul o poate suporta fără stricăciuni, rolul EA constă tocmai în stabilirea acestei valori /HA-721/.

Localizarea surselor de EA adaugă mult dorită precizie necesară depistării defectelor incipiente a vaselor de presiune. Această aplicație a determinat utilizarea largă a EA la supravegherea continuă a reactoarelor nucleare. O trecere în revistă a aplicațiilor nucleare a EA făcută de Pollock în 1978 /PO-78/ enumeră mai mult de 50 de experimente și aplicații într-un interval de timp de numai 10 ani. Este remarcat că EA este unicul procedeu de testare nedistructivă care poate fi aplicat unui reactor nuclear aflat în funcțiune.

Lista aplicațiilor industriale ale EA este mult mai lungă decât cea prezentată. Metoda se aplică la supravegherea integrității aripilor de avion în timpul zborului /BA-76/, dar și în cursul procesului de fabricație /AR-81/. Metode bazate pe EA permit determinarea integrității rulmenților aflați în mișcare /JA-73/ și îmbunătățirea integrității structurale a motoarelor de automobil /CO-73/. Prin EA se poate supraveghea integritatea unor mari structuri metalice ca : platforme maritime de extracție petroliferă /WE-77/ sau poduri suspendate /HA-74/.

Această sumară trecere în revistă a aplicațiilor industriale ale EA a prezentat multitudinea de probleme care a fost abordată prin această metodă. Fără nici o îndoială multe alte astfel de probleme vor beneficia și în continuare de analiza prin EA.

1.6.3. Aplicațiile emisiei acustice în geomecanica minieră

Primele cercetări în domeniu datează din anii 40-50 și aparțin lui L.Obert, cel care a descoperit întâmplător emisia microseismică în roci în cursul unor experimente într-o mină din Oklahoma. Încercând să măsoare viteza sunetului în pilonii minei, el a depistat prezența unor semnale acustice străine experimentului, pe care le-a atribuit deformării rocilor /OB-75/.

Studiile în domeniu s-au orientat în două direcții : studiile de laborator și studiile de teren, efectuate în mine, exploa-

tări de suprafață, lucrări edilitare etc /HA-753/, /ZU-76/. În laboratoare s-au studiat semnalele de EA din eşantioane de roci supuse solicitărilor mecanice. Deși scopul principal al acestor cercetări, acela al elucidării mecanismelor de apariție a EA în roci, nu a fost atins, s-a format opinia că activitatea de EA se datorează proceselor de deformare și rupere însoțite întotdeauna de eliberări bruște de energie.

În general, experimentele de laborator, efectuate pe o gamă largă de materiale au avut scopul de a stabili relații empirice între EA observată și diverse proprietăți de material /SCHO-68/, /BA-70/, /HA-753/. Puține din studii și-au propus să investigheze comportarea la deformare și rupere a materialelor geologice supuse la tensiune, compresie etc, prin numărul, amplitudinea, energia, spectrul de frecvențe a evenimentelor de EA. Deși o serie de rezultate interesante în această direcție au fost obținute /HA-753/ ele nu au un caracter evident de generalizare.

Efectul principal al aplicării EA în geomecanică s-a făcut în vederea utilizării metodei în teren. Totuși, din cauza dificultăților de lucru în condiții de teren, rezultatele multor cercetări în domeniu s-a dovedit irevelant.

Deși în primele serii de cercetări s-au obținut succese în aprecierea stabilității taluzelor și prognozarea apariției sărpărilor /OB-67/, au apărut o serie de cazuri în care metoda nu a fost concludentă. Cees ce a izbutit să fundamenteze corect rezultatele măsurătoarelor de EA a fost introducerea metodei de localizare a surselor /BLA-74/ ce permite determinarea precisă a zonei de roci solicitată și asigură realizarea unei corelații între activitatea de EA a zonei detectate și starea ei. Procedurile de localizare preluate din seismologie asigură în momentul de față o acuratețe a localizării de 0,3 cm în laborator /SCHO-68/, /BYE-75/ și 3 m în teren /BLA-74/, /HA-753/.

Cele mai multe studii asupra utilizării EA ca metodă de estimare a stabilității structurilor geologice au fost efectuate în exploatarea miniere de cărbune sau de alte substanțe minerale. Ele au fost întreprinse atât în SUA /HA-753/ cât și în alte țări : Polonia /TRO-75/, Suedia /KRA-75/, URSS (AN-60/, Australia /GO-78/. Alte domenii de aplicare a EA în geomecanică se referă la supravegherea stabilității rezervoarelor geologice naturale de gaze și fluide, a taluzelor de pământ sau roci, a corpului bazajelor din pământ sau umplutură de roci, a conductelor de petrol în gropete. Prin metoda microseismică se pot evidenția și localiza

fracturile apărute în rezervoarele naturale de petrol și gaz în urma stimulării lor, se poate urmări stabilitatea maselor de zăpadă în vederea prevenirii avalanșelor. De asemenea se încearcă predicția apariției cutremurelor prin captarea microseismelor din zonele instabile geologic (falia Sant-Andreas, California) /HA-753/.

1.7. Concluzii

Emisia acustică este o metodă de testare nedistructivă a gradului de integritate a materialelor și structurilor supuse solicitărilor mecanice. Semnalele acustice emise de corpul solicitat sînt recepționate de o rețea de traductoare acustice și prelucrate în continuare într-un sistem electronic. Pornind de la parametri măsurați ai semnalelor acustice recepționate, pot fi desprinse pe o bază statistică, concluzii referitoare la gradul de solicitare a corpului, la starea sa de integritate.

În acest capitol se face o trecere în revistă a cunoștințelor și realizărilor în domeniul EA. Datorită diversității proceselor care conduc la generarea EA, nu există pînă la ora actuală o tratare pe baze teoretice a fenomenului, ceea ce nu a împiedicat ca metoda de testare prin EA să cunoască o largă dezvoltare.

După ce se face o trecere în revistă a mecanismelor de generare a EA în corpuri solicitate se arată că forma semnalului acustic așa cum este acesta furnizat de traductoare, este determinată în principal de propagarea undei acustice prin corpul studiat. Sînt prezentate caracteristicile traductoarelor utilizate la recepția EA.

Caracterizarea fenomenului de EA se face pe baza măsurării parametrilor semnalului electric furnizat de traductoare. O serie de parametri sînt specifici metodei de EA ca de pildă "ring counting" - număr de depășiri a pragului, dar se măsoară frecvent și amplitudinile impulsurilor de EA sau energiile lor, duratele semnalelor și momentele de timp ale recepționării lor etc. O corectă interpretare a acestor măsurători poate fi făcută pe baza unei prelucrări statistice a rezultatelor lor, urmărind tendințele reale ale procesului.

Odată cu dezvoltarea EA ca metodă de testare nedistructivă a apărut și aparatura electronică dedicată prelucrării și măsurării parametrilor semnalelor de EA. Sînt prezentate cîteva modalități tipice utilizate în prelucrarea și măsurarea acestor sem-

nale. Aparatura electronică de EA are, în general, în componere blocuri de calcul electronic specializate utilizate la prelucrarea statistică a rezultatelor măsurărilor și la realizarea localizării surselor de EA.

Lista sistematizată a aplicațiilor EA, care este departe de a fi completă este prezentată mai jos :

A. Comportarea materialelor : metale, materiale ceramice, materiale plastice, roci, beton la :

1. Ruptură,
2. Propagarea rupturilor discontinue,
3. Oboseală,
4. Coroziune, etc.

B. Testarea nedistructivă în decursul proceselor de producție

1. Prelucrarea materialelor

- a) transformări de fază în metale și aliaje (transformarea martenitică)
- b) detecția defectelor ca pori, incluziuni, etc.

2. Fabricare

- a) procese de deformare - laminare, forjare, extrudare
- b) sudură - defecte (incluziuni, rupturi, lipsă de penetrație) ce emit puternic stît în cursul sudurii cît și în timpul răcirii.

C. Supravegherea structurilor

1. Supravegherea continuă (structuri metalice, mine, baze, etc)
2. Testare periodică (vase de presiune, conducte, poduri, cabluri, taluzuri, etc)

D. Aplicații speciale

1. În industria chimică și petrochimică : rezervoare de combustibil, vase de reacție, platforme marine, tuburi de foraj, etc.
2. În industria energiei electrice vase de reactor nuclear, conducte, izolatori, generatoare de aburi, transformatoare, dispozitive aeriene
3. Industria aeronautică și aerospațială : rupere la oboseală, corozione, structuri realizate din materiale plastice
4. Industria electronică : particule străine în componente electronice, lipire, spargerea substratului
5. Industria minieră: mine și exploatări miniere de suprafață.

Capitolul 2

CARACTERISTICI ALE SEMNALULUI DE EMISIE ACUSTICA RECEPȚIONAT DIN STRUCTURI GEOLOGICE

Obiectul lucrării îl constituie detecția, prelucrarea, localizarea și interpretarea semnalelor de EA emise în structuri geologice. Determinarea caracteristicilor semnalelor recepționate constituie obiectul acestui capitol.

Posibilitatea utilizării EA ca o metodă de control este determinată de evaluarea unui nivel de amplitudine sau a unei alte caracteristici a semnalului recepționat care să indice faptul că un eveniment deosebit s-a produs în materialul studiat. O înțelegere mai aprofundată a modului în care diferiți factori afectează semnalul va permite pe de o parte simplificarea aparaturii folosit pentru detecția și prelucrarea semnalelor recepționate iar pe de altă parte identificarea proceselor de deformarea din solidul supravegheat.

2.1. Mecanisme de producere a vibrațiilor acustice în roci

2.1.1. Aspecte generale ale emisiei de sunete datorate fracturii rocilor

O reprezentare generală a surselor fizice de vibrații în funcție de domeniul lor de frecvență este prezentată în figura 2.1 /AR-69/. La frecvențe joase sînt reprezentate oscilațiile libere ale pămîntului. Apoi urmează frecvențele cutremurelor și microcutremurelor obișnuite. Limita superioară a spectrului microcutremurelor se învecinează cu spectrul de sfărîmare a rocilor /AN-60/, /DB-67/ care se întinde de la cîteva sute de Hz pînă la 2-3000 Hz. Aceste domenii se pare că epuizează gamele vibrațiilor naturale detectate pînă acum în pămînt solid. În laborator au fost detectate vibrații acustice la $\sim 10^2$ Hz pentru zgomotul alunecărilor de teren /CA-67/, de la 100 Hz la 10.000 Hz pentru vibrațiile provocate de fracturarea prin tensionarea și încoavirea rocilor /MO-63/, și de la $\sim 10^5$ Hz pînă la $\sim 10^6$ Hz

pentru microfracturarea la compresiune a rocilor /SCHO-681/
/SCHO-682/.

Întrucât frecvențele semnalelor generate prin ruperea materialelor solide pot fi corelate cu mărimea rupturilor, în figura 2.1 este indicată pe scara superioară lungimea caracteristică L . Aceasta se exprimă prin :

$$L \sim \frac{c}{\nu}, \quad (2.1)$$

unde c este viteza sunetului sau a unei rupturi fixată pentru această scală la 5×10^5 cm/s. Pe baza acestei relații dintre frecvența și lungimea caracteristică este evident faptul că spectrul seismoacustic trebuie să fie mai mult sau mai puțin continuu de la sfârșirea rocilor până la microfracturare, chiar dacă există o zonă liberă între 3000 și 10.000 Hz. Această continuitate a fost bine argumentată de Scholz (SCHO-683/. Vibrații de nivel mai scăzut au fost detectate și în această zonă liberă prin încercări de laborator referitoare la mișcări de dislocare în metale /EG-67/, /FI-67/ și într-o serie de materiale nemetalice /SA-72/.

Se vor considera în continuare fisurile (sau crăpăturile) împărțite în două tipuri. Primul tip denumit fisură de configurație este asemănător fisurii clasice al lui Griffith /GRI-21/ și este instabil. Lungimea oricărei fisuri particulare este determinată de o limită de material sau de tensiune care ar putea fi de exemplu o fisură preexistentă, o heterogeneitate în material, o limită de strat. Datorită varietății mari de configurații și geometrii geologice este de așteptat ca și lungimea sau dispersia rupturilor apărute să fie diversă atunci când apar tensiuni suficient de mari pentru a le produce.

Al doilea tip de fisură este stabil sau limitat. Astfel de crăpături apar la compresiune, cresc pe direcția tensiunii de compresiune și apoi se opresc /BKA-63/, /SCHO-683/. Lungimile acestor crăpături depind de proprietățile fizice ale mediului și de tensiunea aplicată dar nu și de configurația geometrică. Nu se poate face o distincție netă între cele două tipuri de fracturi, deoarece limita care oprește o fractură de primul tip îi conferă acesteia un caracter stabil. Diviziunea este totuși importantă deoarece pentru primul tip nu se poate în general defini o lungime caracteristică pe când tipul al doilea este de așteptat să aibă o asemenea lungime. În acest fel o fisură de lungime L va produce o frecvență dominantă $\nu \approx c_R/L$ unde c_R este viteza de rupere. Relația este teoretică dar a fost verificată experimental

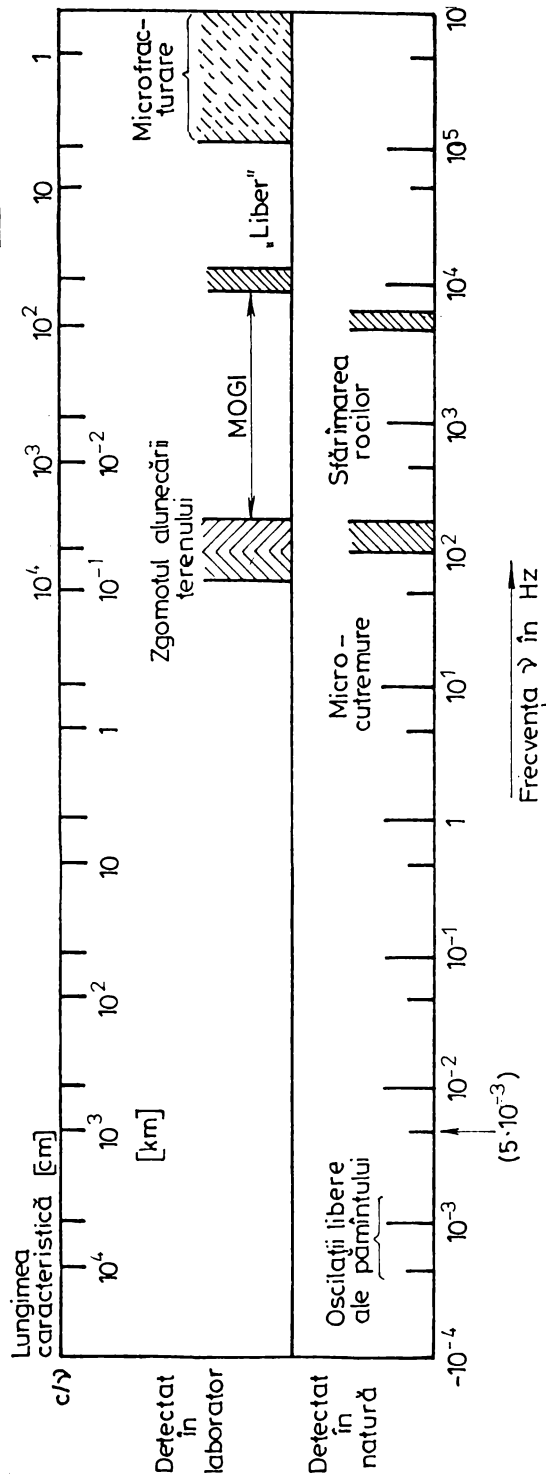


Fig.2.1. Spectrele vibrațiilor de tensiune și ruptură în solide observate în natură și laborator. Scara de măsură a lungimea caracteristică $L = c/\nu$, în funcție de frecvență în care $c=5 \cdot 10^5$ cm/s a fost aleasă drept viteză tipică a sunetului

în lucrarea /SA-63/.

Considerînd o viteză de rupere $1,5 \cdot 10^5$ cm/s și o fisură de 1,5 cm se obține $\gamma \approx 10^5$ Hz. Frecvențele observate în /BO-64/ și /SCHO-681/ sînt, în principal, între 10^5 și 10^6 Hz și deci se poate considera că în condițiile acestor experimente crăpăturile au lungimi cuprinse între 0,15 și 1,5 cm.

2.1.2. Modele heuristice pentru sunete de mare intensitate datorate fracturării

Sînt analizate în continuare cîteva caracteristici fizice ale proceselor de generare a sunetelor în solide în condiții tipice etapei fizice ce precede un cutremur. Problema este dificil de atacat cantitativ și astfel, modelele ce se prezintă sînt de obicei heuristice. Rezultatele obținute concordă bine cu datele experimentale cunoscute din literatură.

Nu se consideră producerea sunetelor prin mișcări de dislocație sau alte excitații microcristaline. Cu toate că aceste mecanisme sînt importante în anumite circumstanțe, ele nu sînt suficient de intense pentru a fi încadrate în această categorie.

Se știe că în cutremurele de suprafață sollicitarea medie absolută care duce la cutremur este $10^7 - 10^8$ dyn/cm² /WI-68/. Cu toate că aceste valori sînt local depășite, nu există motive să se creadă că apar excepții prea mari. În concordanță cu scopul acestei lucrări se consideră o valoare de 10^8 dyn/cm² pentru acumularea locală de solcitare. Într-un astfel de cîmp de solcitare energie potențială disponibilă pe unitatea de volum pentru a fi convertită în energie cinetică (prin fisurare) este :

$$W = \frac{1}{2} \frac{\sigma^2}{E}, \quad (2.2)$$

unde E este modulul de elasticitate, iar σ este sollicitarea sau efortul specific. Dacă apare o fisură și sollicitarea scade prin detensionare, această energie potențială va fi convertită în energie cinetică cu fluxul $\mu = W \cdot c$ dat de

$$\mu = \frac{\sigma^2 c}{2E}, \quad (2.3)$$

unde c este viteza sunetului. Luînd pentru σ și E valorile tipice de $5 \cdot 10^5$ cm/s și respectiv $5 \cdot 10^{11}$ dyn/cm² din ecuația (2.3) se obține pentru flux valoarea :

$$\mu \approx 5 \cdot 10^9 \text{ erg/cm}^2 \cdot \text{s}.$$

Această evaluare poate fi argumentată pe baza teoriei lui Griffith.

În concordanță cu aceasta, energia totală de tensiune eliberată prin apariția unei fisuri de lungime $2L$ într-o placă de grosime H se scrie astfel /MA-65/

$$W_T = \frac{\pi \cdot \sigma^2 \cdot L^2 \cdot H}{2E} = 4N \cdot L \cdot H. \quad (2.4)$$

Solicitarea σ reprezintă tensiunea în placă ; E este modulul lui Young, iar γ este energia de suprafață. Se poate scrie:

$$\frac{dW_T}{dt} = \left(\frac{dW_T}{dA} \right) \left(\frac{dA}{dt} \right), \quad (2.5)$$

unde suprafața A are expresia $A = 2LH$ și $(dA/dt) = H \cdot v_c$ este viteza de apariție a unei noi suprafețe de rupătură pe măsură ce L se modifică în timp. Viteza de propagare a fisurii este notată cu v_c . Pe baza relațiilor (2.4) și (2.5) se poate calcula valoarea fluxului de energie :

$$\mu = A^{-1} \frac{dW_T}{dt} = \left(\frac{\pi \sigma^2}{4E} \frac{N}{L} \right) \cdot v_c \quad (2.6)$$

Acest flux este pozitiv dacă :

$$L > \frac{4EN}{\pi \sigma^2}. \quad (2.7)$$

Astfel lungimea critică a rupturii este $2L_{cr} = 8EN/\pi \sigma^2$, fiind o valoare ce trebuie depășită pentru a radia energie. Această este condiția obișnuită pentru creșterea spontană a unei fisuri Griffith. De notat că dacă $L \gg L_{cr}$, viteza de eliberare a energiei pe unitatea de suprafață este :

$$\mu \approx \frac{\pi \sigma^2}{4E} \cdot v_c. \quad (2.8)$$

Relația concordă ca ordin de mărime cu expresia (2.3), fluxul fiind independent de lungimea fisurii. Această eliberare de energie va pune în mișcare întreaga suprafață a fisurii cu o amplitudine mai mult sau mai puțin constantă de-a lungul întregii fisuri. Pe baza acestui model al fisurii valoarea estimată a frecvenței dominante de emisie pentru o fisură de lungime $2L$ este de aproximativ :-

$$\gamma \approx c/2L. \quad (2.11)$$

Valoarea aceasta introdusă în condiția (2.7) conduce la

$$\gamma < \frac{\sqrt{\Gamma^2 c}}{8E} \quad (2.10)$$

Considerând valorile tipice $E = 10^{12}$ dyn/cm², $c \approx 7 \cdot 10^5$ cm/s și $N = 8000$ erg/cm² se obține frecvența limită :

$$3,4 \cdot 10^{-1} \Gamma^2 \quad (2.11)$$

Iar pentru $\Gamma = 10^8$ dyn/cm² rezultă $\gamma < 3,4 \cdot 10^5$ Hz. Rezultatul obținut poate fi comparat cu rezultatele experimentale ale lui Scholz /SCHO-681/, /SCHO-682/ care a realizat experimente de EA în roci supuse la compresiune. El a obținut la valori de compresiune de câțiva kbari semnale de EA având frecvența cuprinsă între 10^5 și 10^6 Hz. Valorile efective ale parametrilor în aceste experimente se estimează pe baza datelor furnizate în /SCHO-681/, /SCHO-682/ astfel : $E = 5 \cdot 10^{11}$ dyn/cm², Γ cuprins între $3,9 \cdot 10^7$ și $6 \cdot 10^8$ dyn/cm². Se obțin valori limită pentru γ pe baza relației (2.11), $50 \cdot 10^3$ și $4 \cdot 10^6$ Hz. Aceste valori sînt de același ordin de mărime cu cele raportate de Scholz.

Teoria lui Griffith aplicată așa cum s-a prezentat permite determinarea limitei superioare a frecvenței sunetelor datorate fisurării dar nu specifică o limită inferioară. Aceasta este determinată de orice caracteristică (solicitare, limitări de material, etc) care stabilește o valoare maximă pentru lungimea fisurii.

Deși teoria fisurării a lui Griffith nu se poate aplica direct la fenomene de compresiune și forfecare, caracteristice condițiilor de apariție a cutremurelor, câteva din considerațiile expuse mai sus rămîn totuși valabile. Astfel se poate aștepta ca tensiunea la care începe să crească fisura (determină limita superioară a lui γ) să fie aproximativ dată de teoria lui Griffith /BRA-64/. O tratare pentru aceste situații este făcută de Armstrong /Ak-69/ pe baza modelului de dislocare la forfecare prezentat în /KI-71/. Se obține o estimare a frecvenței γ_0 ,

$$\sim 10^4 \text{ Hz} < \gamma_0 < \sim 10^6 \text{ Hz} ,$$

care poate justifica, ținînd cont de modul de acționare a deformației, rezultatele experimentale obținute de Scholz /SCHO-681/, /SCHO-682/.

Pe baza celor arătate mai sus, rezultă că frecvențele de fisurare preliminară cutremurelor (cu $\Gamma \approx 10^7 - 10^8$ dyn/cm²) sînt extinse între zona audio superioară și domeniul inferior ultra-sonic.

2.1.3. Vibrații provocate de ruperea rocilor

Sfărîmarea rocilor sau cedarea explozivă a straturilor de cărbune, a pereților minelor sau a suprafețelor expuse ale rocilor, apare în mod obișnuit la 500-700m adîncime /AN-60/. La această adîncime, solicitarea gravitațională atinge astfel de valori încît produce cedări locale dacă echilibrul original este violat prin îndepărtarea unei părți din material. Presupunerea inițială consideră că solicitarea disponibilă pentru fisurarea preliminară va fi dată de diferențele de tensiune care apar în rocă înainte de rupere.

În cazul sfărîmării rocilor, domeniul de frecvență al emisie preliminare este relativ îngust. Observațiile făcute într-o mină de cărbuni și relatate în cartea lui Antsyferov /AN-60/ indică un domeniu de emisie sonoră cuprins între ~ 250 Hz și ~ 1250 Hz cu un maxim în jurul frecvenței de 500-600 Hz/IV-66/. Distanța observată L , de-a lungul căreia apar concentrații importante de solicitare, a fost de 2 m /AN-60/. Această distanță coroborată cu viteza sunetului în cărbune de $\sim 10^5$ cm/s duce la domeniul de frecvențe a semnalelor înregistrate, datorită vitezelor mai ridicate din roci, este de presupus că în roci maximumul spectrului de emisie să fie de 5 ori mai mare.

Valoarea limitei inferioare a frecvenței de emisie rezultă din observația făcută în /EO-66/ că distribuția solicitării scade rapid cu distanța. În aceste condiții, lungimea maximă a unei fisuri nu poate fi decît de 1,5-2 ori mai mare decît valoarea măsurată de 2 m și astfel, frecvența inferioară corespunzătoare este de 250 Hz.

Calculul frecvenței limită superioare, corespunzătoare fenomenului de sfărîmarea rocilor, este făcută de Armstrong /AR-69/ pe baza observațiilor experimentale și a aplicării teoriei fracturării a lui Griffith. El obține pentru acest parametru valoarea $\nu_0 \approx 1,4 \cdot 10^4$ Hz în cazul fenomenului de fracturare preliminară a cărbunelui. Rezultatul concordă cu datele observate /IV-66/.

2.1.4. Mecanisme speciale de producere a sunetelor

Sînt prezentate în continuare două tipuri de procese în roci care pot duce la apariția EA dar pentru care nu există încă o teorie sau informații experimentale corespunzătoare. Primul mecanism se referă la fenomenul de alunecare cu frecare a unor

blocuri mari de rocă, unul pe lângă celălalt. Astfel de alunecări apar de multe ori înainte de cutremure și pot constitui surse de EA pe lângă procesele de fracturare.

Al doilea mecanism dă posibilitatea de "amplificare" a sunetelor produse prin fracturare când apare cedarea și suplimentează referirile făcute anterior cu cazul apariției simultane a mai multor fisuri. În figura 2.2 după /MA-65/ se arată ce se presupune că se întâmplă atunci când apare cedarea rocilor. Cu linie întreruptă s-a delimitat regiunea de fracturare. Se consideră c inten-

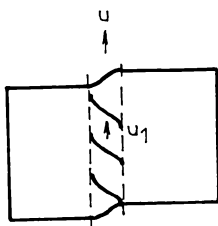


Fig.2.2. Model pentru emite-
rea coerentă de sun-
net la distrugere

sitate a sunetului μ_1 (energie/unitate de suprafață x unitate de timp) emisă de fiecare fisură pe direcție cedării (în interiorul liniilor întrerupte). Dacă μ este intensitatea totală a sunetului și $\lambda = 2\alpha$ este coeficientul liniar de absorbție al intensității (în m^{-1}) atunci schimbarea de intensitate pe elementul de lungime dl este :

$$d\mu = (N_1 \cdot \mu_1 - \lambda \mu) dl, \quad (2.12)$$

unde N_1 este numărul de fisuri pe

unitatea de lungime. Când apare cedarea se poate considera că $N_1/$
 $\gg 1$, astfel încât μ va crește de la o anumită valoare inițială până atinge valoarea $N_1 \mu_1 = \lambda \mu$ și rămîne apoi constant până când se atinge o nouă limită. Deci valoarea de echilibru va fi :

$$\mu \approx \frac{N_1}{\lambda} \mu_1. \quad (2.13)$$

Pentru $\lambda^{-1} \approx 3$ m, valoare tipică în roci avînd factorul de calitate $Q = 100$ /MA-64/, la frecvențe cuprinse între 20.000 și 40.000 Hz și $N_1 = 1/10$ cm^{-1} (o frecvență de emisie de 30.000 Hz implică fracturi de 20 cm lungime) se obține $\mu = 30 \mu_1$. Deci o amplificare de 30 ori a sunetului unei fisuri.

2.2. Modelarea semnalului de emisie acustică recepționat

În urma discuțiilor purtate în paragraful precedent a rezultat faptul că spectrul seismo-acustic este mai mult sau mai puțin continuu în tot domeniul de frecvență cuprins între 100 și 20.000 Hz. Se vor indica în continuare mecanismele care determină și limitează propagarea semnalului acustic în roci.

2.2.1. Propagarea emisiei acustice într-un mediu perfect elastic

Determinarea semnalului de EA așa cum este el recepționat de un traductor se va face ^{pornind} de la un model ideal de propagare a undelor într-un spațiu perfect elastic, omogen și infinit, efectele de stenuare și dispersie ce apar în realitate urmînd a le trata într-un paragraf următor.

O sursă de semnal acustic situată într-un astfel de mediu va emite unde longitudinale sferice, /SA-72/, /BE-80/. În afara sursei de semnale acustic, deplasarea particulelor mediului \underline{u} este descrisă de următoarea ecuație de mișcare /LU-72/, /SA-72/.

$$(\lambda + 2\mu) \nabla (\nabla \underline{u}) - \mu \nabla^2 \underline{u} - \rho \frac{\partial^2 \underline{u}}{\partial t^2} = 0, \quad (2.14)$$

unde λ , μ sînt constantele lui Lamé, iar ρ densitatea mediului.

O caracterizare adecvată scopului propus a sursei de EA pleacă de la constatarea că ea se manifestă într-un domeniu limitat în care condițiile de perfectă elasticitate a mediului sînt violate, deci în care legile elasticității nu sînt respectate. În afara acestei zone pe care o considerăm sferică de rază r_0 , adică în restul spațiului, condițiile de elasticitate rămîn în continuare valabile. Determinarea cîmpului de unde elastice în mediu se va face pornind de la condițiile limită care se stabilesc pe granițe între cele două regiuni ale spațiului. Vom considera că pe sfera de rază r_0 presiunea radială în mediul elastic $\sigma_{\underline{r}}$ este egală și de semn contrar tensiunii p datorate sursei de EA :

$$\sigma_{\underline{r}} = -p \text{ la } |\underline{r}| = r_0. \quad (2.15)$$

Datorită simetriei sursei vom lua în considerare numai undele longitudinale, așa după cum se afirmă în /SA-72/ rezultate similare se obțin în cazul undelor transversale. Cîmpul vectorial \underline{u} poate fi reprezentat în aceste condiții ca gradientul unui cîmp scalar $\varphi(\underline{r}, t)$ denumit potențial de deplasare al undelor longitudinale :

$$\underline{u}(\underline{r}, t) = \nabla \varphi(\underline{r}, t) \quad (2.16)$$

Ecuația de undă devine :

$$\nabla^2 \varphi = \frac{1}{c_l^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2}, \quad c_l^2 = \frac{\lambda + 2\mu}{\rho} \quad (2.17)$$

unde c_ℓ reprezintă viteza de propagare a undei. Ea se exprimă, în urma trecerii în domeniul frecvență prin :

$$\nabla^2 \phi + k^2 \phi = 0 \quad ; \quad k = \frac{\omega}{c_\ell} \quad , \quad (2.18)$$

unde : $\phi(\underline{x}, \omega) = \mathcal{F}\{\phi(\underline{x}, t)\}$.

Ecuatia (2.18) reprezintă o ecuație diferențială liniară, omogenă a cărei soluție este bine cunoscută /BE-80/ :

$$\phi(\underline{x}, \omega) = A(\omega) e^{-jkx} \quad , \quad (2.19)$$

unde $x = |\underline{x}|$, iar $A(\omega)$ o constantă ce poate fi determinată în cazul nostru din condițiile limită (2.15) pe baza legii lui Mooste :

$$p(t) = -\dot{u}_x = -\left[(\lambda + 2\mu) \frac{\partial u_x}{\partial x} + 2\lambda \frac{u_x}{x} \right] \Big|_{x=r_0} \quad , \quad (2.20)$$

unde u_x este compenente radială a vectorului de deplasare.

Aplicăm transformata Fourier relației (2.20), în care se notează prin $P(\omega) = \mathcal{F}\{p(t)\}$ și utilizăm relația (2.20). Se obține astfel :

$$P(\omega) = c_\ell^2 A(\omega) \frac{e^{-jkx_0}}{x_0} (k - K_0^+) (k - K_0^-) \quad , \quad (2.21)$$

unde :

$$K_0^\pm = \pm \frac{2}{x_0} \cdot \sqrt{\gamma(1-\gamma)} + 2j \frac{\gamma}{x_0} \quad ; \quad \gamma = \left(\frac{c_t}{c_\ell}\right)^2 \quad , \quad c_t^2 = \frac{\mu}{\rho} \quad , \quad (2.22)$$

c_ℓ fiind viteza de propagare a undei transversale.

Drept urmare :

$$A(\omega) = \frac{P(\omega) \cdot x_0 \cdot \exp(j\omega x_0 / c_\ell)}{(\omega - K_0^+ c_\ell)(\omega - K_0^- c_\ell)} \quad , \quad (2.23)$$

iar calculul funcției de densitate spectrală a deplasării radiale $u_x(r, \omega) = \mathcal{F}\{u_x\}$ poate fi realizat avînd în vedere, potrivit relației (2.16), că :

$$u_x(r, t) = \frac{\partial(\varphi(r, t)/r)}{\partial r} = -\frac{1}{r \cdot c_\ell} \frac{\partial \varphi(t)}{\partial t} - \frac{1}{r^2} \varphi(t) \quad , \quad (2.24)$$

unde :

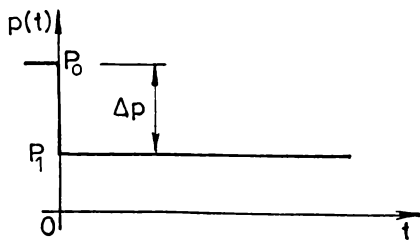
$$t = t \pm \frac{r - r_0}{c_\ell} \quad (2.25)$$

este timpul scurs de la sosirea undei în punctul considerat.

Se obține relația :

$$U_r(r, \omega) = -\left(\frac{1}{r^2} + \frac{j\omega}{rc_l}\right) \frac{r_e \exp[-j\omega(r-r_e)/c_l]}{\varrho(\omega - K_0^+ c_l)(\omega - K_0^- c_l)} P(\omega). \quad (2.25)$$

O aproximare simplă a procesului de generare a emisie acustice permite determinarea expresiei mărimii $P(\omega)$. Se are în vedere faptul argumentat în paragraful precedent că emisia sonoră apare ca urmare a unei variații bruste a stării de tensiune a corpului. Prin urmare, se modelează sursa de EA printr-o variație tip treaptă unitate a presiunii pe conturul de rază r_e (fig.2.3). În consecință $P(\omega)$ are expresia :



$$P(\omega) = -\Delta P \left[\pi \delta(\omega) - \frac{j}{\omega} \right] \quad (2.26)$$

unde prin $\delta(\omega)$ s-a notat impulsul Dirac.

Înlocuind în (2.25), se determină expresia funcției de densitate spectrală a deplasării radiale a unui punct situat la distanța r de sursă :

Fig.2.3. Modelul variației de presiune la sursa de EA

$$U_r(r, \omega) = \left(\pi \delta(\omega) - \frac{j}{\omega} \right) \left(\frac{1}{r^2} + \frac{j\omega}{rc_l} \right) \frac{r_e \exp[-j\omega(r-r_e)/c_l]}{\varrho(\omega - K_0^+ c_l)(\omega - K_0^- c_l)} \Delta P. \quad (2.27)$$

Traductoarele de EA fiind în general traductoare de viteză sau accelerație se exprimă și densitățile spectrale ale vitezei, $V_r(r, \omega)$ respectiv accelerației $A_r(r, \omega)$:

$$V_r(r, \omega) = j\omega U_r(r, \omega); \quad A_r(r, \omega) = -\omega^2 U_r(r, \omega). \quad (2.28)$$

Examinînd expresia (2.27) se constată că în funcție de distanță sau de frecvență modulul ei este proporțional cu $\frac{1}{r}$ dacă $r \gg \left(\frac{r_e}{\omega}\right)_{\max}$ respectiv cu $\frac{1}{r^2}$ dacă $r \ll \left(\frac{r_e}{\omega}\right)_{\min}$. În cazul concret al recepționării semnalelor de EA aceste simplificări nu se pot face. Astfel, limitînd banda de frecvențe recepționată la 100 Hz - 5000 Hz și considerînd $c_l = 5000$ m/s, cele două limite sau valorile de 50 m respectiv 1 m.

Deplasarea radială u_r se determină aplicînd transformarea Fourier inversă :

$$u_r(r, \omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} u_r(r, t) e^{j\omega t} dt. \quad (2.29)$$

Calculul integralei (2-29) s-a făcut pe un contur situat în plan complex, obținându-se rezultatul :

$$u_2(r, t) = - \frac{\Delta p}{2\varrho \cdot c_\ell \cdot \omega_0} \left\{ \frac{1}{48} \left(\frac{r_0}{r}\right)^2 \mathcal{G}(t) + \frac{1}{2\sqrt{1-\gamma}} \left(\frac{r_0}{r}\right)^2 e^{-2\gamma\omega_0 t} \right. \quad (2.30)$$

$$\cdot \sin \left[2\sqrt{1-\gamma} \omega_0 t - \arcsin \sqrt{1-\gamma} \right] \mathcal{G}(t) + \frac{1}{\sqrt{1-\gamma}} \left(\frac{r_0}{r}\right) e^{-2\gamma\omega_0 t}$$

$$\cdot \sin \left[2\sqrt{1-\gamma} \omega_0 t \right] \mathcal{G}(t) \left. \right\},$$

unde s-a notat : $\omega_0 = \frac{c_\ell}{r_0}$; $\mathcal{G}(t)$ - impulsul treaptă unitate,

$$t = t - (r - r_0) / c_\ell.$$

Expresiile vitezei radiale respectiv a accelerației radiale se obțin simplu prin derivarea relației (2.30), fiind evident de același tip :

$$v_r(r, t) = \frac{du_r}{dt} ; \quad a_r(r, t) = \frac{d^2 u_r}{dt^2}. \quad (2.31)$$

Primul termen al relației (2.30) corespunde efectului static al variației de presiune Δp în regiunea de rază r_0 , sursă a EA și apare odată cu variația. El este, ca și cel de al doilea termen, proporțional cu $(r_0/r)^2$ fiind neglijabil la distanțe mari de sursă $r \gg r_0$. De asemenea, el dispare în cazul vitezei sau accelerației.

În consecință mișcarea punctului material are loc după o sinusoidă amortizată. Întrucît stît pulsația acestuia, $2\sqrt{1-\gamma} \omega_0$ cît și gradul de amortizare $\gamma \omega_0$ depind de dimensiunile regiunii în care se generează EA se poate observa că dacă acestea sînt mari, atunci frecvența de oscilație va fi redusă iar gradul de amortizare ridicat, și invers, frecvența va fi mare și amortizarea redusă dacă r_0 va fi mic. Determinarea din semnalul fizic recepționat a acestor parametri permite, drept urmare, realizarea unei estimări a dimensiunilor zonei de apariție a evenimentului, ceea ce este util în practică. Totuși, avînd în vedere faptul că în realitate atenuarea undelor elastice determină și modificarea acestor parametri ai semnalului recepționat fără o corelare a valorii lor cu distanța sursă-receptor nu se poate vorbi despre o determinare a dimensiunilor sursei.

Un efect important asupra recepției semnalului de EA îl are poziția sursei față de transductoare, pentru că sensibilitatea

acestora depinde mult de direcția pe care se produc vibrațiile. Astfel, în cazul traductoarelor de accelerație sensibilitatea maximă corespunde direcției perpendiculare pe suprafața activă, fiind mult mai redusă dacă vibrația apare în același plan cu suprafața activă.

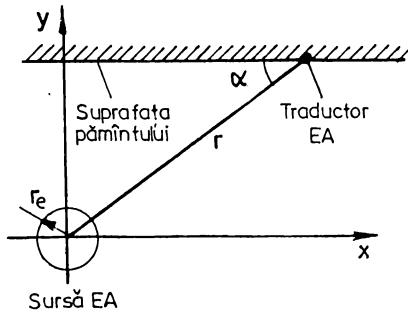


Fig.2.4. Geometrie tipică a sistemului sursă-traductor EA

Potrivit figurii 2.4 direcția de propagare a undelor sferice are înclinația α față de suprafață. Presupunând că traductorul este montat direct pe suprafață, putem determina ușor cele două componente ale deplasării acestuia; componente transversală u_y și cea longitudinală u_x :

$$u_y = u_r \cdot \sin \alpha; \quad u_x = u_r \cdot \cos \alpha. \quad (2.32)$$

În consecință dacă sursa se găsește aproape de suprafață, semnalul receptat pe direcția transversală, a maximei sensibilități, va fi mai redus decât în cazul unei surse aflate la aceeași distanță față de receptor dar mai în profunzime. Drept urmare, amplitudinea semnalului de EA recepționat nu poate constitui un indiciu al amploarei evenimentului dacă ea nu este corelată cu direcția pe care se găsește sursa față de suprafața activă a traductorului.

2.2.2. Propagarea undelor de emisie acustică prin medii absorbante

În medii reale, în particular în rocile geologice, orice deplasare macroscopică este însoțită de transferul indirect al energiei deformației elastice în alte forme de energie, ceea ce determină micșorarea amplitudinii unde elastice pe măsură ce acestea se îndepărtează de sursă. Acest fenomen denumit atenuare se datorează următoarelor caracteristici particulare ale mediului /RJB-73/ :

a. Abaterea în medii reale de la elasticitate ideală. Ea este evidentă în cazul fenomenului de histerază. Dacă la încărcări statice ale unui material acest fenomen se manifestă slab,

la încălziri-descălziri ciclice periodice, în particular în cazul oscilațiilor de înaltă frecvență, histereza va avea o mare influență asupra mărimii amortizării oscilației.

b. Existența unui gradient al vitezei de undă datorat forțelor de oboseală internă ce se produc între particulele vecine ale mediului ce au viteze diferite de deplasare.

c. Ciclurile alternante periodice de comprimare-întindere ale mediului sub acțiunea undelor elastice determină oscilații de temperatură.

d. La creșterea frecvenței, atunci când lungimea de undă devine egală sau mai mică decât dimensiunile particulelor ce compun mediul, se produce trecerea treptată la difracția geometrică a undei. Aceasta are drept urmare reflexia multiplă a undelor pe particulele mediului.

Expresia matematică a absorbției unei unde plane la propagarea printr-un mediu absorbant este /SA-72/ :

$$W(x) = W(0)e^{-2\alpha(\omega) \cdot x} \quad (2.33)$$

unde $W(x)$ este energia undei în punctul x de recepție a undei iar $W(0)$ în punctul inițial $x=0$. Coeficientul $\alpha(\omega)$ denumit coeficient de absorbție caracterizează viteza de scădere a amplitudinii cu distanța și depinde de frecvența oscilației în undă. Luând în considerare diversele procese ce determină propagarea unei unde elastice într-un mediu real, dependența cu frecvența a coeficientului de absorbție poate prezenta diverse forme. Dacă undele elastice sînt amortizate, ca urmare a vîscozității și conductivității termice a mediului, atunci $\alpha(\omega) \sim \omega^2$ iar în cazul propagării printr-un policristal compus din particule avînd simetrie cubică și fără absorbție disipativă se arată că la lungimi mari de undă $\alpha(\omega) \sim \omega^4$ /KJE-73/.

Pentru caracterizarea gradului de absorbție a unei unde elastice într-un mediu vîsco-elastic se folosește și un alt parametru : factorul de calitate Q definit ca raportul dintre partea imaginară și cea reală a modului de elasticitate complex a mediului E :

$$Q(j\omega) = \frac{\text{Im } E(j\omega)}{\text{Re } E(j\omega)} \quad (2.34)$$

Între cei doi parametri introduși, α și Q , relația de legătură se scrie astfel /KJE-73/ :

$$K(\omega) = \frac{\omega}{2 \cdot c \cdot Q(\omega)} \quad (2.35)$$

Multe studii asupra atenuării /FU-62/, /MR-64/ au arătat că un model al amortizării undelor cu Q constant poate explica în mod satisfăcător dependența de frecvență a atenuării în roci, deci $K(\omega) \sim \omega$. Acest model a fost confirmat și de rezultate experimentale /WU-65/.

Atenuarea limitează distanța pe care pot fi observate undele. Aceasta este dependență în mod evident de frecvența semnalului. În fig.2.5 este prezentată dependența de distanță a frecvenței maxime f_m , pentru care pierderile prin atenuare la o undă plană vor fi mai mici sau egale cu 6 dB. Valorile reprezentate pentru Q acoperă gama normală a acestui parametru în materiale geologice situate la suprafață ($Q = 20 - 200$).

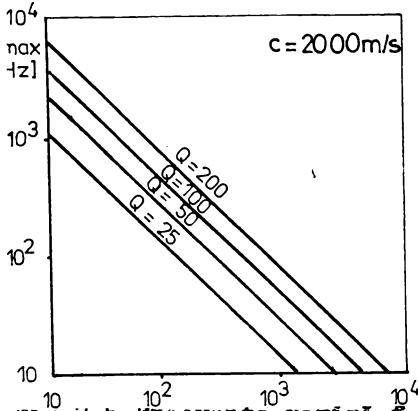


Fig.2.5. Frecvența maximă, f_m de propagare cu atenuare mai mică de 6 dB funcție de distanță

riale geologice situate la suprafață ($Q = 20 - 200$).

În concluzie, notînd cu $H(r, j\omega)$ funcția de atenuare a mediului, modulul acesteia are expresia :

$$|H(r, j\omega)| = e^{-K(\omega) \cdot r} = e^{-\frac{\omega r}{2cQ}} \quad (2.36)$$

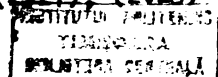
Efectul atenuării asupra unei recepționate este evidențiat prin relația :

$$U_g(r, \omega) = H(r, j\omega) \cdot U(r, \omega) \quad (2.37)$$

În ultima relație s-a notat prin U_g funcția de densitate spectrală a deplasării unei atenuate, iar prin U aceeași funcție determinată în condiții ideale.

2.2.3. Deplasarea aparentă a frecvenței semnalului de emisie acustică

Se va evidenția în continuare efectul atenuării asupra caracteristicilor spectrale ale semnalului de emisie acustică. Conform celor prezentate în paragraful 2.2.1, în mediu ideal elastic spectrul acestuia corespunde unei cosinusoide amortizate în timp. Modificarea componentei spectrale a semnalului acustic prin amortizarea unei se pune cel mai bine în evidență studiind efectul atenuării asupra unei de viteză. Conform (2.27), (2.28) și (2.22) expresia transformatei sale Fourier este



$$V_r(r, \omega) = V_0 \cdot \frac{j\omega + \frac{r_0}{r} \omega_0}{4\gamma \omega_0^2 - \omega^2 + 4j\gamma \omega_0 \omega} \quad (2.38)$$

unde :

$$V_0 = \frac{r_0}{r} \cdot \frac{\Delta p}{c_g \cdot Q} \quad (2.39)$$

Reprezentarea în coordonate logaritmice a modulului acestei funcții indică existența unei frecvențe de maxim (vezi fig. 2.6. Se va determina modul în care funcția de atenuare a mediului pe care am introdus-o modifică valoarea acestui maxim.

În cazul mediului ideal, fără amortizare, valoarea acestui maxim ω_M reprezintă soluția ecuației :

$$\frac{\partial V_r(r, \omega)}{\partial \omega} = 0 \quad (2.40)$$

sau :

$$x^4 + 2\alpha x - 16\gamma^2(1 - \alpha^2) = 0 \quad (2.41)$$

unde :

$$x = \frac{\omega}{\omega_0} ; \alpha = \frac{r_0}{r} \cdot \hat{}$$

În condiții reale, $\alpha \ll \gamma$ și, prin urmare soluția ecuației (2.41) este aproximată prin :

$$\omega_M(r) \approx 2 \omega_0 \sqrt{\gamma - \frac{1}{4} \left(\frac{r_0}{r} \right)} \quad (2.42)$$

Se observă că odată cu creșterea distanței la sursă valoarea frecvenței maxime crește ușor pînă la valoarea $2\omega_0 \sqrt{\gamma}$, constantă la distanță mare față de sursă.

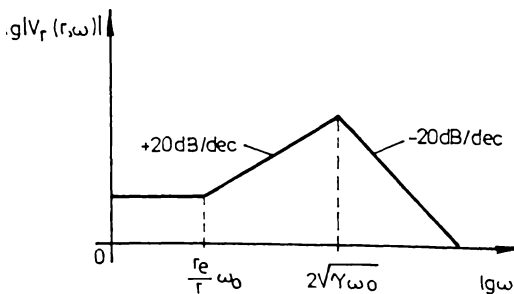


Fig.2.6. Caracteristica Bode a modulului funcției $V_r(r, \omega)$

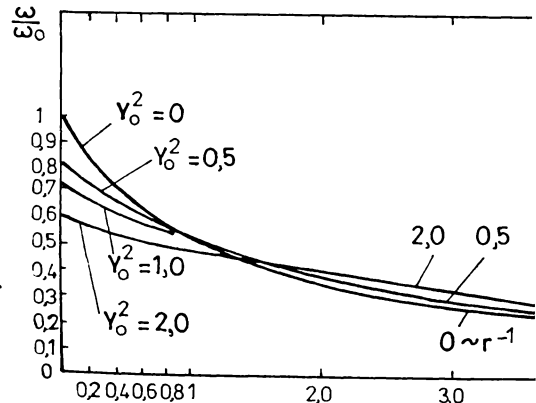


Fig.2.7. Modificarea frecvenței aparente cu distanța la propagarea impulsurilor de RA

Efectul stenuării undei, datorat amortizării, prin propagare la o distanță $r \gg r_0$, se evidențiază seriind conform (2.37) :

$$|V_{rs}(r, \omega)| = |V_r(r, \omega)| \cdot e^{-\frac{\omega r}{2c_g Q}} \quad (2.43)$$

Se stabilește valoarea pulsației maxime ω_{rs} prin aceeași procedură ca mai sus, în condițiile neglijării factorului $(\frac{r}{r_0})$ din expresia (2.38). Se obține ecuația de gradul 5 :

$$Kx^5 + (1+16K\gamma^2)x^4 - 8\gamma Kx^3 + 16\gamma^2 Kx - 16\gamma^2 = 0, \quad (2.44)$$

unde x are semnificația de mai sus iar $K = \frac{r \omega_0}{2c_g Q}$. Rădăcinile acestei ecuații au fost calculate pe baza programului RAFX existent în biblioteca matematică a calculatorului Felix C256 pentru diferite valori ale coeficientului K , rezultatul fiind prezentat în fig.2.7 /HO-76/.

Se constată și din figură și direct că pentru K mare ($K \gg 1$) soluția asimptotică a frecvenței principale devine :

$$x \sim \frac{1}{K} \text{ sau } \omega_{MA} \sim \frac{2c_g Q}{r} \quad (2.45)$$

Aproximarea este corectă dacă

$$K \gg 1 \text{ sau } r \gg \frac{2c_g Q}{\omega_0}$$

În concluzie, la distanțe mari față de sursă, frecvența principală a undei acustice recepționate nu mai depinde practic de caracteristicile evenimentului de EA ci numai de cele ale mediului de propagare. De exemplu, dacă $\omega_0 = 2\pi \cdot 5 \cdot 10^3$ rad/sec, $c_g = 5 \cdot 10^3$ m/s și $Q = 100$ (valoare tipică), atunci la distanța $r = 1$ km semnalul acustic emis va avea potrivit (2.44) frecvența principală $\omega_{MA} = 2 \cdot 1,58 \cdot 10^2$ rad/sec întrucît este îndeplinită condiția (2.45).

În consecință, analiza conținutului în frecvență a unui semnal de EA poate avea numai o utilitate limitată referitor la caracteristicile sursei de semnal cu excepția cazurilor în care $\omega_0 r \leq 2c_g Q$.

2.2.4. Determinarea domeniului de detecție a emisiei acustice

La supravegherea prin EA a unui domeniu geologic, stabilirea modului de plasare în teren a traductoarelor în vederea realizării în condiții optime a detecției și localizării eveni-

mentelor de EA reprezintă o problemă de primă importanță. În particular, este necesară stabilirea unei distanțe optime între traductoare care să permită pe de o parte, supravegherea eficientă a zonei iar pe de altă parte să minimizeze numărul de traductoare utilizate. Această operație se realizează în practică printr-o serie de măsurători acustice chiar în zona de interes /GO-78/ și prin urmare estimarea teoretică pe care o prezentăm în continuare prezintă interes /GA-86/.

Considerăm cazul tipic de eveniment de EA produs prin dezvoltarea unei fisuri de lungime $2L$ într-un mediu elastic omogen, caz tratat în paragraful 2.1.2. Dacă lungimea fisurii depășește cu mult lungimea critică de rupere, potrivit (2.4) energia totală eliberată prin fisurare, W_T , are expresia :

$$W_T \approx \frac{\pi \sigma^2 \cdot L^2 H}{2E}, \quad (2.46)$$

unde σ reprezintă solicitarea la rupere ($\sim 10^8$ dyn/cm²), H este grosimea plăcii fisurate iar E - modulul lui Young ($\sim 10^{11}$ dyn/cm² - valoare tipică în roci). Vom admite pentru simplificare, că întreaga energie eliberată prin rupere este transferată undelor elastice purtătoare ale semnalului de EA.

Sursa radiază într-un mediu infinit omogen avînd un coeficient de amortizare de tipul (2.36) astfel încît expresia energiei $W_g(r, \omega)$ transferată printr-o suprafață de arie S situată la distanța r de sursă este :

$$W_g(r, \omega) = \frac{S}{4\pi r^2} e^{-\frac{\omega \cdot r}{sQ}} \cdot W_T, \quad (2.47)$$

unde primul termen reprezintă efectul atenuării geometrice.

La distanța r de sursă este plasat traductorul de EA ce are o arie activă S . Acesta este un traductor piezoelectric, traductor de accelerație. Se notează cu a_{\min} valoarea minimă a accelerației undei elastice detectate de traductor.

Egalînd energia primită pe suprafața S situată la distanța r de sursă cu energia medie a punctului material de masă m aflat în mișcare andulatorie

$$W_g(r, \omega) = \frac{mV_M^2(r, \omega)}{2}, \quad (2.48)$$

unde prin $V_M(r, \omega)$ se notează viteza maximă de oscilație a punctului considerat, se obține expresia acestei viteze :

$$V_M(x, \omega) = \sqrt{\frac{2W_S(x, \omega)}{m}} = \sqrt{\frac{W_T}{2\pi \cdot \rho \cdot \lambda}} \cdot \frac{e^{-\frac{\omega x}{2cQ}}}{x} \quad (2.49)$$

Aici s-a folosit egalitatea $(m/\delta) = (\rho \cdot \delta \cdot \lambda) / 6 = \rho \cdot \lambda$ avînd în vedere faptul că medierea energiei în /HO-80/ se face pe o lungime de undă, iar ρ este densitatea mediului ($\approx 3000 \text{ kg/m}^3$).

Pentru o mișcare undulatorie de pulsație ω relația între valorile maxime ale accelerației a_M și vitezei V_M permite să se scrie :

$$a_M(x, \omega) = \omega \cdot V_M(x, \omega) = \frac{\omega W_T}{4\pi^2 \cdot \rho \cdot e} \cdot \omega \cdot \frac{e^{-\frac{\omega x}{2cQ}}}{x} \quad (2.50)$$

unde s-a înlocuit : $\lambda = 2\pi \cdot c / \omega$.

Expresia finală a accelerației maxime se obține înlocuind în (2.50) valoarea W_T furnizată de (2.46). Se aproximează aici ea în /AR-69/ : $L = H = 2\pi \cdot c / \omega$.

$$a_M(s, \omega) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{c \cdot \hat{\sigma}}{\sqrt{2E\rho}} \cdot \frac{\exp(-\frac{\omega x}{2cQ})}{x} \quad (2.51)$$

sau :

$$a_M(x, \omega) = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\omega}{Q} \cdot \frac{\hat{\sigma}}{\sqrt{2E}} \cdot \frac{\exp(-x)}{x} \quad (2.52)$$

unde $x = \omega x / 2cQ$.

Domeniul maxim de detecție $x_{max}(\omega)$ a fost determinat prin rezolvarea ecuației neliniare (2.52) în care s-au considerat diverse valori ale parametrilor. S-a utilizat metode Newton implementată în Basic pe un calculator personal.

Stabilirea unei valori minime a accelerației detectabile s-a făcut pe baza datelor de catalog ale unui transducător piezoelectric tipic : KD-33 (RDG) / BE-75/. Pentru a detecta un semnal de EA s-a considerat valoarea minimă a raportului semnal-zgomot egală cu 2. În aceste condiții conform /HO-77/ accelerația minim detectabilă este $5 \times 10^{-3} \text{ m/s}^2$. Rezultatele sînt prezentate în figura 2.8. Figura 2.9 stabilește distanțe de detecție în cazul în care se dorește o analiză mai exactă a semnalului (de ex. măsurarea amplitudinii și localizarea surselor de EA). S-a considerat în acest caz : $a_M = 5 \times 10^{-1} \text{ m/s}^2$. În ambele cazuri s-au considerat trei valori ale indicelui de calitate Q : 25, 50, 100 iar pentru solicitarea la rupere, valoarea minimă $\hat{\sigma} = 10^7 \text{ dyn/cm}^2$.

În primul caz, cel de detecție a EA, valoarea minimă a distanței pentru care este detectabil un semnal de 5000 Hz este $r_{dmin} (5000 \text{ Hz}) = 185 \text{ m}$. În această situație, ^{distanța} între două traductoare plasate în teren nu va depăși :

$$D_{dmax} \approx 2r_{dmin}(5000 \text{ Hz}) = 300 \text{ m.}$$

Dacă se urmărește localizarea evenimentului de EA atunci potrivit figurii 2.9 distanța între două traductoare nu va depăși :

$$D_{emax} \approx r_{fmin}(5000 \text{ Hz}) = 75 \text{ m.}$$

Ambele valori au fost stabilite pentru valoarea tipică a lui Q , $Q=100$.

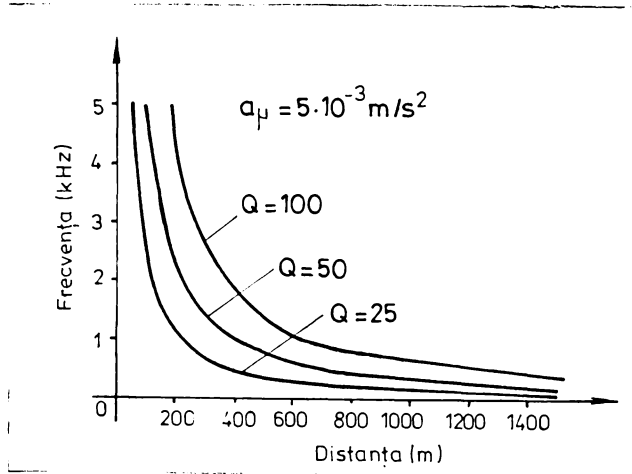


Fig.2.8. Distanța de detecție a EA funcție de frecvența semnalului emis ($Q= 25, 50, 100$)

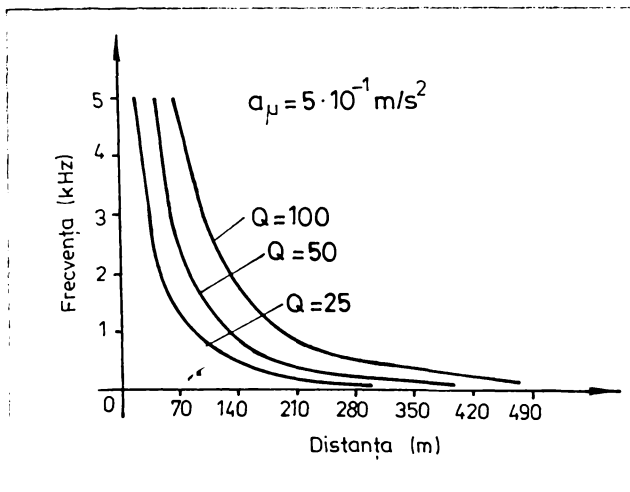


Fig.2.9. Distanța de localizare a sursei de EA funcție de frecvența unei emise ($Q= 25, 50, 100$)

Rezultatele obținute concordă satisfăcător cu valorile raportate experimental în /GO-78/ și /HO-80/. În figura 2.10 sînt prezentate caracteristicile determinate experimental în /GO-78/.

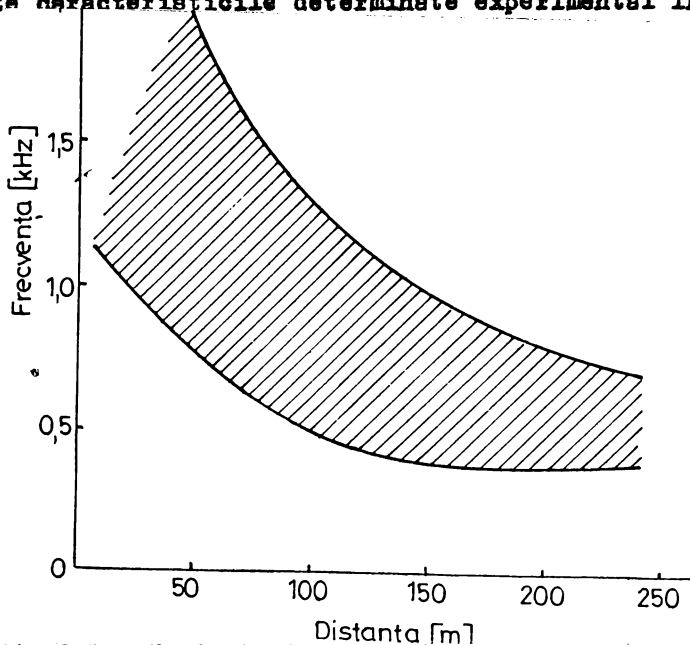


Fig.2.10. Variația frecvenței caracteristice a semnalului de EA recepționat în funcție de distanța sursă-trecător (din /GO-78/)

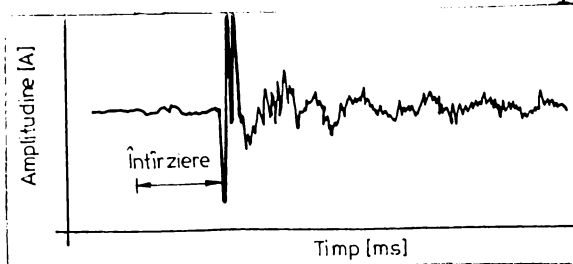
2.2.5. Particularități ale propagării undelor elastice ce influențează forma semnalului recepționat

Dacă se compară modelul semnalului de EA exprimat prin ecuațiile (2.37), (2.38) ce reprezintă un semnal cosinusoidal puternic amortizat după o exponențială, cu formele de undă ale semnalului real de EA așa cum sînt reportate acestea în diverse lucrări /FKA-75/, /AI-81/ (vezi figura 2.11) constatăm diferențe serioase ce pot fi atribuite în întregime modelului simplificator al fenomenului adoptat aici.

În primul rînd, echivalarea sursei de semnal cu o sferă pe a cărei circumferință se produce o variație bruscă de presiune este departe de a fi adecvat multitudinii modurilor de manifestare a fenomenului. Mult mai adecvată și încă nu în toate situațiile ar fi fost echivalarea sursei cu un dipol emisiv avînd în vedere că dezvoltarea fisurilor de lungime finită (vezi paragraful 2.1.2) constituie un fenomen curent de emisie. Câmpul de unde

elastice creșt de o astfel de sursă nu este izotrop ca la modelul dezvoltat, iar expresiile undelor emise sînt evident mai complicate; ele neconstituind obiectul lucrării.

În al doilea rînd semnalul real recepționat se dovedește a fi rezultatul, așa cum se constată în figura 2.11, a mai multor



tipuri de unde care se propagă cu viteze diferite și determină creșterea duratei sale. Dacă undele P (longitudinale) și S (transversale) există în mediul omogen infinit considerat în model, unda R (Rayleigh) este o undă de suprafață datorată plasării atât a sursei cît

Fig.2.11. Fotografia unei seismograme originale ce reprezintă un semnal de EA /FRA-77/ și a receptorului în apropierea suprafeței pămîntului, deci dimensiunilor finite ale mediului de propagare.

Spre deosebire de modelul considerat, mediul de propagare real este compus din diverse straturi geologice, din incluziuni de corpuri străine, din cavități în cazul exploatărilor miniere. Propagarea undelor elastice în condiții reale se face prin urmare prin reflexii și refracții multiple pe granițele de separare a straturilor, prin fenomene de difracție pe obiecte ce au dimensiuni comparabile cu lungimea de undă a semnalului. Este evident faptul că diversitatea condițiilor în care are loc propagarea nu permite o modelare cu caracter generalizator a acestor fenomene.

Veloarea constantă a vitezei de propagare a undelor elastice reprezintă o altă supoziție evident simplificatoare. În realitate, avînd în vedere neomogenitatea mediului geologic aceasta variază de la un strat la altul /RJE-73/ și este puternic influențată de gradul de solicitare a mediului precum și de temperatura acestuia /RJE-73/, /FRA-75/. Ultima cauză determină și apariția unei puternice anizotropii a câmpului de viteze în mediu.

Deși efectul variației vitezei poate fi încorporat în modelul nostru prin utilizarea unei viteze echivalente a undelor în mediu el determină mărirea incertitudinii în localizarea sursei de EA.

Deformarea pachetului de unde prin propagare se datorește și fenomenului de dispersie a vitezelor, adică a dependenței vitezei de propagare de frecvență sau lungime de undă. Acest fenomen

însoțește, de altfel, întotdeauna propegarea semnalelor acustice prin medii absorbente, așa cum se va evidenția în continuare. Astfel, considerînd că mediul absorbant acționează ca un sistem ceuzal asupra semnelului acustic, părțile reale și imaginare ale funcției sale logaritmice de transfer sînt legate printr-o transformare Hilbert /MA-84/. Această observație ne permite să determinăm partea imaginară a funcției pornind de la cea reală. Notînd cu $H(r, j\omega)$ funcția de atenuare a mediului se obține :

$$\ln H(r, j\omega) = -\alpha(\omega) \cdot r - j\beta(\omega) \cdot r \quad (2.53)$$

și relația de legătură :

$$\beta(\omega) = \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\alpha(\lambda)}{\lambda^2 - \omega^2} d\lambda. \quad (2.54)$$

Considerente energetice exclud utilizarea pentru partea reală a funcției $\ln H(r, j\omega)$ a expresiei (2.36), deși ea este bine verificată în practică /BU-72/, /RJK-73/. Se utilizează aproximarea

$$\alpha(\omega) = \frac{\omega^s}{2cQ}, \quad (2.55)$$

unde indicele s are valori cuprinse între 0,95 și 0,99.

Introducînd expresia (2.55) în (2.54) și efectuînd integrarea pe un contur situat în planul ω complex, se obține :

$$\beta(\omega) = \frac{\omega^s}{2cQ} \cdot \text{tg} \frac{s\pi}{2}. \quad (2.56)$$

În aceste condiții argumentul părții imaginare a funcției de densitate spectrală a deplasării într-un punct situat la distanța r de sursă devine :

$$\frac{\omega r}{c} + \frac{\omega^s r}{2cQ} \cdot \text{tg} \frac{s\pi}{2} = \frac{\omega \cdot r}{c(\omega)}. \quad (2.57)$$

Ultima expresie evidențiază dependența vitezei de fază de frecvența undei acustice :

$$c(\omega) = \frac{c}{1 + \frac{\omega^{s-1} \cdot \text{tg} \frac{s\pi}{2}}{2Q}}. \quad (2.58)$$

Înlocuind în (2.58) parametrii Q și s cu valorile tipice 100 și 0,95 se constată că în condiții de atenuare a mediului conform (2.56) viteza de fază a undelor acustice în domeniul de frecvențe al KA (100 - 5000 Hz) variază cu $\sim 15\%$.

2.3. Abordarea statistică a fenomenului de emisie acustică

2.3.1. Definirea parametrilor statisticii globale ai procesului de emisie acustică

Semnalul util de EA cules de un traductor se prezintă ca o succesiune de impulsuri aleatoare în amplitudine, durată și moment. Se va denumi această succesiune obținută din momentul inițial al instalării traductoarelor în zona destinată supravegheții prin EA până în momentul final al apariției avariei o realizare completă a procesului. De limitarea unei părți din realizarea completă legată de o fază a procesului de deformare a structurii geologice supraveghește constituie o realizare curentă. În general însă controlul prin EA nu este inițiat în momentul începerii avarierii și nu sfârșește în momentul catastrofei. De astfel o modalitate răspîndită de control constituie controlul periodic executat la intervale discrete de timp, pe durate specificate. Informația obținută într-o astfel de durată de control nu are vreo legătură cu o unică fază a procesului de avariere, constituind ceea ce vom denumi realizare observată.

O modalitate utilă de determinare a gradului de avariere în care se găsește o zonă supravegheată prin EA ar putea fi reprezentată de compararea parametrilor de EA măsurați, cu curbe etalon ce descriu variația temporală a parametrilor semnalelor de EA. În calitate de curbe etalon se folosesc rezultatele experimentale realizate în laborator pe probe de rocă prelevate din zona supusă la deformare. Din păcate, în situații reale, o astfel de abordare are o utilitate redusă, avînd în vedere gradul mare de complexitate pe care îl are EA în teren. Nici folosirea drept etalon a rezultatelor de teren obținute în alte zone supraveghește prin EA nu poate fi absolutizată, datorită marilor diferențe ce există între două experimente.

Singura abordare reală a procesului de EA într-o situație dată pleacă de la principiul unicității procesului, de la constatarea că în respectivele condiții el constituie o realitate obiectivă la nivelul realizării complete. În cursul cercetării unei realizări complete vor trebui evidențiate caracteristicile de ne-staționaritate ale procesului aleator, variația parametrilor dăți de la o realizare la alta.

Pentru simplificare, procesul de EA se descrie ca un proces stohastic de două variabile : s-amplitudinea actului singular de

EA recepționat și T - interval de timp între două acte singulare
 O descriere mai completă a evenimentului de EA se va face în ca-
 pitolul referitor la localizarea surselor unde se va considera
 în modelul statistic al fenomenului și un al treilea parametru,
 coordonatele sursei. În cazul de față densitatea de probabilitate
 a procesului se notează, în consecință, prin $p_i(a, T)$ unde i este
 numărul realizării curente.

Considerând coeficientul care leagă timpul scurs în expe-
 riment, de numărul actelor singulare de EA recepționate ca fiind
 nedeterminat, cea mai comodă alegere o constituie fixarea pentru
 acest număr a unei valori determinate N . Valoarea se alege în așa
 fel încît să permită determinarea suficient de precisă a parametre-
 trilor procesului.

Dacă ne limităm la momentele statistice de ordinul 1 și 2
 funcția $p_i(a, T)$ permite obținerea a 5 parametri :

a) valoarea medie a amplitudinii evenimentelor singulare
 de EA :

$$M_{a_i} = \langle a \rangle_i, \quad (2.59)$$

b) dispersia amplitudinilor :

$$D_{a_i}^2 = \langle (a - M_{a_i})^2 \rangle_i, \quad (2.60)$$

c) valoarea medie a intervalelor de timp între evenimente:

$$M_{T_i} = \langle T \rangle_i, \quad (2.61)$$

d) dispersia intervalelor :

$$D_{T_i}^2 = \langle (T - M_{T_i})^2 \rangle_i, \quad (2.62)$$

e) coeficientul de corelație între valorile amplitudinilor
 și ale intervalelor :

$$\gamma_{aT_i} = \frac{\langle a \cdot T \rangle_i}{D_{a_i} \cdot D_{T_i}}, \quad (2.63)$$

unde s-a notat prin $\langle \rangle$ operatorul de mediere statistică.

În final, extinderea acestor determinări pe toată durata
 unei realizări complete permite evaluarea următoarelor dependențe
 temporale :

$$a) M_a(t); \quad b) D_a^2(t); \quad c) M_T(t); \quad d) D_T^2(t); \quad e) \gamma_{aT}(t). \quad (2.64)$$

Momentul curent în aceste dependențe corespunzător reali-
 zării curente cu același indice, se determină din

$$t_1 = N \cdot \sum_{j=1}^1 M_{Tj} . \quad (2.65)$$

Intrucît creşterea gradului de avarie a unei structuri depinde indirect de timp dar este determinată de modul în care aceasta este solicitată, ceea ce nu este cunoscut aprioric, iar parametrii de EA depind de o mulţime de variabile necontrolabile, interpretarea caracteristicilor experimentale (2.64) din punct de vedere al determinării fenomenelor de deformare şi distrugere care au loc în structura geologică este dificilă. Diferitele faze ale proceselor mecanice de deformare pot fi stabilite pornind de la existenţa unor puncte esenţiale în caracteristicile (2.64) ca de pildă : puncte de extrem, puncte de curbură, puncte de schimbare a pantei.

Se va examina în continuare în mod principal, evoluţia în timp a coeficientului de corelaţie amplitudine-interval. Se poate presupune întemeiat că acest parametru este esenţial. Într-adevăr există o corelaţie între mărimea paşilor succesivi cu care creşte o ruptură şi amplitudinea semnalului de EA emis. Odată cu creşterea amplitudinii fisurilor, deci a semnalelor acustice emise, numărul actelor individuale de rupere, deci a evenimentelor de EA, scade $/EA-Sol/$.

Dacă în cazul proceselor de rupere această corelaţie apare, după cum s-a arătat, evidentă, nu acelaşi lucru se poate afirma în cazul deformării plastice sau elastice cînd fiecare act de EA se datorează unei mulţimi de mişcări elementare de dislocaţii.

Deşi nu este întemeiată întotdeauna, presupunerea $\gamma_{AT}(t)=0$ este unanim adoptată în prelucrarea datelor experimentale, întrucît ușurează mult procesul de prelucrare a lor. În aceste condiţii mărimile a şi T sînt presupuse independente iar densitatea de probabilitate $p_1(a,T)$ se scrie sub forma produsului :

$$p_1(a,T) = p_1(a) \cdot p_1(T) \quad (2.66)$$

Se va considera în continuare semnalul de EA așa cum este el captat de traductor, ca o succesiune aleatoare de impulsuri avînd drept parametri stocastici : amplitudinea, forma și momentul de apariție a impulsurilor :

$$s(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cdot f_i(t-T_i) . \quad (2.67)$$

unde $s(t)$ este procesul captat, a_i - amplitudinea impulsurilor apărute la momentul T_i iar $f_i(t)$ - o funcție care are de formă avînd amplitudinea maximă normată la unitate. N este

numărul de impulsuri recepționat pe durata realizării curente.

2.3.2. Ipoteza Poisson asupra numărului evenimentelor de emisie acustică

Stabilirea funcției de distribuție statistică ce caracterizează un proces de EA din punct de vedere al timpului seurs între două evenimente succesive pleacă de la presupunerea simplificatoare că impulsurile observate sînt evenimente independente avînd o probabilitate constantă de apariție în timp. O succesiune de astfel de evenimente este descrisă de legea lui Poisson, fiind caracterizată de probabilitatea $P_N(t)$ de apariție a N impulsuri în intervalul de timp t /TI-66/ :

$$P_N(t) = \frac{(\gamma t)^N}{N!} \cdot e^{-\gamma t}, \quad (2.68)$$

unde γ este parametrul fluxului și coincide cu numărul mediu de evenimente în unitatea de timp. Deci :

$$\bar{N} = \langle N \rangle = \gamma t \quad (2.69)$$

și de asemenea :

$$\sigma_N^2 = \langle (N - \bar{N})^2 \rangle = \gamma t. \quad (2.70)$$

Admițînd o asemenea lege de repartiție pentru numărul de impulsuri, se poate descrie ușor procesul de EA prin densitatea de probabilitate $p(T)$ și parametrii M_T și D_T^2 introduși în paragraful precedent. Se reamintește că T reprezintă intervalul de timp între două impulsuri succesive iar M_T și D_T sînt valoarea medie respectiv dispersia intervalului. Pentru calculul densității de probabilitate se va considera probabilitatea evenimentului complementar aceluia ce pe durata T să nu apară nici un impuls :

$$P_0(T) = 1 - P_o(T) = 1 - e^{-\gamma T} \quad (2.71)$$

Atunci :

$$p(T) = \frac{dP_0(T)}{dT} = \gamma \cdot e^{-\gamma T}. \quad (2.72)$$

Drept urmare, se pot determina valoarea medie și dispersia intervalului T

$$M_T = \langle T \rangle = \int_0^{\infty} \gamma \cdot T \cdot e^{-\gamma T} dT = \frac{1}{\gamma}, \quad (2.73)$$

$$D_T^2 = \langle (T - M_T)^2 \rangle = \langle T^2 \rangle - M_T^2 = \frac{1}{\gamma^2}. \quad (2.74)$$

Din expresiile obținute mai sus, (2.73) și (2.74) se poate remarca ușor modul în care măsurătorile experimentale pot servi pentru stabilirea densității de probabilitate $p(\gamma)$ și a mărimilor M_T și D_T^2 . Astfel, presupunând că se determină experimental într-un interval de timp T_t un număr de N impulsuri utile de EA, se poate determina imediat parametrul γ :

$$\gamma = \frac{N}{T_t} . \quad (2.75)$$

2.3.3. Ipoteze privind distribuția amplitudinii semnelor de emisie acustică

Analiza distribuției amplitudinilor semnelor de EA în presupunerea că $N_{ST} = 0$ se dovedește un mijloc important de studiu al fenomenului /PO-80/. Pe de o parte aceasta poate servi ca un mod de a diferenția diverse mecanisme de fracturare în materiale solicitate și pentru a diagnostica atingerea punctului critic de avarie /NA-72/, /PO-73/. Pe de altă parte, ea poate servi la determinarea domeniului de detecție și localizare a surselor de EA, constituind, prin urmare, un parametru esențial luat în considerare în calculele de proiectare a sistemelor de EA și în metodele de interpretare a datelor specifice unei tehnologii avansate de EA /PO-

Conform relației (2.67) amplitudinea a a unui semnal de EA este cea mai mare valoare atinsă de către tensiunea de ieșire a

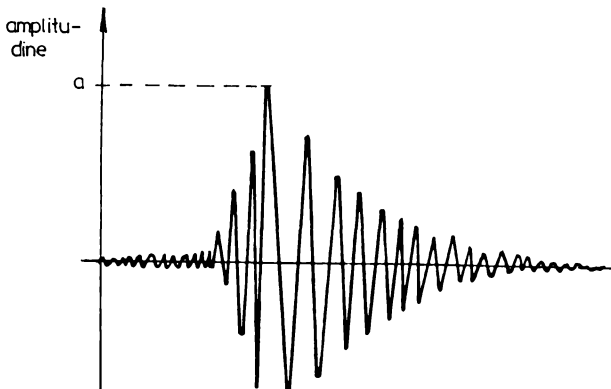


Fig.2.12. Semnal tipic de emisie acustică
Definirea amplitudinii semnalului

traductorului (fig.2.12). Se constituie evident atributul unui act singular de EA.

Pentru caracterizarea statistică a EA după amplitudinea semnelor recepționate se folosesc parametrii statistici definiți în paragraful 1.4.2 prin relațiile (1.7) - (1.11) și anume : funcția de

distribuție cumulativă $F_N(a)$, funcția de repartiție reciprocă $F(a)$, funcția de distribuție diferențială f_N și funcția de distribuție diferențială logaritmică $g(a)$.

Cea mai utilizată expresie pentru funcția de distribuție a amplitudinii impulsurilor de EA este modelată de așa-numita lege de putere. Această distribuție care a fost frecvent verificată experimental /NA-72/, /PO-73/, /PO-80/ se exprimă matematic prin:

$$P(a) = \frac{F(a)}{N} = (a/a_t)^{-b}, \quad (2.76)$$

$$p'(a) = \lim_{\substack{N \rightarrow \infty \\ a \rightarrow 0}} \frac{f_N(a)}{N} = \frac{b}{a_t} \cdot (a/a_t)^{-b-1}, \quad (2.77)$$

$$g(a) = b(a/a_t)^{-b} \cdot \frac{\ln a_0}{2a}, \quad (2.78)$$

unde N reprezintă numărul total de evenimente recepționate avînd amplitudinea a mai mare decît cea mai mică amplitudine detectată, a_t .

Inițial, modelul legii de putere a fost introdus în seismologie /RI-58/, în legătură cu amplitudinile cutremurelor așa cum sînt ele măsurate de seismografe. Aplicarea modelului în domeniul EA a fost fundamentat teoretic în lucrările lui Mogi, Scholz și Pollock /MO-62/, /SCHO-682/, /PO-73/. Este de subliniat faptul important că valoarea parametrului b al distribuției amplitudinilor păstrează, în ipoteza atenuării constante a mediului o valoare constantă, independent de distanța sursă-traductor.

Valoarea parametrului b poate servi ca un indice important al procesului distructiv care se desfășoară în material. Experimental s-a determinat un domeniu tipic de variație al parametrului cuprins între 0,5 și 0,7 dar ocazional s-au obținut valori extreme de 0,4 respectiv 4 /PO-80/. Parametrul b are valori scăzute pentru procese discontinue de creștere a fisurilor în materiale de rezistență mare, casante, în timp ce procesele de creștere a zonei plastice ce preced extinderea unei fisuri dau valori relativ ridicate pentru b . Mai este de relevat că valoarea lui b se poate modifica în timp reflectînd modificarea tipului de proces de deformare în material.

S-a constatat experimental în multe cazuri că legea de putere nu concordă satisfăcător cu rezultatele obținute experimental. De altfel, această lege nu poate fi folosită decît pe un domeniu restrîns al amplitudinilor : ea prezice un număr infinit de evenimente de amplitudine restrînsă și dă o probabilitate finită evenimentelor de mare amplitudine, ceea ce nu concordă cu realitatea. De asemenea, pentru $b < 1$, valoarea medie a amplitudinii

semnalelor ce satisfac legea de putere este o mărime divergentă pentru $N \rightarrow \infty$.

Plecând de la aceste considerații și pe bază de evaluări teoretice au fost avansate de către unii cercetători și alte modele teoretice. Astfel, Holt și Evans au găsit pentru rezultatele pe care le-au obținut la măsurarea amplitudinilor semnalelor de EA în vasă de presiune de oțel și fibră de sticlă /HO-762/ că datele satisfac o lege de distribuție normală logaritmică.

$$p(a) = \frac{1}{a_0 \sqrt{2\pi}} e^{-[\ln(a/a_0)]^2 / 2\sigma^2} \quad (2.69)$$

unde a_0 reprezintă amplitudinea corespunzătoare maximului densității de probabilitate iar σ este deviația standard a logaritmului natural al amplitudinii față de valoarea $\ln a$. În astfel de model înlătură neajunsurile legii de putere. De asemenea este de menționat concordanța pe care această distribuție o are cu legea de putere pe un domeniu limitat de valori, precum și justificarea intuitivă care se poate da expresiei (2.69) pornind de la constatarea că un act singular de EA se datorește unui mare număr de evenimente independente /TI-66/.

2.4. Concluzii

Cunoașterea caracteristicilor semnalelor de EA, a mecanismelor ce contribuie la formarea lor : generare, propagare este utilă din două puncte importante de vedere. În primul rând ea permite stabilirea structurii și performanțelor sistemelor electronice de recepție și prelucrare a semnalelor de EA, iar în al doilea rând ea permite diagnosticarea stării de solicitare a structurii geologice pe baze caracteristicilor particulare ale semnalelor recepționate.

Sînt prezentate principalele mecanisme de producere a semnalelor acustice în structuri geologice solicitate, estimîndu-se în cazul rupturilor, a creșterii fracturilor energia acustică degajată. Deși modelele avansate sînt heuristice rezultatele obținute pot servi ca punct de plecare într-o tratare cantitativă a fenomenului.

În continuare, pe baza modelului propus de propagare, se arată că semnalul acustic așa cum este recepționat într-un mediu ideal omogen se prezintă ca o sinusoidă amortizată exponențial.

Frecvența principală a semnalului este determinată în mod direct de dimensiunile defectului, permițând astfel o estimare a acestora.

Efectul atenuării asupra undelor elastice de EA se manifestă printr-o deplasare aparentă spre frecvențe joase odată cu creșterea distanței sursă-traductor, a frecvenței principale din spectru și, bine înțeles, printr-o atenuare mărită a semnalului captat. Pornind de la modelul de atenuare adoptat s-au determinat funcție de frecvența semnalului de EA distanța maximă sursă-traductor ce permite detecția sau localizarea sursei de semnal. Pe baza acestei estimări se pot stabili într-un caz real, modul de poziționare în teren a traductoarelor unui sistem de EA.

Abordarea statistică a fenomenului de EA chiar dacă este limitată la un număr restrâns de parametri așa cum se face în acest capitol, permite relevarea unor caracteristici statistice importante ale semnalului. Ele sînt utile atât în stabilirea unor structuri optime de receptoare, detectoare de EA cît și în caracterizarea fenomenului.

Capitolul 2

MATEMATICA ȘI ESTIMAREA PARAMETRILOR SEMNALULUI DE EMISIE ACUSTICĂ SINGULAR

3.1. Necesitatea aplicării principiilor teoriei informației la prelucrarea semnelului de emisie acustică

Aparatura de LA ca și întreaga așezare de măsură este supusă influenței factorilor externi, a zgomotelor proprii ce duc la mascarea și denaturarea informației recepționate. Sursele de zgomot intern în aparatură sînt constituite de fenomene fluctuante ca zgomotul termic, fluctuația numărului de purtători de sarcină, instabilitatea curenților de scurgere, etc.

Zgomotele externe sînt datorate influențelor electromagnetice asupra aparatului electronic și traductorilor, dar și perturbațiilor mecanice și acustice ce acționează stît asupra mediului observat cît și direct asupra traductorilor, este deosebit de dificilă înlăturarea ultimului tip de perturbație întrucît caracterul semnalelor perturbatoare este asemănător celui al semnalelor utile stît prin natura lor cît și prin modul alestora de manifestare. Aceste perturbații se datoresc unor cauze diverse : zgomotul instalațiilor mecanice aflate în funcționare în apropierea traductoarelor (excavatoare, perforatoare, etc), zgomotul mediului înconjurător (vînt, ploaie, pașii oamenilor, etc), emisia acustică din structură mediată fenomenului studiat (de ex. LA continuă).

Eliminarea zgomotelor acustice perturbatoare se bazează pe diferențele ce există între acestea și semnalul acustic util din punct de vedere al caracteristicilor energetice, spectrale, de amplitudine și temporale.

Baza descrierii matematice a procesului de decizie este asigurată de teoriile statistice ale testării ipotezelor și estimării /VA-68/, (SPA-71/. Elementul comun al acestor teorii constă în aceea că fiecare dintre ele stabilește o regulă de interpretare a datelor observate în funcție de ipotezele făcute asupra semnalului și zgomotelor. Regula de decizie, de exemplu în cazul testării

a mai multor ipoteze, se aplică unui vector de date observate specificând una dintre ipoteze în funcție de densitatea de probabilitate a datelor. În cea mai simplă formă detecția este o problemă de testare binară a ipotezelor în care ipoteza "zero" (H_0) corespunde cazului "numai zgomot" iar ipoteza alternativă (H_1) corespunde prezenței cazului "semnal+zgomot". Clasificarea pe de altă parte, este o problemă de testare a ipotezelor multiple în care s-ar putea, de exemplu, distinge diferite tipuri de surse de LA: H_1 - căderea rocilor + zgomot, H_2 - fracturare + zgomot, H_3 - vibrații ale rocilor + zgomot, etc.

În mod similar, teoria estimării permite calcularea pe baza unei reguli de estimare a parametrilor necunoscuți ai semnalului recepționat (estimare punctuală) sau de limite probabilistice a valorii lor (estimare de interval).

3.2. Stabilirea structurii și performanțelor detectoarelor de emisie acustică

Cunoașterea caracteristicilor statistice ale semnalului util și zgomotului permite stabilirea unor proceduri optimizate de detecție și evaluare a parametrilor semnalului. Acestea pot servi direct la realizarea unei aparaturi electronice adecvate. Din păcate, în cazul LA, complexitatea semnalului util recepționat datorată fenomenelor complexe ce îl determină, împiedică stabilirea unei modalități unice, optimizate de detecție. Se vor prezenta în continuare câteva tipuri de structuri de detecție a semnalelor de LA ce sînt sau pot fi utilizate în acest scop, împreună cu performanțele lor.

Analizînd avantajele și limitările metodelor uzuale de detecție a LA se propun în continuare noi modalități de detecție temporală și energetică care înlătură unele din neajunsurile metodelor utilizate curent.

3.2.1. Recepție cu filtru adaptat

Atunci cînd forma semnalului util este cunoscută pentru detecție acestuia se folosește un filtru adaptat. În cazul LA deși se cunoaște că semnalul se prezintă ca o sinusoidă amortizată parametrii acesteia (frecvență, grad de amortizare, amplitudine) diferă de la un semnal la altul. Totuși stabilirea performanțelor

acestui tip de receptor este utilă avînd în vedere faptul că el maximizează raportul semnal/zgomot față de alte metode de detecție utilizate.

A. Pentru simplificarea expunerii se va considera că semnalul de intrare $x(t)$ este eșantionat la momente discrete de timp. Eșantioanele formează vectorul de observare \underline{x} compus din componentele semnalului cunoscut \underline{s} și ale zgomotului \underline{n} :

$$\underline{x} = \underline{s} + \underline{n} \quad (3.1)$$

unde :

$$\underline{s} = s(\Delta), s(2\Delta), \dots, s(k\Delta) \quad (3.2)$$

$$\underline{n} = n(\Delta), n(2\Delta), \dots, n(k\Delta)$$

și Δ este pasul de eșantionare.

Presupunem că componentele semnalului $s(k\Delta)$ sînt cunoscute iar $n(k\Delta)$ sînt componentele semnalului perturbator pe care-l considerăm ca fiind zgomot gaussian staționar, avînd matricea de covarianță definită prin K_{nn} :

$$K_{nn} = \underline{n} \cdot \underline{n}^T \quad (3.3)$$

În ipoteza prezenței semnalului util în semnalul recepționat, H_1 , densitatea de probabilitate a lui \underline{x} este /VA-68/ :

$$P_{\underline{x}/H_1}(\underline{x}/H_1) = \frac{1}{(2\pi)^{M/2} |K_{nn}|^{M/2}} \exp \left[-\frac{1}{2} (\underline{x} - \underline{s})^T \cdot K_{nn}^{-1} \cdot (\underline{x} - \underline{s}) \right] \quad (3.4)$$

Similar, dacă ipoteza H_0 este satisfăcută :

$$P_{\underline{x}/H_0}(\underline{x}/H_0) = \frac{1}{(2\pi)^{M/2} |K_{nn}|^{M/2}} \exp \left[-\frac{1}{2} \underline{x}^T \cdot K_{nn}^{-1} \underline{x} \right] \quad (3.5)$$

În aceste condiții formăm raportul de plauzibilitate :

$$\Lambda(\underline{x}) = \frac{P_{\underline{x}/H_1}(\underline{x}/H_1)}{P_{\underline{x}/H_0}(\underline{x}/H_0)} = \exp(\underline{x}^T \cdot K_{nn}^{-1} \cdot \underline{s} - \frac{1}{2} \underline{s}^T K_{nn}^{-1} \underline{s}) \quad (3.6)$$

În funcție de criteriul de detecție acceptat, alegerea ipotezei corecte se face prin compararea raportului de plausibilitate cu pragul K :

$$\Lambda(\underline{x}) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} K \quad (3.7)$$

Logaritmînd (3.6) criteriul de detecție devine :

$$\underline{x}^T \cdot K_{nn}^{-1} \underline{s} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \ln K + \frac{1}{2} \underline{s}^T \cdot K_{nn}^{-1} \underline{s} \quad (3.8)$$

Cel de al doilea termen din membrul drept al relației (3.25) poate fi interpretat ca produs al vectorilor \underline{s} și \underline{s}' unde :

$$\underline{s}' = K_{nn}^{-1} \cdot \underline{s} \quad (3.9)$$

Întrucât semnalul \underline{s} este cunoscut, termenul poate fi calculat dacă K_{nn} este cunoscut.

Produsul scalar al semnalului recepționat \underline{r} cu \underline{s}' conduce la implementarea receptorului din fig.3.1 ce reprezintă un corelator ce procesează eșantioanele de semnal, secvențial.

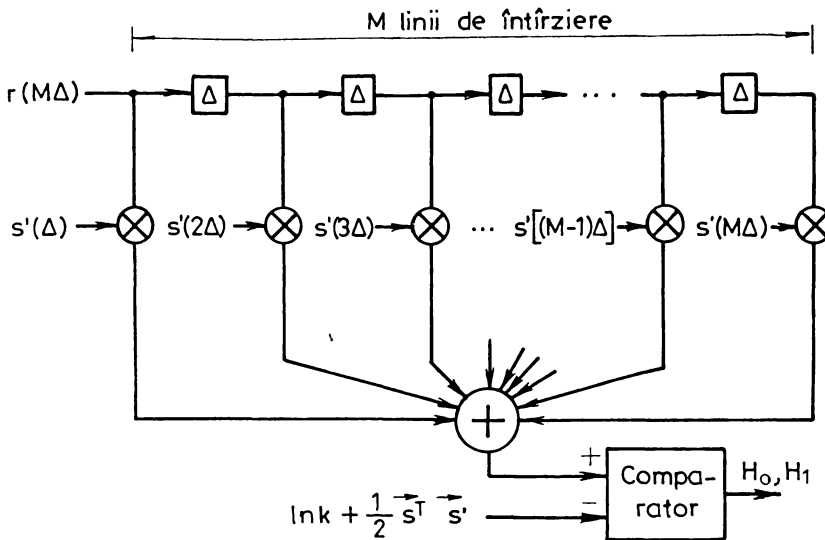


Fig.3.1. Receptor cu corelator utilizat pentru detecția semnalelor deterministe eșantionate

Dacă eșantioanele de zgomot sînt necorelate și au aceeași putere :

$$K_{nn} = \sigma_{nn}^2 \cdot J_k \quad (3.10)$$

$$\underline{s}' = \frac{\underline{s}}{\sigma_{nn}^2} \quad (3.11)$$

În acest caz receptorul corelează semnalul recepționat cu un semnal \underline{s} de aceeași formă cu semnalul recepționat.

Dacă observarea semnalului recepționat se face continuu, raportul de plauzibilitate (3.6) se scrie în felul următor /VA-68/:

$$\Lambda = \exp \left\{ \varphi - \mu/2 \right\} \quad (3.12)$$

unde :

$$\varphi = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{R(\omega) \cdot S(\omega)}{N(\omega)} d\omega, \quad (3.13)$$

$$\mu = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S(\omega)^2}{N(\omega)} d\omega. \quad (3.14)$$

$S(\omega)$ reprezintă spectrul semnalului cunoscut; $N(\omega)$ - funcția de densitate spectrală a zgomotului; $R(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) e^{-j\omega t} dt$ este spectral Fourier introdus formal al procesului $r(t)$. La fel ca pentru (3.6), în (3.12) mărimea μ este o constantă și poate fi calculată anterior.

Variabila φ reprezintă mărimea calculată de detector și ea poate fi obținută trecând semnalul de intrare $r(t)$ printr-un filtru adaptat cu caracteristica :

$$K(j\omega) = k \left\{ S^*(\omega) / N(\omega) \right\} \exp(-j\omega t_0), \quad (3.15)$$

t_0 fiind egal cu durata impulsului de intrare. În aceste condiții mărimea φ se obține la ieșirea filtrului la momentul $t=t_0$. Structura receptorului cu filtru adaptat este arătată în fig.3.2.

Utilizarea filtrului adaptat având o funcție de transfer (3.15) conduce la maximizarea raportului semnal-zgomot la ieșirea receptorului, motiv pentru care el este denumit filtru optimal. Într-adevăr la ieșire, dispersia zgomotului are valoarea :

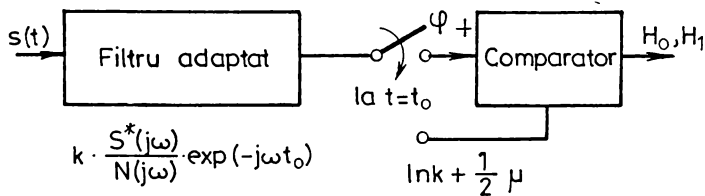


Fig.3.2. Receptor cu filtru adaptat pentru detecția continuă a semnalelor deterministe

$$\sigma_{no}^2 = \frac{k^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S(\omega)^2}{N(\omega)} d\omega. \quad (3.16)$$

Semnalul util la ieșirea filtrului este dat de expresia :

$$s_o(t) = \frac{k}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|S(\omega)|^2}{N(\omega)} e^{j\omega(t-t_0)} d\omega \quad (3.17)$$

atingînd valoarea maximă la momentul t_0 :

$$|s_0(t)|_{\max} = s_0(t_0) = (k/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|S(\omega)|^2}{N(\omega)} d\omega \quad (3.18)$$

În aceste condiții valoarea maximă a raportului semnal-zgomot este:

$$\rho_{\max} = \frac{|s_0(t)|_{\max}}{\sigma_{no}} = \left(\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|S(\omega)|^2}{N(\omega)} d\omega \right)^{1/2} \quad (3.19)$$

Presupunînd zgomotul de intrare alb, $N(\omega) = (1/2)N_0$, funcția de transfer a filtrului optimal este :

$$K_0(j\omega) = (2k/N_0) \cdot S^*(\omega) \cdot \exp(-j\omega t_0), \quad (3.20)$$

dar maximul raportului semnal-zgomot are valoarea :

$$\rho_{\max} = \left(\frac{1}{\pi N_0} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega \right)^{1/2} = \sqrt{\frac{2E_0}{N_0}}, \quad (3.21)$$

unde prin E_0 s-a notat energia semnalului :

$$E_0 = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega \quad (3.22)$$

După cum s-a mai precizat, filtrul adaptat este o abstracție matematică, fizic nerealizabilă iar studiul său este util întrucît permite determinarea gradului de aproximație pe care îl atinge un filtru real ; valoarea raportului semnal-zgomot dată prin (3.21) este maxim realizabilă.

Nefiind cunoscută aprioric probabilitatea de apariție a semnalului, determinarea pragului de detecție se face pe baza criteriului Neyman-Pearson, stabilindu-se valoarea maximă a probabilității de alarmă falsă, P_{FA} . În acest caz, între parametrii considerați și P_{FA} respectiv P_D - probabilitatea de detecție se stabilesc relațiile /UK-75/ :

$$P_D = \operatorname{erfc}(1/\rho) \cdot (\ln K - \rho^2/2), \quad (3.23)$$

$$P_F = \operatorname{erfc}(1/\rho) \cdot (\ln K + \rho^2/2), \quad (3.24)$$

unde erfc reprezintă funcție complementară de eroare, fiind stabilit prin (3.19) sau (3.22).

B. Se va considera în continuare un caz mai general de detecție adaptată corespunzător situației în care amplitudinea componentei cunoscute a semnalului recepționat este o mărime aleatoare. Această situație corespunde mult mai exact recepției EA avînd în vedere presupunerile făcute anterior cu privire la forma și

distribuția de amplitudine a semnalelor recepționate (capitolul 2)

Semnalul recepționat se prezintă în cele două ipoteze sub forma :

$$r(t) = \begin{cases} s(t) + n(t), & 0 \leq t \leq T ; H_1 \\ n(t), & 0 \leq t \leq T ; H_0 \end{cases} \quad (3.23)$$

Se presupune că semnalul $s(t)$ este cunoscut având energia unitară, intervalul de observare fiind ales egal cu durata semnalului, T :

$$\int_0^T s^2(t) dt = 1. \quad (3.24)$$

Amplitudinea semnalului util, s , este o mărime aleatoare gaussiană având valoarea medie nulă și dispersia egală cu $\frac{2}{a}$. O asemenea distribuție a amplitudinii semnalelor recepționate a fost luată în considerare în paragraful 2.3. Mărimea $n(t)$ reprezintă un zgomot alb gaussian cu valoare medie nulă și funcție de covarianță :

$$\langle n(t) \cdot n(\mu) \rangle = \sigma_n^2 \cdot \delta(t - \mu). \quad (3.25)$$

Determinarea unei statistici suficiente /VA-68/, /SPA-71/ permite rezolvarea problemei. Intrucât zgomotul aditiv este alb, $r(t)$ poate fi dezvoltat după un sistem oarecare de funcții ortonormate, obținându-se coeficienți statistici independenți (vezi exemplu /SPA-71/ pag.242/). În particular, se poate considera $s(t)$ drept primă funcție ortonormată, statistica suficientă fiind acum coeficientul corespunzător al dezvoltării. Notându-l cu r_1 el este determinat de :

$$r_1 = \int_0^T r(t) \cdot s(t) dt. \quad (3.26)$$

Înlocuind în (3.23) avem :

$$r_1 = \begin{cases} s + n_1 ; H_1 \\ n_1 ; H_0 \end{cases} \quad (3.27)$$

unde n_1 reprezintă o mărime aleatoare gaussiană cu medie nulă și dispersie egală cu σ_n^2 . Se arată ușor /VA-68/, că r_1 reprezintă o statistică suficientă.

Criteriul raportului de plauzibilitate aplicat în acest caz se exprimă astfel :

$$(x) = \frac{P_{x/H_1}(x/H_1)}{P_{x/H_0}(x/H_0)} = \frac{[\pi(\sigma_a^2 + \sigma_n^2)]^{-1} \cdot \exp[-x_1^2/(\sigma_a^2 + \sigma_n^2)]}{[\pi \cdot \sigma_n^2]^{-1} \cdot \exp(-x_1^2/\sigma_n^2)} \frac{H_1}{H_0} \quad (3.28)$$

Expresia finală obținută în urma logaritmării este :

$$x_1^2 \geq \frac{H_1}{H_0} \frac{\sigma_n^2(\sigma_n^2 + \sigma_a^2)}{\sigma_a^2} \left[\ln \eta + \ln \left(1 + \frac{\sigma_a^2}{\sigma_n^2} \right) \right] = \gamma \quad (3.29)$$

Schema de principiu a receptorului cu corelator ce realizează operația este prezentată în figura 3.3, în figura 3.4 fiind prezentată implementarea receptorului ce utilizează un filtru adaptat. În acest ultim caz :

$$x_1 = \int_0^T r(\mu) \cdot h(T-\mu) d\mu, \quad (3.30)$$

unde :

$$h(\mu) = s(T-\mu). \quad (3.31)$$

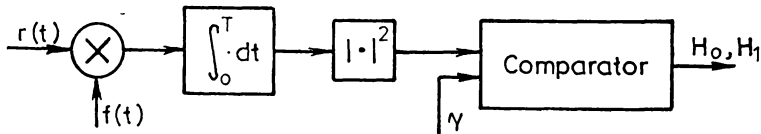


Fig.3.3. Schema de principiu a receptorului cu corelator

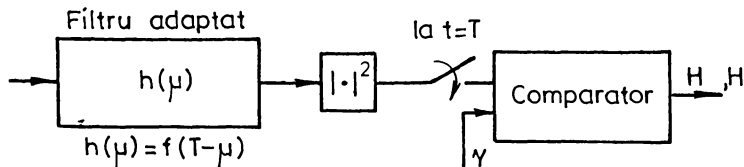


Fig.3.4. Schema de principiu a receptorului cu filtru adaptat

Este de subliniat faptul că în cazul utilizării filtrului adaptat comparația cu pragul se face la momentul $t=T$.

Stabilirea valorii probabilităților de alarmă falsă și detecție permite și în acest caz determinarea valorii pragului pe baza criteriului Neyman-Pearson.

Probabilitatea de alarmă falsă are valoarea :

$$P_{FA} = P[r_1^2 > N | H_0] = \int_0^\infty \int_0^{2\pi} \frac{z}{\pi \sigma_n^2} \cdot e^{-z^2/\sigma_n^2} dz d\beta ; \quad (3.32)$$

unde s-a introdus notația :

$$r_1 = z \cdot e^{j\beta}. \quad (3.33)$$

Astfel,

$$P_{FA} = e^{-\gamma/\sigma_n^2}. \quad (3.34)$$

În mod analog, probabilitatea de detecție are expresia :

$$P_D = \exp\left(-\frac{\gamma}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2}\right) = \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{E}_r + \sigma_n^2}\right), \quad (3.35)$$

unde :

$$\bar{E}_r = \sigma_s^2. \quad (3.36)$$

reprezintă valoarea medie a energiei semnalului util. Reunind (3.34) și (3.35) se obține :

$$P_{FA} = P_D \frac{(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)/\sigma_n^2}{(1 + \bar{E}_r/\sigma_n^2)}. \quad (3.37)$$

După cum era de așteptat calitatea detecției depinde numai de \bar{E}_r/σ_n^2 , forma semnelului $s(t)$ neavînd în această situație importanță.

Se observă că și în acest caz raportul semnal-zgomot la ieșirea receptorului are valoarea maximă :

$$\rho = \frac{\langle (r_1^2/H_1) \rangle}{\langle (r_1^2/H_0) \rangle} - 1 = \frac{\bar{E}_r + \sigma_n^2}{\sigma_n^2} - 1 = \frac{\bar{E}_r}{\sigma_n^2}. \quad (3.38)$$

3.2.2. Studiul receptorilor uzuale de emisie acustică

Dezvoltarea complexității și diversității formelor pe care le ia semnalul util de RA modelitatea uzuală de realizare a detecției semnalului din zgomot nu face apel la utilizarea filtrelor adaptate sau a corelatorilor. O schemă uzuală, practică, de detecție încorporează în structura sa (vezi fig.3.5) un preamplificator de semnal mic, filtrul trece bandă ce limitează banda de frecvențe a receptorului la cea a semnalului util, micșorînd

puterea zgomotului în receptor, un amplificator principal și un detector de prag. Nivelul de referință la intrarea acestuia poate fi fix sau proporțional cu valoarea efectivă a tensiunii zgomotului recepționat /HO-77/, /CA-82/. Detectorul este denumit în acest ultim caz, detector cu reglare automată a pragului. Numărul de depășiri ale pragului denumit în literatură de limbă engleză - ring counting - indică prezența semnalului util în realizarea înregistrată fiind chiar parametrul măsurat, întrucât se consideră pe o bază intuitivă că el reprezintă intensitatea sursei de EA.

Un astfel de tip de detector poate fi denumit neparametric sau independent de distribuția semnalului pentru că probabilitatea sa de alarmă falsă poate fi fixată de la început fără cunoașterea formei funcționale a distribuției de zgomot /CA-68/. Detectoarele de acest tip au o mare calitate : păstrează un nivel minim garantat al performanțelor indiferent de tipul zgomotului sau al semnalului util. O altă calitate a acestor detectoare este robustețea la modificările condițiilor de funcționare.

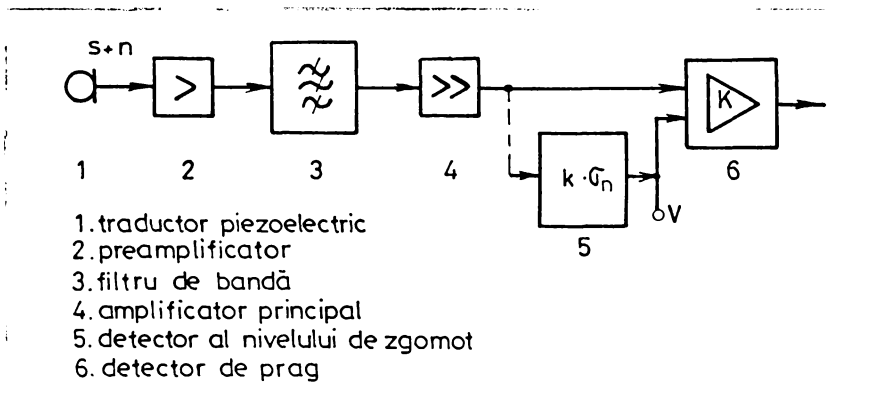


Fig.3.5. Schema bloc a unui lanț tipic de amplificare, filtrare și detecție a semnalului de emisie acustică

Se va evalua în continuare nivelul pragului de detecție, notat cu s_0 , pentru un astfel de tip de detector pornind de la o valoare admisă a probabilității de alarmă falsă P_{FA} (criteriul Neyman-Pearson). Având în vedere caracterul empiric al realizării detecției în receptoarele uzuale de EA metoda de calcul prezentată stabilește, pornind de la caracteristicile semnalului util, ale zgomotului și ale canalului de amplificare, modelitățile optime de

realizare a detecției în aceste receptoare. Se presupune că semnalul util are expresia (vezi paragraful 2.3) :

$$s(t) = a \exp(-t/T) \sin \omega_0 t. \quad (3.39)$$

Se va considera în continuare forma semnalului constantă, adică parametrii T și ω_0 constanți, situație justificabilă în cazul în care semnalele provin de la o unică sursă. Amplitudinea impulsurilor, a , constituie o mărime aleatoare. Ea respectă legea de distribuție de putere, (2.77) :

$$p(a) = \frac{b}{a_t} (a/a_t)^{-b-1}, \quad (3.40)$$

unde b reprezintă parametrul distribuției iar a_t cea mai mică valoare a amplitudinii pentru care semnalul este detectabil. Se presupune, de asemenea, că fluxul de impulsuri utile este poissonian (2.68) de parametru λ , ce reprezintă frecvența medie de apariție a impulsurilor utile.

Se determină în continuare numărul mediu de depășiri ale pragului de detecție datorate fluxului de impulsuri, parametru ce permite stabilirea performanțelor detecției. Notînd cu N numărul de depășiri datorate unui impuls util, se obține (vezi și figura 3.6) :

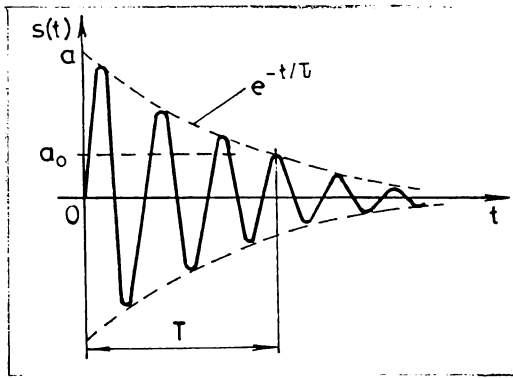


Fig. 3-6. Determinarea numărului de depășiri pentru un impuls de formă (3.39)

$$T = T \ln \frac{a}{a_0} \quad (3.41)$$

$$N = \frac{\omega_0 T}{2\pi} = \frac{\omega_0 T}{2\pi} \ln \frac{a}{a_0}. \quad (3.42)$$

Numărul mediu de depășiri de prag pentru un impuls util, $\langle N \rangle$ se calculează prin relația cunoscută :

$$\langle N \rangle = \int_0^{\infty} N \cdot p(N) dN, \quad (3.43)$$

unde $p(N)$ reprezintă funcția de distribuție statistică a numărului de depășiri

Intrucît variabila aleatoare N se obține printr-o transformare neliniară a mărimii a , între distribuțiile celor două mărimi intervine relația /TI-66/ :

$$p(N) = p(a(N)) \cdot \left| \frac{da}{dN} \right|. \quad (3.44)$$

Se determină succesiv pe baza lui (3.40) :

$$p(N) = \frac{b}{a_t} \cdot \left(\frac{a_0}{a_t}\right)^{-b-1} \cdot \left(\exp \frac{2N}{\omega_0 T}\right)^{-b-1}, \quad (3.45)$$

$$p(N) = \frac{2\pi b}{\omega_0 T} \cdot \left(\frac{a_0}{a_t}\right)^{-b-1} \exp\left(-\frac{2\pi b \cdot N}{\omega_0 T}\right), \quad (3.46)$$

și, înlocuind în (3.43) obținem :

$$\langle N \rangle = \frac{\omega_0 T}{2\pi b} \cdot \left(\frac{a_0}{a_t}\right)^{-b}. \quad (3.47)$$

Pentru a simplifica calculele ulterioare se consideră că și procesul N obținut în urma detecției este tot poissonian, avînd parametrul γ_N :

$$\gamma_N = \gamma \langle N \rangle = \gamma \cdot \frac{\omega_0 T}{2\pi b} \left(\frac{a_0}{a_t}\right)^{-b-1}. \quad (3.48)$$

Peste semnalul util, la intrarea receptorului uzual, se suprapune și zgomotul presupus staționar, alb și gaussian, avînd dispersia egală cu σ_n^2 . Ținînd cont și de faptul că înainte de a fi aplicat detectorului semnalul trece printr-un filtru trece jos de lărgime Δf , numărul mediu de depășiri ale pragului în unitatea de timp de către zgomot, γ_n are expresia (vezi /TI-66/, relația 9.4.10) :

$$\gamma_n = \frac{\Delta f}{\sqrt{3}} \cdot \exp\left(-\frac{a_0^2}{2\sigma_n^2}\right). \quad (3.49)$$

Se presupune că și numărul de depășiri ale pragului datorate zgomotului satisface o distribuție Poisson de parametru γ_n . În aceste condiții pot fi determinate expresiile probabilităților de alarmă falsă, P_{FA} și detecție P_D astfel :

$$P_{FA} = 1 - Y(x_1); \quad P_D = 1 - Y(x_2) \quad (3.50)$$

unde :

$$x_1 = \gamma_n \cdot \Delta t; \quad x_2 = (\gamma_N + \gamma_n) \Delta t, \quad (3.51)$$

$$Y(x) = e^{-x} \cdot \sum_{j=0}^{N_0-1} \frac{x^j}{j!}. \quad (3.52)$$

În expresiile de mai sus Δt reprezintă durata timpului de observație iar N_0 - număr de depășiri ale pragului pe durata de observație stabilit drept prag de decizie între existența și absența fluxului poissonian de impulsuri utile.

Este evident că dacă sînt stabilite valorile probabilităților P_{FA} și P_D , pentru o valoare a pragului de detecție dată, a_0 , expresiile (3.50)-(3.52) permit stabilirea univocă a acestuia. În figura 3.7 este reprezentată familia de curbe $P(N_0, x)$. Cu ajutorul graficului se poate determina valoarea pragului și a raportului semnal-zgomot necesar.

Ceea ce interesează este stabilirea valorii pragului de detecție funcție de parametrii procesului util și ai zgomotului, de valoarea P_{FA} impusă. Se impun de asemenea numărul de impulsuri recepționate N_0 , precum și intervalul de timp de observare Δt . Intersecția paralelelor duse cu cele două axe din figura 3.7 în punctele $\lg N_0$ respectiv $\lg P_{FA}$ impuse, permite determinarea parametrului

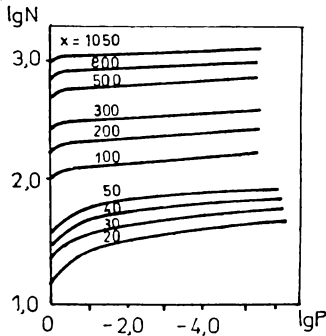


Fig. 3.7. Caracteristicile de lucru ale receptorului uzual de emisie acustică

$x_1 = \gamma_n \cdot \Delta t$ al procesului de zgomot și, deci stabilirea valorii pragului, a_0 . Apoi poate fi calculat parametrul x_2 , stabilindu-se pe baza

lui valoarea probabilității de detecție.

Un alt mod de utilizare a caracteristicilor pornește de la o valoare aleasă a pragului de detecție a_0 și a duratei de observare Δt . Se duce la nivelul convenit al mărimii P_{FA} o linie verticală pînă la intersecția cu curba determinată de parametrul $\gamma_n \cdot \Delta t$ obținându-se pe axa $\lg N_0$ mărimea N_0 . La intersecția paralelei cu axa orizontală dusă din $\lg N_0$ cu curba corespunzătoare lui $(\gamma_n + \gamma_N) \Delta t$ se obține pe verticală $\lg P_D$, valoarea probabilității de detecție.

De asemenea, în cazul unei măsurători cu pragul de detecție fixat la valoarea a_0 în care s-au înregistrat N_0 depășiri de prag în intervalul de timp Δt caracteristicile permit determinarea probabilității de absență a semnalelor utile, P_{FA} , dacă se cunoaște valoarea medie pătratică a zgomotului, $\sqrt{\gamma_n^2}$ la intrarea în detector.

Se va stabili în continuare valoarea pragului de detecție, a_0^* , pentru o valoare impusă a probabilității de alarmă falsă, P_{FA} . Durata Δt se consideră egală cu intervalul de timp dintre două acte utile de EA, $1/\gamma$. Amplitudinea minimă a impulsului util detectabil a_t se ia egală cu valoarea efectivă a tensiunii

de zgomot σ_n , ceea ce corespunde unei valori minime a raportului semnal-zgomot egal cu 1. Probabilitatea de alarmă falsă se obține pe baza relației (2.71) :

$$P_{FA}^* = 1 - e^{-\gamma_n/\gamma} \quad (3.53)$$

Avînd în vedere că se impune $P_{FA}^* \ll 1$, se aproximează :

$$P_{FA}^* \simeq \gamma_n/\gamma = \frac{\Delta f}{\sqrt{3 \cdot \gamma}} \exp(-a_0^{*2}/2\sigma_n^2), \quad (3.54)$$

adică

$$a_0^* = \left[2\sigma_n^2 \ln \frac{\Delta f}{\sqrt{3 \cdot \gamma} \cdot P_{FA}^*} \right]^{1/2} \quad (3.55)$$

Relația (3.55) indică clar modul în care parametrii proceselor precum și caracteristicile receptorului determină valoarea pragului. Acesta este mai mare odată cu creșterea dispersiei zgomotului și a benzii de trecere a filtrului și scade odată cu creșterea frecvenței fluxului de semnal util.

Odată stabilită valoarea a_0 , prin (3.55) probabilitatea de detecție este univoac determinată :

$$P_D = 1 - e^{-(\gamma_n + \gamma_N)/\gamma} \simeq 1 - e^{-E(N)} \quad (3.56)$$

dacă $\gamma_n \ll \gamma_N$.

$$P_D = 1 - \exp \left[- \frac{\omega_0 \tau}{2 \pi b} \cdot \left(\frac{a_0}{2\sigma} \right)^{-b} \right] \quad (3.57)$$

Pe baza relației (3.57) pot fi determinate caracteristicile de lucru ale receptorului (P_D, P_{FA}) în funcție de diverși parametri ai semnalului util ($\omega_0, \tau, b, \gamma$), ai zgomotului (σ_n) și ai receptorului (Δf).

Un caz particular al modelului de recepție EA prezentat în constituie detectorul de evenimente care aprè deosebire de cel cu care ne-am ocupat anterior furnizează un unic impuls la ieșire pentru un eveniment de EA. Acum potrivit lui (2.76)

$$\langle N \rangle = P(a > a_0) = \left(\frac{a_0}{a_1} \right)^{-b} \quad (3.58)$$

Evident că pentru P_{FA} expresia (3.54) rămîne valabilă și în acest caz iar (3.57) furnizează pentru P_D valoarea :

$$P_D = 1 - \exp \left[- \left(\frac{a_0^*}{2\sigma} \right)^{-b} \right] \quad (3.59)$$

3.2.3. Discriminarea în durată a semnalului de emisie acustică

Captarea EA se face în condițiile în care peste semnalul acustic util se suprapun zgomote cu caracter impulsiv provenite de la diversele utilaje miniere care lucrează în zona de plasare a traductoarelor. Având în vedere similitudinea caracteristicilor semnalului util cu cele ale acestor zgomote mecanice, eliminarea acestora din urmă se poate face pornind de la diferența caracteristicilor temporale ale celor două tipuri de evenimente. Analizând avantajele și limitările metodelor de detecție uzuale a EA se prezintă în continuare o nouă modalitate de detecție care discriminează semnalele utile pornind de la diferențele între caracteristicile temporale ale acestora și ale zgomotelor perturbatoare.

Un studiu al caracteristicilor temporale ale semnalelor utile comparativ cu cele ale zgomotelor mecanice întreprins în /HO-76/ a furnizat rezultatul prezentat în figura 3.8. În mod practic s-a constatat că perturbațiile mecanice dau la traductoarele de EA zgomote acustice având durate mai mici decât 15 ms respectiv mai mari decât 150 ms. În schimb, semnalele utile de EA au în general durate cuprinse în intervalul 15 - 150 ms. Din acest motiv unele receptoare de EA utilizează în scopul detecției semnalului util, discriminarea în durată a impulsurilor recepționate /HO-77/, /HO-78/.

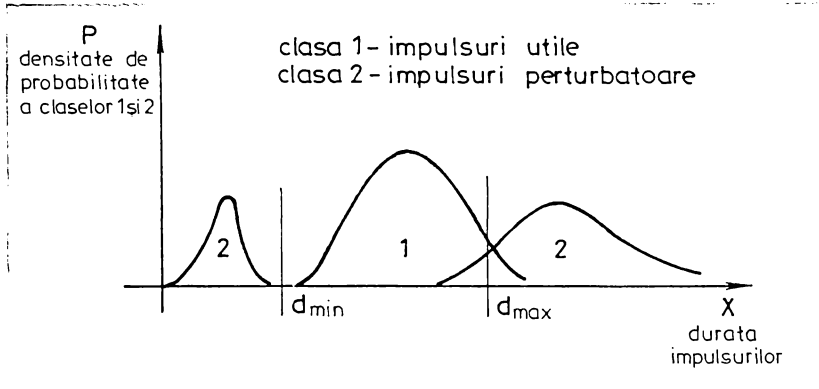


Fig.3.8. Distribuția după durată a impulsurilor recepționate

Potrivit figurii 3.8 semnalele recepționate pot fi clasificate după durată în două clase : impulsuri utile (clasa 1) și impulsuri perturbatoare (clasa 2). Impulsurile perturbatoare de durată scurtă se datoresc zgomotului de fond și paraziților de-

terminați de comutările spăruite pe cablurile de alimentare cu energie electrică. Impulsurile din clasa a 2-a de durate mari sînt determinate în principal de zgomotele agregatelor mecanice ce lucrează în zona ținută sub observație.

Stabilirea duratei optime de discriminare a impulsurilor utile față de cele perturbatoare se bazează pe teoria deciziei așa cum se aplică aceasta la recunoașterea imaginilor /NI-65/. Intervalul optim de discriminare în durată (d_{\min} , d_{\max}) este ales pe baza stabilirii riscului mediu condiționat al deciziei "impulsul de durată X aparține clasei i" definită prin :

$$R_x(i) = \sum_{j=1}^2 C(i,j)p(X/j) \cdot p(j) ; \quad i=1,2. \quad (3.60)$$

Relația (3.60) se referă la determinarea limitei d_{\max} . Analog se rezolvă problema și pentru d_{\min} . În relație, prin $C(i,j)$ s-a notat costul deciziei ce se ia dacă impulsul X aparținînd clasei j este considerat în clasa i. Probabilitățile $p(X/j)$ și $p(j)$ reprezintă respectiv, densitatea de probabilitate de apariție a unui impuls din clasa j de durată X precum și probabilitatea apriorică a clasei j. Un impuls de durată X se încadrează într-o clasă sau alta după cum determină o valoare minimă expresiei (3.60).

Considerînd funcția de cost $C(i,j)$ de forma :

$$C(i,j) = 1 - \delta_{ij}, \quad (3.61)$$

unde δ_{ij} este coeficientul lui Kronecker, adică se consideră un cost de unitate dacă decizia este falsă și nul dacă ea este corectă, riscul mediu condiționat (3.60) devine :

$$R_x(i) = p(X) - p(X/i) \cdot p(i). \quad (3.62)$$

Minimizarea acestei expresii relativ la clasa i se realizează prin maximizarea produsului $p(X/i) \cdot p(i)$. Dacă ambele clase sînt la fel de probabile, $p_i = 1/2$, decizia optimă se ia funcție de $p(X/i)$ maxim. În aceste ipoteze, d_{\max} se alege la intersecția densităților de probabilitate ale claselor 1 și 2 din figura 3.9.a.

Dacă clasele nu sînt la fel de probabile apriori atunci se ponderează densitățile de probabilitate ale claselor cu probabilitățile apriori și d_{\max} optim se obține la intersecția noilor curbe (fig.3.9.b).

Practic, pe baza unei înregistrări a impulsurilor utile în condiții excepționale de liniște, în laborator, se determină histograma duratei impulsurilor utile. Se înregistrează apoi impul-

aurile perturbatoare și se suprapun cele două histograme. În cazul unor probabilități a priori diferite aceste histograme se ponderează și la intersecția noilor caracteristici se determină valoarea optimă a parametrului d_{\max} .

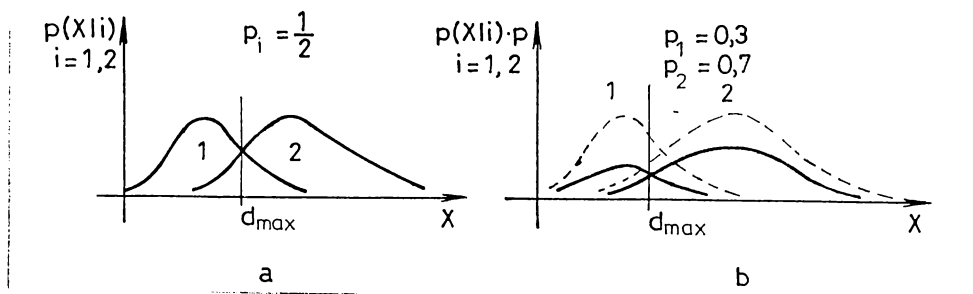


Fig.3.9. Determinarea duratei optime d_{\max} de discriminare în durată a impulsurilor de emisie acustică

3.2.4. Deteția energetică a emisiei acustice

În situațiile în care lipsesc informațiile precise în legătură cu forma semnalelor recepționate, cea mai bună abordare a deteției o constituie discriminarea semnalelor utile din zgomot prin măsurarea energiei instantanee a semnalului recepționat /UK-75/, /KNI-81/. Astfel de abordare este, desigur, benefică în cazul recepției EA într-un mediu real, situație în care după cum s-a arătat în capitolul 2 forma semnalului recepționat este foarte diversă. O abordare intuitivă a acestui gen de detector a fost făcută în /HO-79/.

Din cele de mai sus rezultă că metodele utilizate uzuale la deteția EA au dezavantaje care le fac improprie atunci când forma semnalului diferă de la un eveniment la altul. Pornind de la aceste deficiențe se propune în continuare utilizarea deteției după energie a semnalelor utile ca o nouă metodă de discriminare a EA.

Receptorul energetic potrivit fig-3.10 include un filtru de bandă, un circuit nelinier de ridicare la pătrat și un integrator de durată finită T . Filtrul limitează banda de frecvențe a semnalelor prelucrate la cea determinată a priori pentru impulsurile utile. Statistica de deteție este, în acest caz, pur și simplu o estimare continuă a energiei semnalului recepționat pe un interval finit de timp.

Se consideră ca și pînă acum cele două ipoteze H_0 și H_1 corespunzătoare absenței respectiv prezenței semnalului util în cel recepționat :

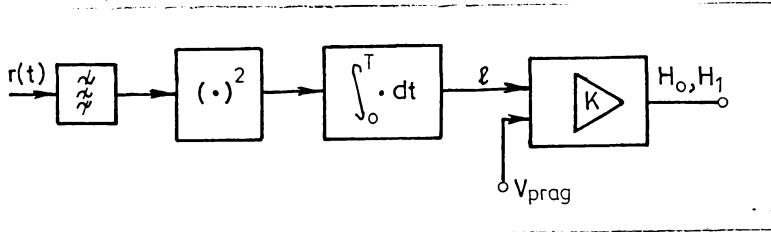


Fig.3.10. Structura detectorului de energie utilizat la detecția semnalelor utile de formă necunoscută

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) + n(t) & : H_1 \\ r(t) &= n(t) & : H_0 \end{aligned} \quad (3.63)$$

unde $s(t)$ este semnalul util de energie E_0 și durată T :

$$\int_0^T s^2(t) dt = E_0, \quad (3.64)$$

iar $n(t)$ este zgomotul de intrare presupus staționar, necorelat și gaussian. Notăm prin N_0 puterea zgomotului în banda de 1 Hz. În ipoteza H_0 , semnalul la ieșirea receptorului energetic are o valoare medie \bar{l}_{n_0} și o dispersie $\sigma_{n_0}^2$ date prin relațiile /BE-66/:

$$\bar{l}_{n_0} = \Delta f \cdot T \cdot N_0, \quad (3.65)$$

$$\sigma_{n_0}^2 = \frac{\bar{l}_{n_0}}{\Delta f \cdot T}, \quad (3.66)$$

unde prin Δf s-a notat banda de trecere, în Hz, a filtrului de la intrarea receptorului.

Considerînd că mărimea l corespunzătoare ieșirii receptorului are o distribuție gaussiană se scrie :

$$p(l/H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{n_0}} \exp\left[-(l - \bar{l}_{n_0})^2 / 2\sigma_{n_0}^2\right]. \quad (3.67)$$

Se formează în mod similar statistica în cazul H_1 . Fără a face vreo presupunere asupra distribuției energiei semnalului de intrare $s(t)$, se va considera E_0 drept valoare minimă detectabilă de sistem. Cum $s(t)$ și zgomotul sînt necorelate se obține în aceste condiții :

$$\langle \int_0^T [s(t) + n(t)]^2 dt \rangle = E_0 + \bar{l}_{n_0} \quad (3.68)$$

și

$$p(l/H_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{n_0}^2} \exp \left[-\frac{(l - E_0 - \bar{l}_{n_0})^2}{2\sigma_{n_0}^2} \right] \quad (3.69)$$

Raportul de plauzibilitate este :

$$\Lambda(l) = \frac{p(l/H_1)}{p(l/H_0)} = \exp \frac{2l \cdot E_0 - E_0^2 - 2\bar{l}_{n_0} E_0}{2\sigma_{n_0}^2} \quad (3.70)$$

Fixînd prin K valoarea pragului de detecție :

$$\ln \Lambda(l) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \ln K, \quad (3.71)$$

se obține criteriul de detecție :

$$l \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \bar{l}_{n_0} + \frac{E_0}{2} + \frac{\sigma_{n_0}^2}{E_0} \ln K \quad (3.72)$$

Înlocuind prin valorile stabilite în (3.65) și (3.66) se pune în evidență raportul semnal zgomot :

$$l \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \bar{l}_{n_0} \left[1 + \frac{1}{2} \varrho + \frac{\ln K}{\Delta f \cdot T} \cdot \frac{1}{\varrho} \right]; \quad (3.73)$$

unde :

$$\varrho = \frac{1}{T} \cdot \frac{E_0}{f \cdot N_0}, \quad (3.74)$$

reprezintă raportul dintre puterea semnalului util și puterea totală a zgomotului în banda Δf .

Relația (3.73) evidențiază posibilitatea detecției semnalului util într-un receptor cu reglarea automată a pragului în funcție de nivelul zgomotului de intrare (vezi figura 3.11). În acest caz valoarea pragului dependentă de \bar{l}_{n_0} se obține în urma unei integrări cu o constantă de timp $T_0 \gg T$.

Determinarea probabilităților de alarmă falsă și detecție permite stabilirea caracteristicilor de lucru ale receptorului. (CLR):

$$P_{FA} = P(l > l_0/H_0) = \text{erfc} \left(\frac{1}{\varrho} \cdot \frac{\ln K}{\Delta f \cdot T} + \frac{1}{2} \varrho \right), \quad (3.75)$$

$$P_D = P(l > l_0/H_1) = \text{erfc} \left(\frac{1}{\varrho} \cdot \frac{\ln K}{\Delta f \cdot T} - \frac{1}{2} \varrho \right). \quad (3.76)$$

Acetee se obțin prin variația lui K pentru diverse valori ale pragului de detectibilitate ρ , obținându-se astfel graficul din figura 3.12.

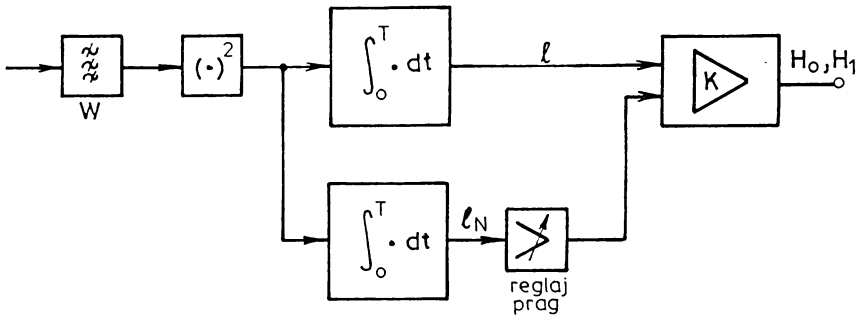


Fig.3.11. Receptor energetic cu reglarea automată a pragului

Este evident că expresiile deduse mai sus sînt corecte numai dacă durata semnelului T este egală cu durata de integrare. În realitate, așa după cum s-a arătat în paragraful 3.23 T este o mărime

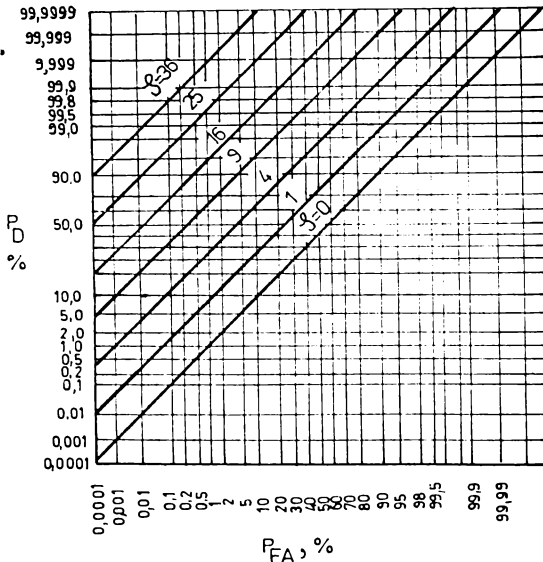


Fig.3.12. Caracteristicile de lucru ale receptorului energetic pentru diverse valori ale raportului lație : semnal-zgomot la intrare

aleatoare. Dacă $T > T'$ unde T' este durata de integrare, impulsul util nu va fi pe deplin integrat și la ieșirea receptorului ponderea zgomotului va crește. În cazul $T < T'$ se observă de asemenea că valoarea semnelului datorat zgomotului crește împănînd mărirea raportului semnal-zgomot la intrarea receptorului și, deci creșterea pragului de detecție. În /UL-75/ se descrie dependența între pragul de detecție ideal $a(T=T')$ și cel real $a'(T \neq T')$ prin relația :

$$\lg a' = \lg a + \left| \frac{1}{2} \lg \frac{T'}{T} \right| \quad (3.94)$$

Adică valoarea pragului a crește în toate situațiile în care $T \neq T'$.

În concluzie, pentru a mări efectivitatea detectorului energetic el trebuie combinat cu detecția temporală, limitînd astfel domeniul de erodare a raportului semnal-zgomot. Alegerea timpului de integrare optim T' se face desigur, la valoarea cea mai probabilă a lui T .

3.3. Evaluarea amplitudinii impulsurilor de emisie acustică

Dintre parametrii a căror măsurare se dovedește utilă în stabilirea caracteristicilor semnalului de EA, amplitudinea impulsurilor recepționate și momentul de sosire a acestora la traductor constituie elemente esențiale de stabilire a caracteristicilor procesului. Problema determinării timpului de sosire, a erorilor ce apar în procesul de măsurare a acestuia este esențială pentru localizarea surselor de EA și va fi tratată în paragraful următor.

Putem afirma că dintre caracteristicile semnalului de EA amplitudinea impulsurilor este o măsură corectă a intensității fenomenelor de deformare și distrugere în structura supravegheată. Nu același lucru se poate afirma despre parametrul denumit în literatură - ring down counting - număr de depășiri ale pragului care în ciuda comodității evidente în măsurare depinde într-o măsură mult prea mare de forma semnalului recepționat.

În continuare se stabilește o strategie optimă de determinare a amplitudinii impulsurilor singulare de EA, evidențiind și factorii, de exemplu intensitatea fluxului de impulsuri singulare care determină creșterea erorilor de măsurare.

3.3.1. Stabilirea structurii receptorului-estimator

Se consideră că la intrarea sistemului de măsurare a amplitudinii se aplică un semnal de formă cunoscută $s_0(t)$ dar avînd amplitudine necunoscută, a , înregistrat pe fondul zgomotului alb normal, $n(t)$, cu densitatea spectrală : $N(\omega) = N_0/2$.

$$x(t) = a \cdot s_0(t) + n(t). \quad (3.78)$$

Se pune problema evaluării amplitudinii semnalului și a dispersiei acestei evaluări în urma observării lui $x(t)$ pe intervalul de timp de la 0 la T .

După ce se stabilește statistica suficientă, printr-o tratare similară celei făcute în 3.2.1, densitatea de probabilitate a posteriori a variabilei x are expresia :

$$p(r/a) = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot N_0}} \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [r(t) - a \cdot s_0(t)]^2 dt \right\}. \quad (3.79)$$

Estimatul de maximă plauzibilitate (MP) a amplitudinii, \hat{a} , are expresia :

$$\hat{a} = \frac{\int_0^T r(t) \cdot s_0(t) dt}{\int_0^T s_0^2(t) dt}. \quad (3.80)$$

Relația (3.80) evidențiază structura receptorului care efectuează estimarea MP a amplitudinii semnalelor (vezi fig.3.13). Se remarcă identitatea între acesta și detectoarele optimale prezentate în paragraful 3.2.1. Rezultă că dispozitivele utilizate la detecția optimă a unui semnal de formă cunoscută determină estimarea MP a amplitudinii sale.

Estimarea amplitudinii realizată prin (3.80) este nedepășată, adică $\langle \hat{a} \rangle = a$. Dispersia estimării atinge limitele Cramer-Rao, estimarea, drept urmare, este eficientă :

$$\sigma_a^2 = \langle (\hat{a} - a)^2 \rangle = \frac{1}{\left\langle \frac{\partial}{\partial a} \ln p(r/a) \right\rangle^2} = \frac{N_0}{2 \int_0^T s_0^2(t) dt}. \quad (3.81)$$

Notînd energia semnalului prin E :

$$E = a^2 \int_0^T s_0^2(t) dt, \quad (3.82)$$

dispersia relativă a estimării N_a^2 are expresia :

$$N_a^2 = \frac{\sigma_a^2}{a^2} = \frac{N_0}{2E} = \frac{1}{\rho} \quad (3.83)$$

unde ρ este raportul semnal-zgomot. Dispersia relativă a estimării amplitudinii unui semnal de formă cunoscută este invers proporțională cu raportul semnal-zgomot.

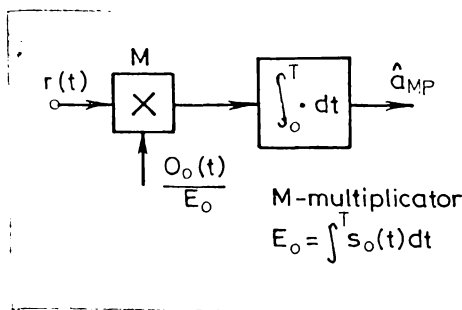


Fig.3.13. Structura receptorului ce efectuează estimarea MP a amplitudinii semnalelor de formă cunoscută

Evaluarea corectă a amplitudinii unui semnal prin (3.80) necesită cunoașterea exactă a timpului de sosire a acestuia. Totuși, după

cum se demonstrează în /CE-74/ precizia estimării amplitudinii nu depinde practic de valoarea stabilită pentru timpul de sosire, întrucât nu există o corelație între estimările celor două mărimi.

3.3.2. Influența variației formei semnalului asupra preciziei de estimare a amplitudinii sale

Vom considera drept model al formei semnalului ca în lucrarea /PO-80/ funcția :

$$s(t, \alpha, \beta) = (1 - e^{-\alpha t})e^{-\beta t} \text{ la } t \geq 0. \quad (3.84)$$

Parametrii α și β definesc pantele de creștere și respectiv de cădere a semnalului. Având în vedere că semnalul de EA recepționat este potrivit celor prezentate în 2.3 o sinusoidă amortizată exponențial modelul (3.84) se referă la înfășurarea semnalului recepționat. Parametrul α definește un timp finit de creștere a semnalului și este determinat de banda de trecere finită a lanțului de captare și amplificare a semnalului util precum și de circuitul de detecție. Dacă $\alpha = \beta$ semnalul are o formă echivalentă unui clopot Gauss iar pentru $\alpha \ll \beta$ se obține modelul inițial al semnalului seismic. Energia semnalului notată prin E_0 are valoarea :

$$E_0 = \varepsilon^2 / 2\alpha(1+\varepsilon)(2+\varepsilon), \quad (3.85)$$

unde $\varepsilon = \beta/\alpha$. De obicei $\varepsilon \gg 1$ astfel încât $E_0 \approx 1/2\alpha$.

În situațiile reale parametrii de formă β și α se modifică de la impuls la impuls. Expresia semnalului de intrare în receptor este :

$$r(t) = a_0 s(t - \tau_0, \alpha_0, \beta_0) + n(t), \quad (3.86)$$

unde τ_0 se referă la momentul sosirii semnalului iar a_0, α_0, β_0 sînt valorile corecte ale parametrilor a, α, β . Înlocuind în (3.86) avem :

$$\hat{a} = \frac{a_0}{E_0} \int_0^T s(t - \tau_0, \alpha_0, \beta_0) \cdot s(t - \tau, \alpha, \beta) dt + \frac{1}{E_0} \int_0^T n(t) \cdot s(t - \tau, \alpha, \beta) dt. \quad (3.87)$$

După cum s-a arătat în paragraful precedent evaluarea amplitudinii în prima aproximație nu depinde de precizia determinării timpului de sosire astfel încât în (3.87) se poate considera $\tau = \tau_0$. În condițiile unei valori mari a raportului semnal-zgomot

și a unei fluctuații scăzute a parametrilor evaluarea este nedepășită având dispersia relativă :

$$\gamma_a^2 = \frac{1}{g} + \sigma_1^2 \gamma_\alpha^2 + \sigma_2^2 \gamma_\beta^2, \quad (3.88)$$

unde :

$$\sigma_1 = \frac{2(1+\alpha)+(2+\varepsilon)^2}{2(1+\varepsilon)(2+\varepsilon)} ; \quad \sigma_2 = \frac{4+3\varepsilon}{2(1+\varepsilon)(2+\varepsilon)}, \quad (3.89)$$

iar γ_α^2 și γ_β^2 sînt dispersiile relative ale parametrilor α și β .

Dependența erorii medii pătratice γ_a^2 de parametrul de formă a semnalului ε este prezentată în figura (3.14) pentru diverse valori ale raportului semnal-zgomot g și a deviațiilor standard ale parametrilor α și β (liniile punctate și punct-linie). Liniile pline reprezintă eroarea pătratică medie relativă pentru evaluarea de verosimilitate maximă a amplitudinii fără considerarea fluctuației de formă a semnalului (relația 3.83). Erorile ating

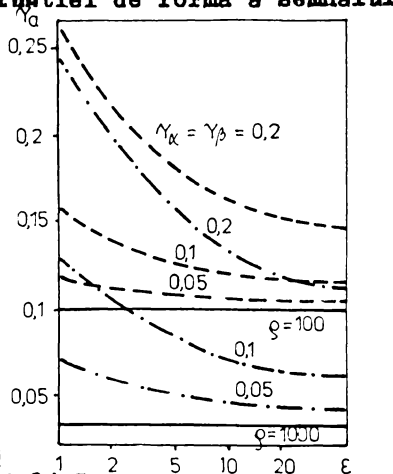


Fig. 3.14. Dependența erorii evaluării amplitudinii de fluctuațiile formei semnalului și parametrului

valorii însemnate mai ales pentru valori mici ale parametrului ε . Atunci cînd $\varepsilon \gg 1$ relația (3.88) devine :

$$\gamma_a^2 = \frac{1}{g} + \frac{1}{4} \gamma_\alpha^2 + \frac{9}{4\varepsilon^2} \gamma_\beta^2 \quad (3.90)$$

După cum se evidențiază în relația (3.90) precizia evaluării amplitudinii este în special influențată de fluctuațiile constantei de timp α a semnalului. Micșorarea erorii se poate face după cum se arată în /PO-801/ prin estimarea comună stît a amplitudinii cît

și a constantei de timp prin metoda verosimilității maxime.

3.3.3. Influența caracteristicilor fluxului de impulsuri asupra evaluării amplitudinii impulsului singular

În condiții experimentale la traductorul de EA sosește un flux neîntrerupt de impulsuri utile. Este normală aserțiunea că măsurarea caracteristicilor unui unic impuls se face independent de celelalte impulsuri care apar pe durata măsurării. Situația este desorisiă prin sorierrea semnalului de intrare în receptor sub formă :

$$r(t) = a_0 s(t - \tau_0) + n(t) + \sum_{i=1}^N a_i s(t - \tau_i). \quad (3.91)$$

Neglijînd ea în 3.3.1 efectul nedeterminării timpului de sosire τ_0 , considerînd $\tau_0 = 0$, la ieşirea receptorului estimator de amplitudine se obţine valoarea :

$$\hat{s} = a_0 + \frac{1}{E_0} \int_0^T n(t) \cdot s(t) dt + \sum_{i=1}^N a_i h(\tau_i), \quad (3.92)$$

unde :

$$R(\tau_i) = \frac{1}{E_0} \int_0^T s(t - \tau_i) \cdot s(t) dt, \quad (3.93)$$

este funcţia de intercorelaţie între semnal şi semnalele deplăsa-te.

După mediere se obţin următoarele expresii pentru deplasa-rea şi dispersia estimării amplitudinii în prezenţa fluxului de impulsuri :

$$\bar{\Delta \hat{s}} = \langle \hat{s} - a_0 \rangle = \bar{a} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau - \tau_1) g_1(\tau_1) d\tau_1; \quad (3.94)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{\hat{s}}^2 = \langle (\hat{s} - a_0)^2 \rangle &= \frac{N}{2E_0} + \bar{a}^2 \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau - \tau_1) g_1(\tau_1) d\tau_1 + \\ &+ \bar{a}^2 \iint_{-\infty}^{\infty} R(\tau - \tau_1) R(\tau - \tau_2) [g_2(\tau_1, \tau_2) - g_1(\tau_1) g_1(\tau_2)] d\tau_1 d\tau_2, \end{aligned} \quad (3.95)$$

unde \bar{a} , \bar{a}^2 , $g_1(\tau_1)$, $g_2(\tau_1, \tau_2)$ sînt primul şi al doilea moment iniţial al distribuţiei de amplitudine şi respectiv ai fluxului de impulsuri.

Pentru un flux de impulsuri poissonian, $g_2(\tau_1, \tau_2) = g_1(\tau_1) g_1(\tau_2)$ şi $g_1(\tau_1) = 1/\gamma$ (vezi 2.73) şi :

$$\bar{\Delta \hat{s}} = \frac{\bar{a}}{\gamma} \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) d\tau; \quad (3.96)$$

$$\sigma_{\hat{s}}^2 = \frac{N_0}{2E_0} + \frac{\bar{a}^2}{\gamma} \int_{-\infty}^{\infty} R^2(\tau) d\tau. \quad (3.97)$$

Deplăşarea şi dispersia relativă au expresiile :

$$\Delta s = \frac{\bar{\Delta \hat{s}}}{a_0} = \frac{1}{\gamma} \cdot \frac{\bar{a}}{a_0} \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) d\tau, \quad (3.98)$$

$$\gamma_s^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} R^2(\tau) d\tau}{a_0^2} = \frac{1}{\beta} + \frac{1}{\gamma} \cdot \frac{a^2}{a_0^2} \quad (3.99)$$

Considerînd că semnalul $B(t)$ are forma (3.84) :

$$R(\tau) = \frac{1}{2\alpha E_0} \cdot \frac{\varepsilon}{(1+\varepsilon)(2+\varepsilon)} (1+\varepsilon - e^{-\alpha\varepsilon|\tau|}) e^{-\alpha|\tau|} \quad (3.100)$$

astfel ineat :

$$\Delta a = 2 \frac{\bar{a}}{a_0} \cdot q \cdot \frac{2+\varepsilon}{1+\varepsilon} \quad (3.101)$$

$$\gamma^2 = \gamma_a^2 - \frac{1}{\beta} = \frac{a^2}{a_0^2} \cdot q \cdot \left[\frac{5}{2+\varepsilon} + \frac{2}{(1+\varepsilon)(2+\varepsilon)} \right] \quad (3.102)$$

unde $q = (1/\gamma) \cdot T/\alpha T$ este raportul dintre numărul mediu de impulsuri pe intervalul de măsurat T  i numărul potențial posibil de semnale pe interval (la nivelul $\approx 1/e$), adică intensitatea relativă a fluxului.

În fig.3.15 sînt prezentate caracteristicile parametrilor Δa  i respectiv γ în funcție de parametrul q precum  i eroarea pătratică a estimării amplitudinii : $s = \sqrt{\Delta a^2 + \gamma^2}$.

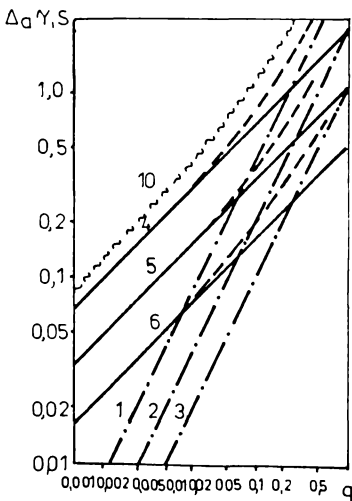


Fig.3.15. Dependența erorii de estimare a amplitudinii în funcție de parametrul q 1- deplasare Δa ; $a_0 = 0,5\bar{a}$; $\varepsilon \rightarrow \infty$; 2- deplasare Δa ; $a_0 = \bar{a}$; $\varepsilon \rightarrow \infty$; 3- deplasare Δa ; $a_0 = 2\bar{a}$; $\varepsilon \rightarrow \infty$; 4- deviația standard γ ; $a_0 = 0,5\bar{a}$; $\varepsilon \rightarrow \infty$; 5- deviația standard γ ; $a_0 = \bar{a}$; $\varepsilon \rightarrow \infty$; 6- deviația standard γ ; $a_0 = 2\bar{a}$; $\varepsilon \rightarrow \infty$; 7- eroare totală s ; $a_0 = 0,5\bar{a}$; $\varepsilon \rightarrow \infty$; 8- eroare totală s ; $a_0 = \bar{a}$; $\varepsilon \rightarrow \infty$; 9- eroare totală s ; $a_0 = 2\bar{a}$; $\varepsilon \rightarrow \infty$; 10- eroare totală s ; $a_0 = 0,5\bar{a}$; $\varepsilon = 1$.

În lucrarea /CE-74/ se aplică același procedeu ca mai sus pentru a determina un interval minim între două impulsuri succesive $|\tau_1 - \tau_j|$ care asigură condiția $(\Delta \hat{a})^2 \ll \sigma_{a1}^2$. Această cerință este echivalentă condiției :

$$R(\tau_1 - \tau_j) = \frac{1}{a_1 \cdot a_j \cdot E_0} \cdot \int_0^T s(t - \tau_1) s(t - \tau_j) dt \ll \frac{E_0 / 2E_0}{a_1 \cdot a_j} \quad (3.103)$$

care pentru impulsuri exponențiale ($\varepsilon \rightarrow \infty$) se exprimă sub forma:

$$|\tau_1 - \tau_j| \gg (\tau/2) \ln(a^2 \tau / N_0). \quad (3.104)$$

Se determină în aceste condiții durata minimă a intervalului între două impulsuri utile de EA pentru ca măsurarea amplitudinii lor să nu fie eronată. Se observă că argumentul logaritmului este egal cu $a^2 / 2\pi N_0 \cdot \Delta f$, dacă se consideră că lărgimea benzii receptorului Δf este proporțională cu constanta de timp a impulsurilor: $\Delta f \sim 1/2\pi\tau$. Argumentul se prezintă deci ca raport semnal-zgomot împărțit la 2. Impunând de pildă = 100 se obține în cazul tipic $\tau = 10^{-2} \text{ s}$:

$$|\tau_1 - \tau_j| \gg 10^{-2} \ln 15,9 = 3,3 \cdot 10^{-2} \text{ s.}$$

Tot așa, frecvența medie de apariție a impulsurilor utile trebuie să satisfacă condiția:

$$\gg |\tau_1 - \tau_j|^{-1} \ll 30 \text{ Hz.}$$

3.3.4. Determinarea caracteristicilor optime ale receptorului în cazul evaluării amplitudinii pe fondul fluxului de impulsuri

Considerând operația de estimare a amplitudinii semnalului de EA în condițiile prezenței unui flux neîntrerupt de impulsuri utile se va stabili o structură optimă de estimare care să permită minimizarea erorilor așa cum apar în (3.94) și 3.96). Dacă receptorul optimal are funcția de pondere $h(t)$ se rescriu cele două relații astfel:

$$\hat{\Delta a} = a \int_{-\infty}^{\infty} s(t - \tau_1) h(t) \cdot g_1(\tau_1) d\tau_1 / \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot h(t) dt, \quad (3.105)$$

$$\sigma_a^2 = \iint_{-\infty}^{\infty} R(\tau_1, \tau_2) \cdot h(\tau_1) \cdot h(\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 / \left[\int_{-\infty}^{\infty} s(\tau_1) \cdot h(\tau_1) dt \right]^2, \quad (3.106)$$

unde:

$$R(\tau_1, \tau_2) = R_N(\tau_1 - \tau_2) + a^2 \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau_1 - \tau) \cdot s(\tau_2 - \tau) \cdot g_1(\tau) d\tau + a^2 \int_{-\infty}^{\infty} [g_2(\tau_1, \tau_2) - g_1(\tau_1) g_1(\tau_2)] s(\tau_1 - \tau_1) \cdot s(\tau_2 - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \quad (3.107)$$

este funcția de corelație a procesului de ieșire iar $R_N(\tau_1 - \tau_2)$ funcția de corelație a zgomotului.

Relația pentru dispersie (3.106) poate fi rescrisă în formă spectrală, considerînd că sînt îndeplinite condițiile necesare

$$\sigma_a^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R(\omega) \cdot |H(j\omega)|^2 d\omega / \left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^*(\omega) \cdot H(j\omega) d\omega \right|^2 \quad (3.108)$$

Aici $H(j\omega)$ este transformata Fourier a funcției pondere $h(t)$, $S^*(\omega)$ este expresia complex conjugată a transformatei Fourier a semnalului $s(t)$ iar $R(\omega)$ a funcției de corelație $R(t_1, t_2)$.

Aplicînd pentru expresia de la numitorul din (3.108) inegalitatea Schwartz-Bunakovski se constată că dispersia este minimă dacă funcția de transfer a filtrului îndeplinește condiția :

$$H^*(j\omega) = S^*(\omega) / R(\omega) \quad (3.109)$$

Întrucît dispersia devine în acest caz :

$$\sigma_a^2 = 1 / \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|S(\omega)|^2}{R(\omega)} d\omega \right] \quad (3.110)$$

Pentru un flux poissonian de impulsuri, potrivit /PC-302/, se scrie:

$$R(\omega) = R_N(\omega) + a^2 \cdot K_N(\omega) \quad (3.111)$$

Examinînd îndeaproape relațiile obținute pentru un semnal exponențial ($s(t) = e^{-\alpha t}$) și zgomot alb ($R_N(\omega) = N_0/2$) se constată că spectrele semnalului și funcției sale de corelație sînt :

$$S(\omega) = \frac{\alpha - j\omega}{\alpha^2 + \omega^2} ; \quad R_S(\omega) = \frac{1}{\alpha^2 + \omega^2} \quad (3.112)$$

caracteristica de frecvență a filtrului optimal fiind exprimată de

$$H(j\omega) = \frac{\alpha - j\omega}{a^2 \cdot \lambda + \frac{1}{2} N_0 (\alpha^2 + \omega^2)} \quad (3.113)$$

Se evidențiază diferențele între spectrul semnalului $S(\omega)$ și funcția de transfer a filtrului scriind modulele lor :

$$|S(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+\gamma^2}} ; \quad |H(j\omega)| = \frac{2\sqrt{b(1+\gamma^2)}}{b+1+\gamma^2} \quad (3.114)$$

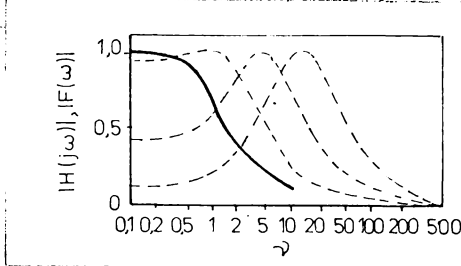
unde : $b = 2(a^2 / a_0^2) \cdot q \cdot g$; $\gamma = \omega / \alpha$.

În figura (3.16) sînt reprezentate caracteristicile spectrale date prin (3.114) pentru diverse valori ale lui b . La creșterea lui b , adică la creșterea intensității fluxului și a raportului semnal-zgomot, modulul lui $H(j\omega)$ se deplasează spre frecvențe mai

mari. Se poate determina funcția pondere aplicând transformata Fourier inversă în (3.114) :

$$h(t) \sim \exp\left[-\alpha t \cdot \sqrt{1 + 2 \frac{a^2}{a_0^2} q}\right]. \quad (3.115)$$

Aceasta rămâne exponențială, dar se observă că odată cu creșterea raportului semnal-zgomot și a parametrului de flux q , se scurtează. Drept urmare valoarea raportului semnal-zgomot scade, dar tot odată scade și eroarea datorată suprapunerii impulsurilor. Această



afirmație este justificată și de valorile deplasării și dispersiei relative :

$$\Delta s = 2 \frac{a}{a_0} \cdot \frac{q}{s} \sqrt{\frac{1}{2} + 2 \frac{a^2}{a_0^2} \cdot \frac{q}{s}} \quad (3.116)$$

$$\gamma_s^2 = \sqrt{\frac{1}{s^2} + 2 \frac{a^2}{a_0^2} \cdot \frac{q}{s}} \quad (3.117)$$

Fig.3.16

Caracteristicile spectrale ale semnalului și filtrului optimal linear - modulul spectrului semnalului; --- modulul funcției de transfer a filtrului

Este interesantă compararea dispersiei obținute cu cea dată prin (3.102). Presupunând în (3.102), $\varepsilon \rightarrow \infty$ și făcând rapor-

tul expresiilor (3.117) și (3.102) se obține :

$$\eta = \frac{\sqrt{1 + 2 \frac{a^2}{a_0^2} q \cdot s}}{1 + \frac{a^2}{a_0^2} \cdot q \cdot s} \quad (3.118)$$

.Dacă $q \cdot s \ll 1$, adică dacă intensitatea fluxului și raportului semnal-zgomot sînt mici atunci $\eta \approx 1$ și folosirea filtrului optimal nu este avantajoasă. La $q \cdot s \gg 1$:

$$\eta = \sqrt{2 a_0^2 / a^2 \cdot q \cdot s} \quad (3.119)$$

și filtrul optimal poate da un câștig semnificativ.

3.4. Evaluarea timpului de sosire a impulsurilor de emisie acustică

Determinarea corectă a momentului de apariție a semnalului de EA sau a diferențelor de timp de sosire (DTS) a acestuia la o rețea de traductoare este esențială pentru localizarea sursei de semnal acustic. Se vor prezenta în continuare, utilizînd o abor-

dare probabilistică, principalele proceduri de măsurare a acestui parametru insistând asupra posibilităților lor, asupra preciziei de măsurare. Cunoșterea și determinarea erorilor, a preciziei de măsurare a timpului de sosire a impulsurilor de RA determină, în mod direct, pe lângă alți parametri despre care se va discuta în următorul capitol precizia localizării surselor de RA.

3.4.1. Determinarea optimă a timpului de sosire

În problemele de RA lipsesc cunoștințele apriori despre poziția în timp a impulsurilor utile, în consecință potrivit teoriei deciziei statistice este necesară estimarea de plauzibilitate maximă (MP) a parametrului τ . Se vor examina modalitățile de estimare a timpului de sosire a semnalului util în diverse ipoteze asupra cunoșterii acestuia. Semnalul de intrare în detector, $x(t)$ se prezintă sub forma :

$$x(t) = s(t-\tau) + n(t), \quad (3.120)$$

unde : $s(t)$ funcția determinată sau aleatoare, ce descrie forma semnalului ; $n(t)$ - zgomot care se consideră a fi staționar, gaussian cu valoare medie nulă și funcție de corelație $R_N(t_1-t_2)$ sau de densitate spectrală $N(\omega)$ cunoscută.

A. Primul caz examinat este acela în care forma semnalului este pe deplin cunoscută cu excepția timpului său de sosire. Evaluarea lui τ se face după poziția maximului funcției de plauzibilitate care este în această situație funcția de intercorelație a semnalului de intrare $x(t)$ cu $q(t)$, unde /BE-76/ :

$$q(t) = \int_0^T Q(t-t_1)s(t_1)dt_1 \quad (3.121)$$

este răspunsul la aplicarea semnalului $s(t)$ filtrului liniar cu funcția pondere $Q(t)$. Aceasta este legată de funcția de corelație a zgomotului prin ecuația diferențială :

$$\int_0^T Q(t_1-t)R(t-t_2)dt = \delta(t_1-t_2), \quad (3.122)$$

unde T - e timpul de observație ; $\delta(t_1-t_2)$ - impuls unitate Dirac. Se consideră aici că durata de corelație a zgomotului este mult mai mică decât T .

Evaluarea este în acest caz nedepășită avînd în cazul unui raport semnal-zgomot mare, dispersia :

$$\sigma_1^2 = \left[\int_0^T s''(t)q(t)dt \right]^{-1} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^T \omega^2 |S(\omega)|^2 Q(\omega) d\omega \right]^{-1} \quad (3.123)$$

unde :

$$s''(t) = \frac{d^2 s}{dt^2} \quad (3.124)$$

iar $S(\omega)$ și $Q(\omega)$ reprezintă transformatele Fourier ale semnalelor $s(t)$ și $q(t)$.

B. Semnalul este de formă cunoscută dar nu se cunoaște amplitudinea semnalului. El poate fi descris prin :

$$s(t) = a \cdot s_0(t), \quad (3.125)$$

unde a este amplitudinea sa necunoscută iar $s_0(t)$ este forma normată la unitate a semnalului. Dacă nu se posedă informații a priori asupra distribuției amplitudinii semnalului atunci algoritmul de evaluare a lui $\tau/FA-70/$ constă în maximizarea după acest parametru a funcției :

$$\Lambda(\tau) = \left[\int_0^T \int_0^T s_0(t_1 - \tau) Q(t_1 - t_2) \cdot r(t_2) dt_1 dt_2 \right]^2 \quad (3.126)$$

Dacă nu se cunoaște amplitudinea semnalului care este în schimb fixată, iar raportul semnal-zgomot are o valoare suficient de mare atunci dispersia evaluării este :

$$\sigma_2^2 = \left[a^2 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |S_0(\omega)| \cdot Q(\omega) d\omega \right]^{-1} \quad (3.127)$$

Dacă amplitudinea semnalelor utile este aleatoare având distribuția de probabilitate cunoscută $p_g(a)$ atunci dispersia este determinată de relația :

$$\sigma^2 = \int \sigma_2^2 \cdot p_g(a) da \quad (3.128)$$

3.4.2. Determinarea cu prag fix a timpului de sosire

Cel mai simplu procedeu de măsurare a momentului de timp la care un semnal util acționează asupra traductorului de EA este cel de comparare a semnalului recepționat cu un nivel fix de tensiune. Presupunând că nu apar întârzieri în determinarea timpului de sosire datorate detectorului cu prag de tensiune fix, momentul de sosire a semnalului la detector așa cum este stabilit de detector depinde de amplitudinea semnalului recepționat (fig.3.17)

În cazul general estimarea timpului de sosire a semnalului util se face pe baza egalității :

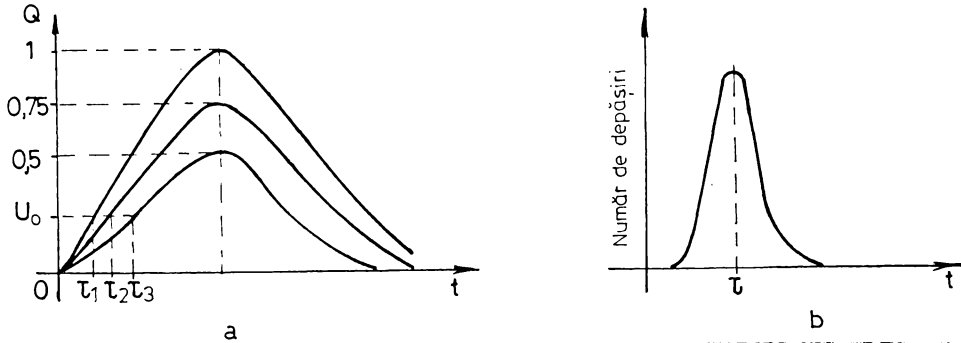


Fig.3.17. a) Determinarea momentelor de depășire a pragului fix de către impulsuri de diverse amplitudini; b) distribuția probabilității distribuției momentelor de timp de depășire a pragului la o distribuție normală a amplitudinii semnalului recepționat $\sigma = 0,1a$, $s = 0,75$

$$\int_0^t x(\tau) \cdot h(t-\tau) d\tau = U_0 \quad (3.129)$$

Se are în vedere faptul că semnalul recepționat $x(t)$ trece printr-un circuit liniar avînd funcția pondere $h(t)$ înaintea de a fi aplicat discriminatorului cu prag fix U_0 .

În cazul cel mai simplu $h(t) = \delta(t)$ și în momentul depășirii pragului are loc egalitatea :

$$x(t) = U_0 \text{ sau } s \cdot s_0(t-t_0) + n(t) = U_0 \quad (3.130)$$

Presupunem că eroarea $(t-t_0)$ la măsurarea timpului de sosire a impulsului este mică iar $t_0 = 0$. Dezvoltînd semnalul în serie Taylor în vecinătatea momentului de depășire a pragului t_0 se obține expresia erorii sistematice cu care se măsoară în aceste condiții parametrul t_0 :

$$\Delta t = t - t_0 = \frac{U_0 - s s_0(t_0) - n(t_0)}{s \cdot (\partial s_0 / \partial t)_{t=t_0}} \quad (3.131)$$

Din ultima expresie pot fi determinate condițiile în care, fiind cunoscută forma semnalului util $s_0(t)$, se poate alege valoarea pragului astfel încît să se anuleze valoarea medie a erorii $\langle \Delta t \rangle$. Valoarea pragului U_{00} se alege din condiția :

$$U_{00} = \frac{s_0(t_0)}{\gamma} \quad (3.132)$$

unde :

$$\gamma = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{s} p_s(s) ds \quad (3.133)$$

reprezintă valoarea medie a mărimii inverse a amplitudinii semnalului util.

Orice altă valoare a pragului de discriminare U_0 determină apariția erorii sistematice de valoare medie.

$$\langle \Delta t \rangle = \frac{U_0 \bar{v} - s_0(t_0)}{(\partial s_0 / \partial t)_{t=t_0}} \quad (3.134)$$

Expresia (3.131) servește la calculul dispersiei evaluării momentului t_0 . Astfel, în cazul unui semnal de amplitudine cunoscută și constantă ea este :

$$\sigma^2(t_0) = \frac{\sigma_{no}^2}{a^2 \cdot [\partial s_0 / \partial t]_{t=t_0}^2}, \quad (3.135)$$

iar dacă amplitudinea semnalului a este aleatoare atunci :

$$\sigma^2(t_0) = \frac{U_0^2 \cdot \delta^2}{[\partial s_0 / \partial t]_{t=t_0}^2} + \frac{\sigma_{no}^2 \cdot \beta}{[\partial s_0 / \partial t]_{t=t_0}^2}, \quad (3.136)$$

unde : σ_{no}^2 este dispersia zgomotului, $\delta^2 = \beta - \bar{v}^2$ dispersia mărimii inverse amplitudinii și :

$$\beta = \int_0^\infty \frac{1}{a^2} p_a(a) da \quad (3.137)$$

Dacă forma semnalului $s_0(t)$ are mici fluctuații atunci în locul expresiei (3.133) se folosește expresia /BR-76/ :

$$\sigma^2(t_0) = \frac{U_0^2 \cdot \delta^2}{\langle (\partial s_0 / \partial t)_{t=t_0} \rangle^2} \left\{ 1 + 3 \frac{\sigma_{ds}^2(t_0)}{\langle (\partial s_0 / \partial t)_{t=t_0} \rangle^2} \right\} + \frac{\sigma_{no}^2 \cdot \beta + \sigma_s^2(t_0)}{\langle \partial s_0 / \partial t \rangle_{t=t_0}^2}, \quad (3.138)$$

unde $\sigma_s^2(t_0)$ și $\sigma_{ds}^2(t_0)$ reprezintă dispersiile fluctuațiilor de formă ale semnalului și a derivatei sale în punctul de fixare t_0 .

Variația aleatoare a amplitudinii semnalului conduce la apariția unei componente suplimentare a dispersiei estimării care crește proporțional cu U_0^2 (3.136). În consecință, micșorarea influenței fluctuațiilor de amplitudine a semnalului asupra preciziei determinării timpului său de sosire se face prin micșorarea valorii pragului.

În cazul particular al EA, considerînd că amplitudinile impulsurilor recepționate satisfac legea de putere (2.77-3.40) putem obține expresia dispersiei $\sigma_1^2(t_0)$ pe baza relației (3.136). Se obțin în acest caz :

$$\bar{v} = \int_{a_t}^\infty \frac{1}{a} p_a(a) da = \frac{b}{b+2} \cdot \frac{1}{a_t}, \quad (3.139)$$

$$\beta = \int_{a_t}^{\infty} \frac{1}{a_t^2} \cdot \frac{b}{a_t} \cdot \left(\frac{a}{a_t}\right)^{-b-1} da = \frac{b}{b+3} \cdot \frac{1}{a_t^2}, \quad (3.140)$$

și

$$\delta^2 = \beta - \gamma^2 = \frac{b(b+4)}{(b+2)^2(b+3)} \cdot \frac{1}{a_t^2}, \quad (3.141)$$

unde a_t reprezintă amplitudinea minim detectabilă a semnalului de RA. Făcînd raportul $\sigma_1^2(t_0)/\sigma^2(t_0)$ unde mărimea de la numitor corespunde situației impulsurilor cu amplitudine constantă și cunoscută (3.135), obținem :

$$\left[\frac{1(t_0)}{t_0} \right]^2 = \frac{b}{b+3} \left(\frac{a}{a_t}\right)^2 \left[1 + \left(\frac{U_0}{\sigma_{no}}\right)^2 \frac{b+4}{(b+2)^2} \right]. \quad (3.142)$$

Ultima relație confirmă faptul că contribuția esențială la dispersia evaluării timpului de sosire se datorează fluctuațiilor amplitudinilor impulsurilor recepționate. Precizia poate crește odată cu micșorarea pragului relativ U_0/σ_{no} dar această măsură duce la creșterea numărului de depășiri false ale pragului datorate zgomotului.

O micșorare a dispersiei de determinare a momentului t_0 cu un discriminator cu prag fix se poate obține dacă acesta se alege în punctul în care derivata semnalului $\partial s/\partial t$ atinge valoarea maximă întrucît conform (3.135) și (3.136) dispersia este invers proporțională cu derivata semnalului în punctul t_0 . Realizarea tehnică a determinării punctului de pantă maximă a semnalului folosește circuite de diferențiere a impulsurilor.

3.4.3. Metoda de determinare a timpului de sosire cu prag dublu

Analizînd limitările metodei cu prag fix se prezintă în continuare o nouă modalitate de stabilire a timpului de sosire a semnalului de RA care elimină, în bună parte limitările metodei curente.

Principiul acestei metode se bazează pe algoritmi descriși în fig.3.18. Astfel, se determină momentele t_1 și t_2 de traversare a nivelelor de tensiune de prag U_1 și U_2 de către semnalul de intrare $x(t)$. Poziția în timp estimată a impulsului t se determină printr-o combinație liniară a valorilor t_1 și t_2 , aleasă astfel încît valoarea t să nu depindă de amplitudine. Metoda determină valoarea dorită t_0 printr-o extrapolare a poziției punctului de zero pornind de la cele două valori t_1 , t_2 măsurate.

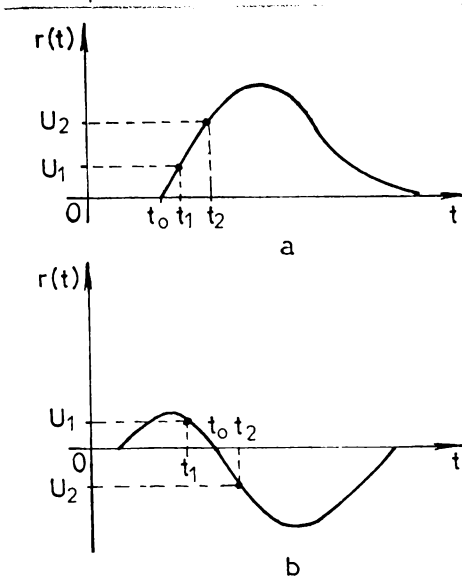


Fig.3.18. Determinarea momentului t_0 de fixare a poziției în timp a impulsurilor unipolare (a) și bipolare (b)

Se scrie relația (3.131) pentru cele două praguri și se presupune că forma semnalului este liniară în domeniile (\hat{t}, t_1) și (\hat{t}, t_2) . Se obțin 2 ecuații pentru determinarea lui \hat{t} și α . Eliminând amplitudinea și folosind condiția $s_0(\hat{t}) = 0$ se obține evaluarea poziției în timp a semnalului :

$$\hat{t} = \frac{U_2}{U_2 - U_1} t_1 - \frac{U_1}{U_2 - U_1} t_2 \quad (3.143)$$

Dacă tensiunile de prag U_1 și U_2 au același semn și $U_2 = 2U_1$ atunci $t = 2t_1 - t_2$, dacă au semne contrare și $U_2 = -U_1$ atunci

$t = \frac{1}{2}(t_1 + t_2)$. În practică, dacă se folosesc tensiuni de prag de același semn, evaluarea momentului t se face mai simplu : se măsoară momentul t_1 de atingere a primului

prag și intervalul $\Delta t = t_2 - t_1$ pe durata căruia nivelul semnalului de intrare $r(t)$ se găsește între U_1 și U_2 . Dacă $U_2 = 2U_1$ poziția în timp a semnalului se evaluează cu $\hat{t} = t_1 - \Delta t$.

În general momentul de timp t se evaluează cu relația :

$$\hat{t} = \alpha_1 t_1 + \alpha_2 t_2 \quad (3.144)$$

unde coeficienții α_1 și α_2 se determină ca în (3.143). Dispersia estimării se scrie pe baza lui (3.144) :

$$\sigma^2(\hat{t}) = \alpha_1^2 \sigma_1^2 + \alpha_2^2 \sigma_2^2 + 2\alpha_1 \alpha_2 \sigma_1 \sigma_2 \rho \quad (3.145)$$

unde σ_1 , σ_2 și ρ reprezintă erorile medii pătratice și coeficientul de intercorelație a estimărilor momentelor t_1 și t_2 .

Înlocuind în (3.145) valorile ponderilor α_1 și α_2 , valorile dispersiilor σ_1^2 și σ_2^2 determinate prin relația (3.136) și evaluând coeficientul de intercorelație a estimărilor t_1 și t_2 pe baza relației (3.134) rezultă :

$$\rho = \frac{1}{\sigma_1 \sigma_2} \left[\frac{U_1 \cdot U_2 \cdot \delta^2}{[\partial s_0 / \partial t]_{t=t_0}^2} + \frac{\sigma_{no}^2}{[\partial s_0 / \partial t]_{t=t_0}^2} \rho_n \right] \quad (3.146)$$

Se obține expresia dispersiei estimării momentului de timp \hat{t} :

$$\sigma_t^2 = \sigma_t^2 \left[1 + 2(1 - \rho_n) \cdot \frac{U_1 U_2}{(U_1 - U_2)^2} \right], \quad (3.147)$$

unde : $\sigma_t^2 = \sigma_{no}^2 \cdot \left[\partial s_o / \partial t \right]_{t=t_0}^2$ este dispersia măsurării poziției în timp a semnalului prin metodă cu un singur prag fără considerarea fluctuațiilor de amplitudine ; ρ_n - coeficientul de intercorelație a zgomotului în punctele de măsură t_1 și t_2 .

Din (3.147) este evident avantajul metodei de estimare cu două praguri. El constă în eliminarea erorilor datorate fluctuațiilor de amplitudine ale semnalului recepționat. Totuși o eroare suplimentară apare datorită corelației zgomotului în punctele de măsură și valorile tensiunilor de prag. Dacă $\rho_n < 1$ și cele două praguri au semne diferite atunci raportul $(\sigma/\sigma_1)^2$ este subunitar ; el este mai mare decât 1 dacă pragurile au același semn. De exemplu dacă $U_2 = -U_1$, atunci $(\sigma/\sigma_t)^2 = (1 + \rho_n)/2$ și pentru $\rho_n = 0$ câștigul metodei cu două praguri în raport cu măsurarea cu un prag a semnalului de amplitudine cunoscută este de 41%. În schimb, dacă $U_2 = 2U_1$ și $\rho_n = 0$ atunci metoda cu două praguri este de $\sqrt{5}$ mai puțin eficientă.

3.4.4. Determinarea prin corelație a diferențelor de timp de sosire .

În vederea localizării unei surse de EA nu este necesară cunoașterea timpilor absoluți de sosire a semnalului util la traductoarele ce formează rețeaua de localizare. Importantă este determinarea DTS între un canal ales drept referință și celelalte canale ale rețelei. Procedura utilizată în situații similare pentru determinarea DTS face apel la funcția de intercorelație a semnalelor recepționate pe două canale /BE-86/.

Se va modela semnalul datorat unei surse și recepționat la două traductoare separate spațial prin expresiile :

$$\begin{aligned} x_1(t) &= s(t) + n_1(t) \\ x_2(t) &= \alpha \cdot s(t+D) + n_2(t) \end{aligned} \quad (3.148)$$

unde $s(t)$ reprezintă semnalul util iar $n_1(t)$ și $n_2(t)$ reprezintă zgomotul aleator staționar. Semnalul $s(t)$ se presupune necorelat cu $n_1(t)$ și $n_2(t)$.

Metoda obișnuită de determinare a DTS, D , calculează funcția de intercorelație :

$$R_{r_1 r_2}(\tau) = \langle x_1(t) \cdot x_2(t-\tau) \rangle. \quad (3.149)$$

Argumentul τ care maximizează expresia (3.149) reprezintă o estimare a DTS. Cum timpul de observare este finit, $R_{r_1 r_2}(\tau)$ poate fi doar estimat. O estimare a funcției de intercorelație este dată de :

$$\hat{R}_{r_1 r_2}(\tau) = \frac{1}{T-\tau} \int_{\tau}^T x_1(t) \cdot x_2(t-\tau) dt, \quad (3.150)$$

unde T reprezintă intervalul de observare.

Reluând funcția de intercorelație (3.149) și aplicînd-o modelului (3.148) se obține :

$$R_{r_1 r_2}(\tau) = \alpha R_{ss}(\tau-D) + R_{nl n_2}(\tau). \quad (3.151)$$

Aplicînd transformata Fourier relației (3.151) se obține interspectrul de putere :

$$R_{r_1 r_2}(\omega) = \alpha R_{ss}(\omega) \cdot e^{-j\omega D} + R_{nl n_2}(\omega), \quad (3.152)$$

unde : $R_{xx}(\omega) = \int R_{xx}(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau$. Dacă $n_1(t)$ și $n_2(t)$ sînt necorelate ($R_{nl n_2}(\omega) = 0$), interspectrul de putere se reduce la primul termen. Intrucît multiplicarea în domeniul frecvență se traduce prin convoluție în timp rezultă că pentru $R_{nl n_2}(\omega) = 0$:

$$R_{r_1 r_2}(\tau) = \alpha \cdot R_{ss}(\tau) * \delta(\tau-D). \quad (3.153)$$

O interpretare a relației (3.153) este că funcția delta a fost "lărgită" de transformata Fourier inversă a spectrului semnalului. O proprietate importantă a funcțiilor de autocorelație este că $R_{ss}(\tau) \leq R_{ss}(0)$ /SPA-66/. Intrucît în marea majoritate a cazurilor practice egalitatea nu are loc decît pentru $\tau = 0$ și expresia (3.153) își va atinge maximalul pentru D .

Mult mai complicată devine problema atunci cînd $s(t)$ este o combinație de semnale periodice și cînd $R_{ss}(\tau) = R_{ss}(0)$ și pentru valori $\tau \neq 0$ sau cînd semnalele recepționate se obțin prin reflexii multiple, deci există întîrzieri multiple între cele două canale. Relația (3.153) se scrie în acest caz :

$$R_{r_1 r_2} = R_{ss}(\tau) * \sum_i \alpha_i \delta(\tau-D_i). \quad (3.154)$$

În aceste situații funcția de intercorelație va prezenta mai multe maxime făcînd imposibilă determinarea DTS. Că așa stau lucrurile în cazul EA este evident, nu numai din considerațiile teoretice dezvoltate în capitolul 2 ci și din unele rezultate experimentale /MO-78/.

O modalitate dezvoltată pentru sonarul pasiv și care se dovedește a fi utilă și în cazul determinării DTS la EA ^{consta} în realiza-

rea corelației generalizate prin introducerea filtrelor $H_1(j\omega)$ și $H_2(j\omega)$ (vezi fig. 3.19) care alese convenabil, facilitează estimarea întârzierii între canale /KNA-76/, /CA-812/. Semnalele r_1 ($i=1,2$) sînt filtrate prin H_i furnizînd la ieșire y_i . Semnalele rezultate y_i sînt multiplicare, integrate conform (3.150) și ridicate la pătrat pentru o serie de valori τ pînă cînd se obține maximul, ce reprezintă o estimare a valorii reale a DTS, \hat{D} . Esti-

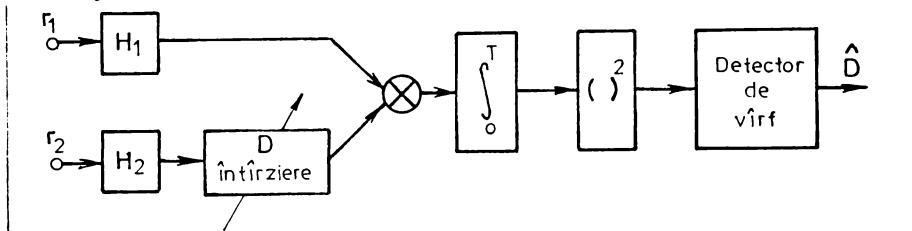


Fig.3.19. Utilizarea corelației generalizate la estimarea DTS, \hat{D}

matul MP a mărimii D se obține dacă /KNA-76/ :

$$H_1(j\omega) \cdot H_2(j\omega) = \frac{1}{|R_{r_1 r_2}(\omega)|} \cdot \frac{|\gamma_{12}(\omega)|^2}{[1 - |\gamma_{12}(\omega)|]^2}, \quad (3.155)$$

unde $\gamma_{12}(\omega)$ este funcția de coerență a celor două intrări :

$$\gamma_{12}(\omega) = \frac{R_{r_1 r_2}(\omega)}{\sqrt{R_{r_1 r_1}(\omega) \cdot R_{r_2 r_2}(\omega)}}. \quad (3.156)$$

Rezultatele obținute prin corelație generalizată sînt spectaculoase /CA-812/ dar lipsa informațiilor apriori despre componența spectrală a semnalelor recepționate precum și volumul mare de calcule implicat elimină posibilitatea utilizării metodei în cazul EA unde procesarea în timp real reprezintă o condiție esențială.

3.5. Concluzii

Tratarea pe baze statistice a problemei detecției și estimării parametrilor semnalului de EA reprezintă o necesitate avînd în vedere natura semnalului recepționat și a influențelor exterioare perturbatoare.

Se stabileșc astfel, condițiile optime de detecție ale semnalului util atunci cînd forma acestuia este pe deplin cunoscută. Ele servesc drept etalon de comparare a performanțelor procedurilor uzuale de detecție ale EA utilizate în condițiile reale în care forma semnalului util are variații importante. În cazul detecției EA de tip "ring-counting" se determină printr-o tratare originală pornind de la descrierea fluxului de semnal util ca o

sucesiune poissoniană de sinusoidă amortizată exponențial, caracteristicile de lucru ale receptorului, performanțele acestuia, modalitatea de stabilire a nivelului de prag pornind de la caracteristicile fluxului de semnal util și de la cele ale zgomotului. Obținerea acestor rezultate este deosebit de importantă având în vedere răspîndirea acestui procedeu comod de detecție a EA și faptul că aplicarea sa s-a făcut pînă în momentul de față doar pe baze intuitive.

Sînt abordate în continuare două procedee de detecție propuse și aplicate în aparatul de EA realizat de autor. Este vorba de discriminarea în durată /HO-77/, /HO-78/ respectiv de utilizarea discriminării energetice a semnalului util /HO-79/, /HO-80/. Ele pornesc de la diferențele care există între semnalul de EA și restul influențelor perturbatoare recepționate pentru luarea deciziei de prezență sau nu a semnalului util în înregistrarea făcută. Discriminatorul energetic reprezintă, de altfel, în cazul în care variația formei semnalului util este mare, unica modalitate optimă și robustă de luare a deciziei. Cuplarea sa, atunci cînd caracteristicile temporale ale semnalului util sînt cunoscute, cu un discriminator în durată asigură o eficiență maximă a detecției. În lucrare se stabilesc performanțele acestui tip de receptor, caracteristicile de lucru ale receptorului.

Avînd în vedere că o caracterizare suficientă a fenomenului de EA se poate face pornind de la doi parametri ai semnalului singular : amplitudinea ce caracterizează amplitudinea fenomenului mecanic și timpul de sosire necesari în determinarea sursei de semnal, deci ai zonei de solicitare, se analizează în paragrafele 3.3 respectiv 3.4 problemele estimării acestor parametri.

În privința estimării amplitudinii se pornește de la receptorul adaptat, optimal în cazul unor semnale utile de formă cunoscută și se studiază efectele variației formei semnalului, ale caracteristicilor fluxului de semnale utile asupra performanțelor acestuia din punct de vedere al preciziei estimării. Se stabilesc astfel caracteristicile unui filtru optimal liniar robust la variații, util în cazul realizării practice a circuitelor de măsură a amplitudinii impulsurilor EA.

Dintre metodele de estimare a timpului de sosire a EA examinate se remarcă prin performanțele de precizie atinse metoda cu prag dublu, care, spre deosebire de cea larg răspîndită cu unic prag permite eliminarea influenței amplitudinii variabile a impul-

ului asupra estimării momentului său de sosire. Aplicarea acestei proceduri, originale în cazul EA va contribui la creșterea preciziei de localizare a surselor de semnal util.

Capitolul 4

LOCALIZAREA SPATIALA A SURSELOR DE EMISIE ACUSTICA

4.1. Introducere

Localizarea precisă a sursei unui eveniment de EA este o problemă de mare importanță. În primul rând dintr-un punct fundamental de vedere, dacă localizarea reală a sursei nu este precis stabilită, este imposibil de determinat mărimea reală a evenimentului întrucât un eveniment observat de amplitudine mică poate fi datorat atât unei surse slabe localizate aproape de traductor cât și unei surse puternice aflată la o distanță mare de acesta. În al doilea rând, localizarea sursei de EA permite să se stabilească zonele de activitate acustică ridicată, determinându-se apoi prin alte procedee sau observație directă, gradul de pericol cât și măsurile de protecție ce trebuiesc a fi luate în respectivele zone.

În general metodele de localizare necesită utilizarea unui număr de traductoare instalate în diverse puncte ale domeniului supravegheat. Activitatea unei surse de EA din domeniu va fi detectată de fiecare traductor la un moment de timp diferite în funcție de distanțe dintre traductor și sursă. Diferența timpilor de sosire (DTS) a semnelului acustic la traductoare împreună cu geometria rețelei de traductoare și viteza de propagare a undei elastice prin material pot fi utilizate la determinarea coordonatelor spațiale ale sursei emițătoare.

Calculul coordonatelor sursei în funcție de valorile DTS este în general suficient de complex pentru a necesita utilizarea unui calculator care face astfel parte din configurația de bază a sistemului. Calculatorul permite obținerea unei estimări precise a coordonatelor sursei, dar în cazul în care sistemul de localizare lucrează în timp real se preferă o determinare a zonei în care se găsește sursa. O problemă esențială a localizării surselor constă în creșterea rezoluției și preciziei acestora, a gradului de încredere a utilizatorului în metoda folosită. Din acest punct de vedere, determinarea precisă a DTS precum și calitatea receptorului de EA devin esențiale.

4.2. Procedee de discriminare spațială

Discriminarea spațială reprezintă cea mai simplă metodă de localizare. Ea permite stabilirea regiunii din care provin semnalele utile prin procedee simple care, în general, nu fac apel la calculator.

Configurația de bază cuprinde 4 traductoare și se utilizează pentru localizarea pe o axă (vezi fig.4.1). Ea a fost propusă

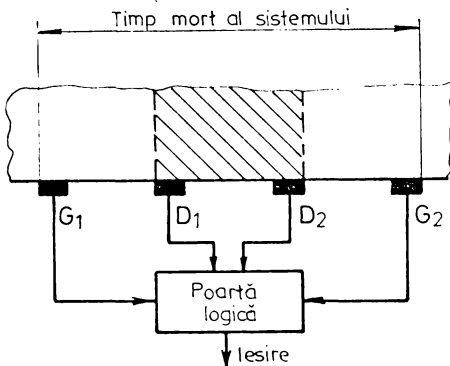


Fig.4.1. Discriminarea spațială a surselor de emisie acustică cu traductoare de gardă

și D_2 și numai după aceea traductoarele G_1 și G_2 .

Dezavantajos în cazul acestei metode simple de discriminare spațială, este "timpul mort" al sistemului, timp în care posibilele semnale utile se pierd din cauza declanșării porții de paraziții sosiți înainte la G_1 sau G_2 . Timpul mort este egal cu durata necesară unei scurte să se propage între traductoarele G_1 și G_2 .

Așa cum se erată în /GRE-80/, utilizarea calculatorului într-o schemă de discriminare spațială elimină utilizarea traductoarelor de gardă G_1 și G_2 . În această situație sistemul determină în mod automat în funcție de DTS a semnalelor la două traductoare învecinate dacă sursa de semnal acustic este situată în domeniul mărginit de ele sau nu. Dacă notăm prin $D = \tau_1 - \tau_2$ DTS a semnalului la cele două traductoare atunci numai semnalele ce verifică condiția (4.1) sînt considerate a proveni din zona utilă:

$$D = |\tau_1 - \tau_2| < \frac{l}{c} \quad (4.1)$$

Nakamura /NA-75/. Zona de interes este cea situată între traductoarele D_1 și D_2 . Cînd sursele de zgomot din sfera traductorului de gardă G_1 sînt active, acesta detectează primul șoc și blochează sistemul pînă cînd impulsul a trecut de traductoarele D_1 , D_2 și G_2 . La fel se întîmplă lucrurile în cazul în care G_2 detectează primul șoc acustic. La ieșirea sistemului trec numai cele semnale ce provin din zona figurată și care ating prima dată traductoarele D_1

unde l reprezintă distanța dintre traductoare iar c - viteza de propagare a undei prin mediu. Un alt avantaj al procedurii constă în acela că el reduce timpul mort al detectorului la valoarea l/c .

În condițiile de mai sus prin mărirea numărului de traductoare utilizate pot fi stabilite mai multe zone din care provin semnalele utile. În particular, utilizând $n+1$ traductoare pot fi delimitate n zone de localizare (vezi figura 4.2).

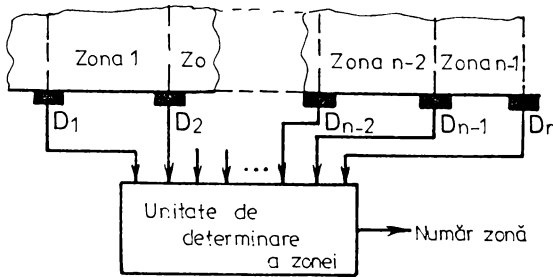


Fig.4.2. Discriminarea spațială a surselor de emisie acustică într-un sistem cu mai multe traductoare

Metoda de discriminare spațială poate fi utilizată și pentru alte configurații ale obiectului studiat /CA-82/ dar stabilirea zonelor utile se face acum mai greu în funcție de configurația de plasare a traductoarelor. Este de subliniat faptul că procedeele de discriminare spațială însoțesc utilizarea metodelor mai avansate de localizare pentru că permit

pe baza unor considerente elementare să se excludă evenimente acustice din afara zonei studiate.

4.3. Metode de localizare geometrică.

4.3.1 Metoda Inglada

Procedura de localizare propusă de Inglada [IN-28/,/CE-75/ presupune că viteza undei, v este un parametru cunoscut. Se folosesc un număr minim de receptoare plasate în teren într-o configurație geometrică convenabilă (fig.4.3). Astfel traductorul R_1 a fost plasat la o oarecare adâncime, celelalte fiind plasate la suprafață.

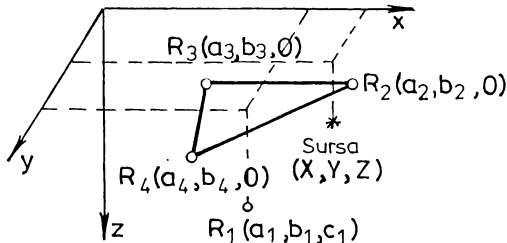


Fig.4.3. Configurația geometrică a rețelei localizate prin metoda Inglada

Intrucât sînt 4 parametri necunoscuți și anume cele 3 coordonate ale sursei X, Y, Z precum și momentul de timp al producerii evenimentului, T_B , sînt necesare cel puțin 4 ecuații independente. Astfel numărul minim de receptori utilizați în acest caz este 4. Se cunosc în această situație coordonatele celor 4 traductoare : (a_1, b_1, c_1)

și timpii de sursă a undei la traductoare : T_i unde $i \in [1, 4]$. Ecuațiile pe baza cărora se efectuează localizarea sînt :

$$D_i = v(T_i - T_s), \quad i=1, \dots, 4, \quad (4.2)$$

unde D_i reprezintă distanța între sursă și traductorul R_i . Înlocuind coordonatele și ridicînd la pătrat obținem sistemul de 4 ecuații neliniare.

$$(a_i - X)^2 + (b_i - Y)^2 + (c_i - Z)^2 = v^2(T_i - T_s)^2, \quad i=1..4. \quad (4.3)$$

Ecuațiile se liniarizează scăzînd fiecare ecuație din cea care o urmează :

$$(a_i - a_{i-1})X + (b_i - b_{i-1})Y + (c_i - c_{i-1})Z = M_i + v^2(T_i - T_{i-1})T_s; \quad i=2, 3, 4, \quad (4.4)$$

unde :

$$M_i = \frac{(a_i^2 + b_i^2 + c_i^2 - v^2 T_i^2) - (a_{i-1}^2 + b_{i-1}^2 + c_{i-1}^2 - v^2 T_{i-1}^2)}{2}. \quad (4.5)$$

Soluțiile acestui sistem de 3 ecuații liniare sînt 3 relații liniare între coordonatele sursei și timpul de origine, T_s :

$$X = m_x T_s + n_x; \quad Y = m_y T_s + n_y; \quad Z = m_z T_s + n_z. \quad (4.6)$$

Înlocuind acum coordonatele sursei date prin (4.6) în oricare din cele 4 ecuații neliniare se obține o ecuație de gradul 2 conținînd o unică necunoscută și anume T_s :

$$A \cdot T_s^2 + B T_s + C = 0. \quad (4.7)$$

Ecuația (4.7) furnizează două soluții pentru timpul de producere al evenimentului, ceea ce produce două soluții pentru coordonatele sursei. Desigur numai una din soluții este fizic realizabilă, și anume aceea pentru care T_s furnizează cel mai scurt timp de sursă. Totuși dacă examinăm toate pozițiile posibile ale sursei se pot distinge două tipuri de zone. Una dintre ele conține o unică soluție posibilă, cealaltă poate determina două soluții fizic realizabile.

În figura 4.4 este prezentată, văzută de la suprafață, rețeaua de localizare în chestiune. Regiunile ce conțin două soluții fizic realizabile sînt prezentate prin 4 volume de tip paraboloid ce nu au unghiuri sau alte puncte comune. Paraboloidii se extind din centrul rețelei spre exterior. În figură au fost reprezentați numai 3 paraboloidi întrucît al patrulea, corespunzător receptorului din adîncime, R_1 se extinde în jos. În fiecare din acești paraboloidi se pot distinge domenii diferite corespunzătoare celor două soluții. Domeniile sînt separate în figură prin linii punctate.

In concluzie marele avantaj al metodei Inglada este acela că rețeaua de localizare conține un număr minim de traductoare. Ea dă deplină satisfacție dacă regiunea supravegheată are dimensiuni restrinse, iar traductoarele sînt plasate în exteriorul ei. In schimb nu permite eliminarea soluțiilor duble și de asemenea nu ia în considerare eventualele variații ale vitezei de propagare.

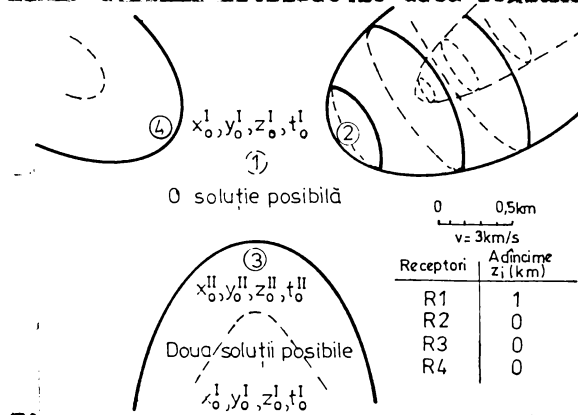


Fig.4.4. Zonarea spațiului de localizare în funcție de numărul posibil de soluții prin metoda Inglada

4.3.2. Metoda de localizare seismică

Determinarea coordonatelor epicentrului unui eveniment seismic este o problemă ce se află de multă vreme în atenția specialiștilor în domeniu. Extinderea metodelor aplicate la localizarea cutremurelor în cazul localizării surselor de EA este normală, avînd în vedere faptul că în ambele domenii localizarea se face pe baza DTS a undei elastice la o rețea de traductoare.

Metoda seismică de localizare a fost prima dată aplicată de Blake ș.a. /BLA-74/, variante ale acesteia datorată condițiilor particulare de utilizare fiind propuse în lucrările /BLU-74/, /GO-78/. In funcție de numărul traductoarelor utilizate metode poate servi la localizarea bidimensională sau tridimensională, poate considera viteza de propagare a undelor drept o necunoscută.

In cazul general numărul de necunoscute ale problemei este 5 : coordonatele sursei, viteza de propagare a undelor și momentul de timp al producerii evenimentului. Deși problema poate fi rezolvată cu un număr egal de traductoare așa după cum a rezultat din paragraful anterior se obțin în cazul general 2 soluții fizic realizabile între care nu se poate distinge cea bună. De asemenea, utilizarea unui număr minim de receptoare presupune faptul că DTS sînt măsurate precis ceea ce în realitate nu este cazul. Din aceste motive numărul de traductoare ale rețelei depășește numărul de necunoscute, în cazul general rețeaua fiind formată din cel puțin 6 traductoare.

Notațiile folosite în continuare sînt următoarele :

X, Y, Z - coordonatele sursei (în sistem de referință rectan-
gular) ;

a_1, b_1, c_1 - coordonatele detectorului 1 ;

V, v - viteza sunetului în mediu, necunoscută sau cunoscută ;

D_1 - distanța de la sursă la detectorul 1 ;

T_1 - timp de propagare de la sursă la detectorul 1 ;

$d_1 = D_1 - D_1$; $t_1 = t_1 - t_1$ - unde indicele 1 se referă la traduc-
torul numărul 1, cel de referință. Mărimea t_1 reprezintă
DTS măsurată.

Considerînd drept necunoscute coordonatele sursei (X, Y, Z) și
viteza sunetului V , pentru traductoarele $i=2, \dots, n$ are loc relația :

$$D_i = (X - a_1)^2 + (Y - b_1)^2 + (Z - c_1)^2 = V \cdot T_1 = V(t_1 + T_1) = d_1 + D_1 \quad (4.8)$$

unde D_1 și T_1 sînt determinate prin :

$$D_1 = \sqrt{(X - a_1)^2 + (Y - b_1)^2 + (Z - c_1)^2} = V \cdot T_1 \quad (4.9)$$

Avînd în vedere (4.9), relația (4.8) se poate scrie astfel :

$$d_i + \sqrt{(X - a_1)^2 + (Y - b_1)^2 + (Z - c_1)^2} = \sqrt{(X - a_1)^2 + (Y - b_1)^2 + (Z - c_1)^2}; \quad (4.10)$$

$i = 2, \dots, n$

Ridicînd la pătrat în (4.10) și apoi simplificînd se obține :

$$d_i + \frac{e_i}{d_i} - \frac{2}{d_i}(\alpha_1 X + \beta_1 Y + \gamma_1 Z) = -2 \sqrt{(X - a_1)^2 + (Y - b_1)^2 + (Z - c_1)^2}; \quad (4.11)$$

$i = 2, \dots, n$

cu :

$$e_i = a_1^2 + b_1^2 + c_1^2 - a_i^2 - b_i^2 - c_i^2 \quad (4.12)$$

$$\alpha_i = a_1 - a_i$$

$$\beta_i = b_1 - b_i$$

$$\gamma_i = c_1 - c_i$$

Se observă acum că partea a doua a ecuației (4.11) este o
constantă. Scăzînd ecuațiile $i=3, \dots, n$ din ecuațiile $i=1 + 2, \dots, (n-1)$,
această parte a ecuației se reduce :

$$(d_{i-1} - d_i) + \frac{i-1}{d_{i-1}} - \frac{i}{d_i} - \frac{2}{d_{i-1}}(\alpha_{i-1} X + \beta_{i-1} Y + \gamma_{i-1} Z) + \frac{2}{d_i}(\alpha_i X + \beta_i Y + \gamma_i Z) = 0. \quad (4.13)$$

Avînd în vedere că : $d_i = t_i \cdot V$, înlocuind pe d_i și înmulțind cu V ,
prin simplificare se obține sistemul de ecuații liniare :

$$V^2 \cdot g_1 + h_1 = f_{11} \cdot X + f_{21} \cdot Y + f_{31} \cdot Z ; \quad i=3, \dots, n. \quad (4.14)$$

unde coeficienții au următoarele semnificații :

$$f_{11} = 2 \left(\frac{\alpha_{i-1}}{t_{i-1}} - \frac{\alpha_i}{t_i} \right) ; \quad (4.15)$$

$$f_{21} = 2 \left(\frac{\beta_{i-1}}{t_{i-1}} - \frac{\beta_i}{t_i} \right)$$

$$f_{31} = 2 \left(\frac{\gamma_{i-1}}{t_{i-1}} - \frac{\gamma_i}{t_i} \right)$$

$$g_1 = (t_{i-1} - t_i)$$

$$h_1 = \left(\frac{\theta_{i-1}}{t_{i-1}} - \frac{\theta_i}{t_i} \right) \quad i=3, \dots, n$$

Ecuațiile (4-14) se prezintă de obicei normalizate, împărțind toți coeficienții prin rădăcina pătrată a sumei pătratelor coeficienților f :

$$V^2 \cdot g_1' + h_1' = f_{11}' \cdot X + f_{21}' \cdot Y + f_{31}' \cdot Z ; \quad i=3, \dots, n \quad (4.16)$$

unde :

$$f_{11}' = \frac{f_{11}}{f_{11}^2 + f_{21}^2 + f_{31}^2} ; \quad f_{21}' = \frac{f_{21}}{f_{11}^2 + f_{21}^2 + f_{31}^2} ; \quad \text{ș.a.m.d.} \quad (4.17)$$

Pentru sau mai multe astfel de ecuații obținute de la o rețea de localizare formată din 6 sau mai multe traductoare pot fi utilizate la rezolvarea matricială a sistemului de ecuații liniare (4-16) furnizind valorile necunoscutelor X, Y, Z, V .

O variantă a metodei Blake de localizare este prezentată în lucrarea /60-73/ unde viteza undei v este presupusă cunoscută. Se introduce în schimb în sistem o nouă necunoscută și anume timpul de propagare a undei la primul traductor, T_1 . Ca urmare numărul sînim de traductoare rămîne de 6. Sistemul de ecuații care se rezolvă are expresia :

$$g_1 = f_{11} \cdot X + f_{21} \cdot Y + f_{31} \cdot Z + f_{41} \cdot T_1 \quad (4.18)$$

unde coeficienții necunoscutelor și termenul liber, au expresii similare celor din (4.15). Introducerea noii necunoscute T_1 permițe odată rezolvat sistemul, calculul valorilor estimate ale DT la

traductoare $t_1, i=2, \dots, n$ și compararea acestora cu valorile măsurate, determinându-se mărimea erorii care se face în localizare.

ęși metodele geometrice furnizează o valoare exactă a coordonatelor sursei, utilizarea lor în practică sub forma prezentată în acest paragraf este limitată. Având în vedere erorile ce se fac la determinarea DTS metodele bazate pe estimarea celor mai mici pătrate (vezi paragraful următor) sânt cel mai frecvent utilizate.

4.4. Metode de localizare ce utilizează tehnici de estimare

Erorile ce afectează măsurarea DTS la traductoare fac adeseori imposibilă utilizarea metodelor geometrice. În situațiile în care numărul de traductoare utilizate de sistem depășește numărul de necunoscute este util ca determinarea coordonatelor sursei să se facă prin metode de estimare. Se consideră că valorile măsurate ale DTS sânt alterate de zgomot, presupus în cazul acesta aleator, staționar și necorelat, estimarea coordonatelor fiind de tip bayesian sau de maximă plauzibilitate. Numărul de traductoare în cazul utilizării tehnicilor de estimare trebuie să depășească pe cel al necunoscutelor.

4.4.1. Localizarea prin metoda celor mai mici pătrate

Metoda celor mai mici pătrate se aplică în cazul estimării coordonatelor sursei asupra datelor prelucrate anterior prin metoda de localizare seismică.

Sistemul de ecuații liniare (4.14) se poate formula matricial astfel :

$$F \cdot X = H \quad (4.19)$$

unde :

$$F = \begin{bmatrix} f_{12} & f_{23} & f_{33} & -g_3 \\ f_{14} & f_{24} & f_{34} & -g_4 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ f_{1n} & f_{2n} & f_{3n} & -g_n \end{bmatrix}; \quad X = \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \\ V^2 \end{bmatrix}; \quad H = \begin{bmatrix} h_3 \\ h_4 \\ \vdots \\ h_n \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

iar n este numărul de traductoare al sistemului de localizare, ce nu poate fi mai mic de 6.

Dacă valorile estimate ale necunoscutelor X se notează prin \hat{X} atunci se poate defini vectorul coloană de eroare e prin :

$$e = H - F\hat{X} \quad (4.21)$$

Estimarea parametrilor X prin metoda celor mai mici pătrate implică minimizarea funcției de cost pătratică definită prin :

$$C(e) = e^T \cdot e = \|e\|^2. \quad (4.22)$$

Așa după cum se știe (vezi /EY-77/) o astfel de funcție de cost este utilizată atunci când lipsesc informațiile a priori asupra zgomotului care afectează procesul de măsurare sau când acesta este alb, adică :

$$K_{nn} = \langle n^T \cdot n \rangle = \sigma_n^2 \cdot I, \quad (4.23)$$

unde K_{nn} este matricea pătrată de covarianță a zgomotului ce afectează procesul de determinare a DTS iar σ_n^2 varianța acestuia.

Estimatul \hat{X}_p se obține din (4.22) în urma diferențierii acestei ecuații în raport cu \hat{X}_p și a egalării rezultatului cu zero /EY-77/ :

$$F^T \cdot F \cdot \hat{X}_p = F^T \cdot H \quad (4.24)$$

sau :

$$\hat{X}_p = (F^T \cdot F)^{-1} \cdot F^T \cdot H. \quad (4.25)$$

Dacă F este o matrice pătrată, adică dacă, în cazul nostru, numărul de traductoare este egal cu 6, și dacă este nesingulară, atunci :

$$(F^T \cdot F)^{-1} \cdot F^T = F^{-1} \quad (4.26)$$

și :

$$\hat{X}_p = F^{-1} \cdot H. \quad (4.27)$$

Se obține, prin urmare, soluția sistemului de ecuații liniere (4.14) care, în acest caz, nu prezintă interes. Pentru reducerea influenței zgomotului, numărul de traductoare trebuie să fie mai mare de 6.

Estimarea \hat{X}_p obținută prin (4.25) este liniară nedepășată și de varianță minimă. Matricea sa de covarianță are expresia :

$$K_{\hat{X}\hat{X}} = \langle (\hat{X}_p - X)^T \cdot (\hat{X}_p - X) \rangle = [F^T \cdot K_{nn}^{-1} \cdot F]^{-1}. \quad (4.28)$$

Dacă zgomotul aditiv este alb (4.23) atunci :

$$K_{\hat{X}\hat{X}} = \sigma_n^2 [F^T \cdot F]^{-1}. \quad (4.29)$$

Ultima relație permite stabilirea gradului de corelație între componentele estimatului.

Aplicând relația (4.24) sistemului liniar (4.14), estimarea coordonatelor epicentrului se face prin rezolvarea sistemului de ecuații :

$$\begin{bmatrix} \left(\sum_{j=3}^m f_1^2\right) & \left(\sum_{j=3}^m f_{1j}f_{2j}\right) & \left(\sum_{j=3}^m f_{1j}f_{3j}\right) & \left(-\sum_{j=3}^m f_{1j}g_j\right) \\ \left(\sum_{j=3}^m f_{2j}f_{1j}\right) & \left(\sum_{j=3}^m f_{2j}^2\right) & \left(\sum_{j=3}^m f_{2j}f_{3j}\right) & \left(-\sum_{j=3}^m f_{2j}g_j\right) \\ \left(\sum_{j=3}^m f_{3j}f_{1j}\right) & \left(\sum_{j=3}^m f_{3j}f_{2j}\right) & \left(\sum_{j=3}^m f_{3j}^2\right) & \left(-\sum_{j=3}^m f_{3j}g_j\right) \\ \left(-\sum_{j=3}^m g_j f_{1j}\right)^2 & \left(-\sum_{j=3}^m g_j f_{2j}\right) & \left(-\sum_{j=3}^m g_j f_{3j}\right) & \left(\sum_{j=3}^m g_j^2\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ X \\ Z \\ v^2 \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \left(\sum_{j=3}^m f_{1j}h_j\right) \\ \left(\sum_{j=3}^m f_{2j}h_j\right) \\ \left(\sum_{j=3}^m f_{3j}h_j\right) \\ -\left(\sum_{j=3}^m g_j h_j\right) \end{bmatrix}, \quad m > 6. \quad (4.30)$$

Estimarea prin cele mai mici pătrate are marele avantaj că se face într-un singur pas. De asemenea, pe baza relațiilor (4.28) și (4.29) pot fi stabilite prin calculul covarianței estimării, praguri de acceptare a rezultatelor măsurătorilor care determină condițiile în care un rezultat poate fi sau nu acceptat.

4.4.2. Metodă de localizare iterativă

Spre deosebire de metoda prezentată anterior, cea care face obiectul paragrafului de față reprezintă o modalitate de ajustare în trepte a valorilor epicentrului evenimentului printr-o schemă de convergență deterministă. Există o multitudine de scheme de evaluare recursivă a parametrilor, care devin interesante pe măsură ce sînt depășite dezavantajele metodei celor mai mici pătrate.

În lucrarea /BYE-75/ Byerlee și Lockner prezintă algoritmul de calcul al unei metode iterative de localizare bazată pe aplicarea procedurii de estimare Newton-Gauss /EY-77/.

Se folosește pentru determinarea a 5 necunoscute : coordonatele sursei (X,Y,Z), viteza undei de material V și momentul de timp al producerii evenimentului, T_g , un sistem de localizare compus din 6 traductoare plasate la coordonatele (a_i, b_i, c_i) ; $i=1, \dots, 6$. Câmpul de viteze în material este considerat izotrop și uniform.

Considerând că necunoscutele problemei au după iterația j valorile estimate (X_j, Y_j, Z_j) , V_j și T_{sj} se poate estima timpul absolut al sosirii unei la traductorul i , $i=1...n$; $n \geq 6$, T_{ij} prin relația :

$$\hat{T}_{i,j} = \hat{T}_{sj} + \frac{\hat{D}_{i,j}}{V_j}, \quad (4.31)$$

unde $\hat{D}_{i,j}$ este distanța de la traductorul i la epicentrul estimat prin iterația j :

$$\hat{D}_{i,j} = \sqrt{(\hat{X}_j - a_i)^2 + (\hat{Y}_j - b_i)^2 + (\hat{Z}_j - c_i)^2}. \quad (4.32)$$

Adoptînd o funcție de cost pătratică C_j , determinată de diferențele dintre valoarea măsurată a timpului de sosire T_i și cea estimată în urma iterației j , $\hat{T}_{i,j}$ algoritmul de localizare identifică drept soluție a problemei, estimarea care duce la o valoare minimă a funcției de cost :

$$C_j = e_j^T \cdot e_j = \sum_{i=1}^n (T_i - \hat{T}_{i,j})^2, \quad (4.33)$$

unde :

$$e_j^T = (T_1 - \hat{T}_{1,j}, T_2 - \hat{T}_{2,j}, \dots, T_n - \hat{T}_{n,j}). \quad (4.34)$$

Algoritmul de localizare constă în alterări la fiecare iterație a valorilor estimate ale necunoscutelor în așa fel încît funcția de cost pătratică C_j să tindă spre un minim. Notînd prin dS vectorul cu care valorile estimate după iterația j trebuie modificate

$$dS_j^T = (d\hat{T}_{s,j}, d\hat{X}_j, d\hat{Y}_j, d\hat{Z}_j, d\hat{V}_j), \quad (4.35)$$

valorile pe care necunoscutele le vor primi în iterația următoare, $j+1$, sînt :

$$\begin{aligned} \hat{T}_{s,j+1} &= \hat{T}_{s,j} + d\hat{T}_{s,j} ; \\ \hat{X}_{j+1} &= \hat{X}_j + d\hat{X}_j ; \\ \hat{Y}_{j+1} &= \hat{Y}_j + d\hat{Y}_j ; \\ \hat{Z}_{j+1} &= \hat{Z}_j + d\hat{Z}_j ; \\ \hat{V}_{j+1} &= \hat{V}_j + d\hat{V}_j . \end{aligned} \quad (4.36)$$

Din aceste valori îmbunătățite se calculează un nou vector de ajustare, procedura repetîndu-se pînă cînd parametrii au atins cel mai

buu estimat, concretizat printr-o valoare minimă a lui C_j .

Dacă cîmpul de viteze în mediu ar fi într-adevăr izotrop și dacă timpul de sosire ar fi cunoscut exact, sistemul de localizare ar avea nevoie de numai 5 traductoare din cauză că problema are 5 necunoscute. În acest caz $C_{j\min} = 0$. Întrucît măsurătorile sînt afectate de erozi, o oarecare redundanță în măsurători este necesară pentru a avea o măsură a corectitudinii soluției. Sînt necesare prin urmare cel puțin 6 traductoare ceea ce face ca \hat{C}_j dat prin (4.33) să furnizeze o estimare a preciziei cu care se face localizarea.

Viteza estimare a timpului de sosire la trasuctorul i , $\hat{T}_{i,j+1}$ cu care se urmărește atingerea valorii măsurate T_i se exprimă în funcție de cea actuală utilizînd dezvoltarea în serie Taylor.

$$\hat{T}_{i,j+1} \approx \hat{T}_{i,j} + \frac{\partial \hat{T}_{i,j+1}}{\partial \hat{T}_{s,j}} d\hat{T}_{s,j} + \frac{\partial \hat{T}_{i,j+1}}{\partial \hat{X}_j} d\hat{X}_j + \frac{\partial \hat{T}_{i,j+1}}{\partial \hat{Y}_j} d\hat{Y}_j + \frac{\partial \hat{T}_{i,j+1}}{\partial \hat{Z}_j} d\hat{Z}_j + \frac{\partial \hat{T}_{i,j+1}}{\partial \hat{V}_j} d\hat{V}_j \quad (4.37)$$

Se urmărește ca noua funcție de cost C_{j+1} obținută în urma iterației $j+1$ să atingă un minim. Drept urmare derivatele ei în raport cu cele 5 estimări ale necunoscutelor la pasul $j+1$ vor fi nule

$$\frac{\partial \hat{C}_{j+1}}{\partial \hat{T}_{s,j+1}} = 0; \quad \frac{\partial \hat{C}_{j+1}}{\partial \hat{X}_{j+1}} = 0; \quad \frac{\partial \hat{C}_{j+1}}{\partial \hat{Y}_{j+1}} = 0; \quad \frac{\partial \hat{C}_{j+1}}{\partial \hat{Z}_{j+1}} = 0; \quad \frac{\partial \hat{C}_{j+1}}{\partial \hat{V}_{j+1}} = 0. \quad (4.38)$$

Se va exemplifica calculul acestor derivate pentru una din cele 5 ecuații :

$$\frac{\partial \hat{C}_{j+1}}{\partial \hat{X}_{j+1}} = -2 \sum_{i=1}^n (T_i - \hat{T}_{i,j+1}) \frac{\partial \hat{T}_{i,j+1}}{\partial \hat{X}_{j+1}} = 0. \quad (4.39)$$

În (4.39) valoarea $\hat{T}_{i,j+1}$ se înlocuiește cu cea dată prin (4.37) iar derivata parțială se aproximează astfel :

$$\frac{\partial \hat{T}_{i,j+1}}{\partial \hat{X}_{j+1}} \approx \frac{\partial \hat{T}_{i,j}}{\partial \hat{X}_j} \quad (4.40)$$

Ecuația (4.37) devine :

$$\left(\sum_{i=1}^n \frac{\partial \hat{T}_{i,j}}{\partial \hat{T}_{s,j}} \cdot \frac{\partial \hat{T}_{i,j}}{\partial \hat{X}_j} \right) d\hat{T}_{s,j} + \left(\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial \hat{T}_{i,j}}{\partial \hat{X}_j} \right)^2 \right) d\hat{X}_j + \left(\sum_{i=1}^n \frac{\partial \hat{T}_{i,j}}{\partial \hat{X}_j} \cdot \frac{\partial \hat{T}_{i,j}}{\partial \hat{Y}_j} \right) d\hat{Y}_j +$$

$$+ \left(\sum_{i=1}^n \frac{\partial \hat{T}_{1,i}}{\partial \hat{Z}_j} \cdot \frac{\partial \hat{T}_{1,i}}{\partial \hat{X}_j} \right) dZ_j + \left(\sum_{i=1}^n \frac{\partial \hat{T}_{1,i}}{\partial \hat{V}_j} \cdot \frac{\partial \hat{T}_{1,i}}{\partial \hat{X}_j} \right) dV_j = \sum_{i=1}^n (T_i - \hat{T}_{i,j}) \frac{\partial \hat{T}_{1,i}}{\partial \hat{X}_j} \quad (4.40)$$

Se calculează derivatele parțiale ce intervin în (4.41) pe baza relației (4.31) :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \hat{T}_{1,i}}{\partial \hat{S}_{s,j}} &= -1; & \frac{\partial \hat{T}_{1,i}}{\partial \hat{X}_j} &= CX_i = \frac{\hat{X}_i - S_i}{\hat{V}_j \cdot D_{1,j}}; & \frac{\partial \hat{T}_{1,i}}{\partial \hat{Y}_j} &= CY_i = \frac{\hat{Y}_j - b_i}{\hat{V}_j \cdot D_{1,j}}; \\ \frac{\partial \hat{T}_{1,i}}{\partial \hat{Z}_j} &= CZ_i = \frac{\hat{Z}_j - C_i}{\hat{V}_j \cdot D_{1,j}}; & \frac{\partial \hat{T}_{1,i}}{\partial \hat{V}_j} &= CV_j = -\frac{D_{1,i}}{\hat{V}_j^2}; \end{aligned} \quad (4.42)$$

și se reia operația pentru fiecare din cele 5 ecuații (4.38). Se obține astfel un sistem de 5 ecuații liniare care furnizează valorile vectorului de ajustare la pasul j :

$$\begin{bmatrix} n \sum_{i=1}^n CX_i & \sum_{i=1}^n CY_i & \sum_{i=1}^n CZ_i & \sum_{i=1}^n CV_i \\ \sum_{i=1}^n CX_i \sum_{i=1}^n (CX_i)^2 & \sum_{i=1}^n CX_i CY_i & \sum_{i=1}^n CX_i CZ_i & \sum_{i=1}^n CX_i CV_i \\ \sum_{i=1}^n CY_i \sum_{i=1}^n CY_i CX_i & \sum_{i=1}^n (CY_i)^2 & \sum_{i=1}^n CY_i CZ_i & \sum_{i=1}^n CY_i CV_i \\ \sum_{i=1}^n CZ_i \sum_{i=1}^n CZ_i CV_i & \sum_{i=1}^n CZ_i CX_i & \sum_{i=1}^n (CZ_i)^2 & \sum_{i=1}^n CZ_i CV_i \\ \sum_{i=1}^n CV_i \sum_{i=1}^n CV_i CY_i & \sum_{i=1}^n CV_i CZ_i & \sum_{i=1}^n CV_i CV_i & \sum_{i=1}^n (CV_i)^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d\hat{S}_{s,j} \\ d\hat{X}_j \\ d\hat{Z}_j \\ d\hat{V}_j \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n CR_i \\ \sum_{i=1}^n CX_i CR_i \\ \sum_{i=1}^n CY_i CR_i \\ \sum_{i=1}^n CZ_i CR_i \\ \sum_{i=1}^n CV_i CR_i \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

unde : $CR_1 = T_1 - T_{1,j}$, iar n reprezintă numărul de traductoare. Sistemul (4.43) se rezolvă prin procedee standard de inversare și multiplicare a matricilor.

O reprezentare grafică a procesului de iterație prin procedeul Newton-Gauss este făcută în figura 4.5 /EY-77/, pentru cazul

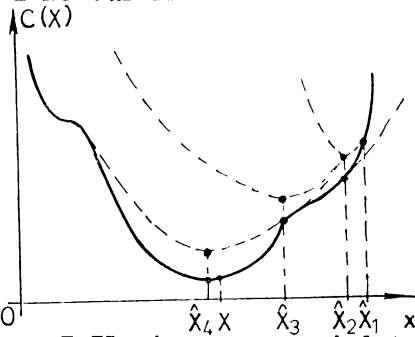


Fig. 4.5. Ilustrarea geometrică a procedurii de estimare Newton-Gauss pentru o singură necunoscută X. C(x) este funcția de eroare pătratică

particularilor că unul din acei necunoscut.

Procedeele aproximează suprafața dată de funcția de eroare C printr-un hiperparaboloid determinând centrul acestuia prin condiția de anulare a derivatelor funcției de eroare.

Așa cum se prezintă metoda de localizare iterativă bazată pe procedeul Newton-Gauss ea nu este avantajoasă în raport cu metoda celor mai mici pătrate decât din punct de vedere al numărului minim de

traductoare utilizate (6 față de 7). Astfel, pe de o parte volumul de calcul crește întrucât aplicarea ei cere repetarea de câteva ori a unor operații matriciale care se fac în cazul celor mai mici pătrate o singură dată. Si încă un aspect: coeficienții matricilor se recalculează la fiecare nouă iterație.

Pe de altă parte, așa cum rezultă și din literatură /EY-77/ convergența metodei nu este garantată întrucât ea lucrează pe o aproximație a funcției reale de cost. Din acest motiv determinarea estimării inițiale de rang 1 de la care pornește procesul de convergență nu este deloc întâmplătoare. Estimarea inițială $X_1, Y_1, Z_1, T_{s1}, V_1$ trebuie făcută printr-o determinare zonală (în funcție de DTS la traductoare), ordinea timpilor de sosire la traductoare impunând estimarea inițială.

4.4.3. Localizare geometrie iterativă

Metoda prezentată în continuare pornește de la ideea că parametrul care determină apariția erorilor în măsurarea DTS este viteza de propagare a undelor. Astfel în urma unor măsurători efectuate în teren s-a constatat că viteza de propagare a undelor are o deviație standard de aproximativ 5% față de valoarea sa nominală /KJE-73/, /GO-78/. Drept urmare, se urmărește realizarea localizării prin combinarea procedurilor geometrice cu cele iterative. Deco-

sebiră față de metoda iterativă prezentată mai înainte constă în aceea că singura mărime ajustabilă în urma iterației este viteza de propagare a undelor. Se urmărește prin această abordare creșterea vitezei și eficienței metodei iterative prezentate în paragraful precedent.

Necunoscute în cazul de față sînt coordonatele sursei X, Y, Z, timpul de propagare a semnalului acustic de la sursă la traductorul 1, T_1 . Se cunosc coordonatele celor n traductoare ce compun rețeaua $(a_i, b_i, c_i)_{i=1...n}$ și DTS la traductoarele $i=2...n$ măsurate față de traductorul 1, t_i . În iterația j, viteza estimată a undei are valoarea V_j . Se utilizează ecuația (4.3) pentru a exprima distanța dintre sursă și traductorul i :

$$\hat{D}_i = \hat{V}_j(T_1 + t_i) = \sqrt{(X - a_i)^2 + (Y - b_i)^2 + (Z - c_i)^2}.$$

ridicînd ambele părți ale ecuației la pătrat și ordonînd termenii se obține :

$$\hat{V}_j^2 t_i^2 - a_i^2 - b_i^2 - c_i^2 = X^2 - 2Xa_i + Y^2 - 2Yb_i + Z^2 - 2Zc_i - \hat{V}_j^2 T_1^2 + 2\hat{V}_j^2 T_1 t_i. \quad (4.44)$$

Scăzînd ecuația i-1 din ecuația i, $i=2, \dots, n$, rezultă :

$$\begin{aligned} -\hat{V}_j^2 (t_i^2 - t_{i-1}^2) + (a_i^2 - a_{i-1}^2) + (b_i^2 - b_{i-1}^2) + (c_i^2 - c_{i-1}^2) = \\ = 2(a_i - a_{i-1})X + 2(b_i - b_{i-1})Y + 2(c_i - c_{i-1})Z - 2\hat{V}_j^2 (t_i - t_{i-1})T_1. \end{aligned} \quad (4.45)$$

Ultima ecuație poate fi simplificată la forma :

$$f_{1i}X + f_{2i}Y + f_{3i}Z + f_{4i}T_1 = e_i - g_i, \quad i=2, \dots, n \quad (4.46)$$

unde :

$$\begin{aligned} f_{1i} &= 2(a_i - a_{i-1}); & f_{2i} &= 2(b_i - b_{i-1}); & f_{3i} &= 2(c_i - c_{i-1}) \\ e_i &= (a_i^2 - a_{i-1}^2) + (b_i^2 - b_{i-1}^2) + (c_i^2 - c_{i-1}^2) \\ f_{4i} &= 2\hat{V}_j^2 (t_i - t_{i-1}); & g_i &= \hat{V}_j^2 (t_i^2 - t_{i-1}^2). \end{aligned} \quad (4.47)$$

Sistemul de ecuații (4.46) se poate rezolva direct dacă numărul de traductoare este egal cu 5 sau prin metoda celor mai mici pătrate dacă numărul de traductoare este cel puțin egal cu 6. Soluțiile acestui sistem le notăm cu $X_j, Y_j, Z_j, T_{1,j}$, indicele j indicînd numărul iterației. Pe baza acestor valori pot fi estimate DTS la cele n traductoare și apoi comparate cu valorile măsurate utilizînd o funcție de cost pătratică.

DTS estimate la iterația j sînt :

$$\hat{t}_{i,j} = \frac{D_{i,j}}{\hat{V}_j} - T_{1,j} = \frac{\sqrt{(X_j - a_1)^2 + (Y_j - b_1)^2 + (Z_j - c_1)^2}}{\hat{V}_j} - T_{1,j}; \quad i=1, \dots, n \quad (4.48)$$

Utilizând dezvoltarea în serie Taylor se poate aproxima DTS la următoarele iterații, j+1 prin :

$$t_{i,j+1} \approx \hat{t}_{i,j} + \frac{dt_{i,j}}{d\hat{V}_j} dV_j. \quad (4.49)$$

S-a considerat că singura mărime variabilă din componenta DTS estimată este viteza de propagare. Pentru ca funcția de cost pătratică:

$$C_{j+1} = \sum_{i=1}^n (t_i - \hat{t}_{i,j+1})^2, \quad (4.50)$$

să atingă un minim la iterația j+1 se impune condiția :

$$\frac{dC_{j+1}}{d\hat{V}_{j+1}} = 0 \quad (4.51)$$

Se face aproximarea :

$$\frac{dt_{i,j+1}}{d\hat{V}_{j+1}} \approx \frac{dt_{i,j}}{d\hat{V}_j} \quad (4.52)$$

și se neglijează derivatele de ordin superior, obținându-se pe baza relațiilor (4.50) - (4.52) :

$$\frac{dC_{j+1}}{d\hat{V}_{j+1}} = -2 \sum_{i=1}^n \left[(t_i - \hat{t}_{i,j}) \frac{dt_{i,j}}{d\hat{V}_j} - \left(\frac{dt_{i,j}}{d\hat{V}_j} \right)^2 d\hat{V}_j \right] = 0 \quad (4.53)$$

Soluția ecuației (4.61) este prin urmare :

$$d\hat{V}_j = \frac{\sum_{i=1}^n (t_i - \hat{t}_{i,j}) \frac{dt_{i,j}}{d\hat{V}_j}}{\sum_{i=1}^n \left(\frac{dt_{i,j}}{d\hat{V}_j} \right)^2} = - \frac{\sum_{i=1}^n (t_i - \hat{t}_{i,j}) \hat{D}_{i,j}}{\sum_{i=1}^n \hat{D}_{i,j}^2} \hat{V}_j^2 \quad (4.54)$$

căci,

$$\frac{dt_{i,j}}{d\hat{V}_j^2} = - \frac{\hat{D}_{i,j}}{\hat{V}_j^2}. \quad (4.55)$$

În consecință valoarea asumată pentru viteza de propagare a undelor în iterația j+1 va fi :

$$\hat{V}_{j+1} = \hat{V}_j + d\hat{V}_j. \quad (4.56)$$

Procedura continuă în același mod pînă cînd funcția de eroare dată prin (4.50) devine mai mică decît o valoare impusă.

Metoda prezentată prezintă o serie de avantaje. În primul rând față de metodele geometrice procedura utilizează un număr mai mic de traductoare și enume 5 față de 6 cît utilizează metodele geometrice. Dacă metoda de localizare geometrică iterativă se aplică unei rețele de 6 traductoare atunci ea poate utiliza și procedura estimativă a celor mai mici pătrate ceea ce în cazul general necesită un număr de cel puțin 7 traductoare.

Numărul redus de traductoare utilizate constituie un avantaj al procedurii și față de metoda iterativă. De asemenea, deși și noua metodă necesită la fiecare iterație rezolvarea unui sistem de ecuații liniare ca și procedura Gauss-Newton, numai unii dintre coeficienți trebuie recalculați după fiecare iterație, lucru ce rezultă din (4.47).

În concluzie, noua metodă are avantajul utilizării unui număr minim de traductoare, situându-se ca nivel al volumului de calcul între metodele geometrice, inclusiv cea a celor mai mici pătrate și cea bazată pe procedura Gauss-Newton.

4.5. Detectia evenimentelor de emisie acustică într-un sistem cu mai multe traductoare

Problema detecției unui eveniment de EA se pune într-un mod principal superior în cazul unei rețele spațiale de traductori pentru detecție și localizare. În această situație, semnalele de EA poartă informații suplimentare ce nu aparțin zgomotelor. Folosirea acestora permite alegerea parametrilor canalelor de recepție astfel încît să poată fi recepționate semnalele de EA fără distorsiuni și la un nivel de zgomot cît mai mare.[?]

Informația suplimentară se referă la poziția în spațiu a presupusei surse de EA. Dacă semnalul de EA datorat unui eveniment real corespunde unei localizări precise, zgomotele formează după calculul coordonatelor lor false un cîmp de surse pseudoaleatoare. Problema detecției conduce în acest caz la găsirea surselor reale pe fondul cîmpului de zgomote, parametrii sistemului de detecție și localizare asigurînd în acest scop un raport maxim semnal zgomot, în zona în care se găsește sursa reală.

Se va examina în continuare amănunțit procesul de prelevare și prelucrare a semnalului într-un sistem de detecție și localizare. Unda sonoră se propagă de la sursa de EA excitînd pe rînd traductoarele ce fac parte din rețea. Primul traductor care sesizează

semnalul pornește contorizarea timpului pe celelalte canale în vederea măsurării DTS. Să considerăm T drept timp maxim posibil de așteptare determinat de cea mai mare distanță dintre traductoare, D și viteză de propagare a sunetului v, $T=D/v$. Dacă pe durata T pe unul din canale nu se detectează semnal se face anularea generală a DTS înscrise pe celelalte canale.

Există două cauze principale care fac ca semnalele de EA să nu poată fi sesizate de sistem în mod corect. Prima cauză este amortizarea amplitudinii undelor și modificarea formei lor prin propagare. Drept urmare amplitudinea semnalului pe unele din canalele de recepție poate fi mai mică decât nivelul de prag al discriminatorului de amplitudine. Semnalul respectiv nu va putea fi sesizat și prin urmare nu va putea fi stabilită poziția sursei. A doua cauză se referă la posibilă prezență în grupul temporal a unor semnale false sau provenite de la alte surse de EA. Înțelegem prin grup temporal semnalele ce provin de la o unică sursă de EA și care excită traductoarele rețelei. Se pot delimita astfel două situații. În primul rând grupul temporal poate ajunge la sistem într-un moment în care contorizarea temporală a fost deja inițiată, adică sistemul e ocupat. În al doilea rând contorizarea reală pe un canal ar putea fi prematur blocată dacă pe durata ei pe canal sosesc semnale ce nu provin din grupa temporală considerată. În ambele situații se formează combinații false de DTS care, dacă nu sînt înlăturate, descriu surse false de semnal.

În consecință, în vederea creșterii imunității sistemului la zgomot este necesar pe de o parte să se mărească pragul de discriminare a_0 iar pe de altă parte să se micșoreze distanța maximă, D. Problema se pune astfel încît la o probabilitate de detecție-localizare dată să se determine astfel parametrii ^{geometrici} ai rețelei și cei electrici ai receptoarelor încît să se obțină pentru așezia valorile optime. În acest scop vom defini probabilitatea completă de detecție-localizare corectă a fiecărui eveniment de sistem prin :

$$P(a_0, \Delta f, D, r) = P_1(a_0, \Delta f, r) \cdot P_2(a_0, \Delta f, D), \quad (4.57)$$

unde $P_1(a_0, \Delta f, r)$ este probabilitatea de depășire a pragului a_0 de către amplitudinea semnalelor la traductoare ce reprezintă un eveniment de EA petrecut la distanța r față de referința sistemului de coordonate iar $P_2(a_0, \Delta f, D)$ probabilitatea ca grupul de semnale ce depășesc pragul de detecție să fie datorat unei surse reale, Δf reprezentînd banda de trecere a receptoarelor de EA. S-a scris

(4.57) pornind de la presupunerea că situația se constă în suprapunerea mai multor grupe de semnal de EA este extrem de rară și în consecință, probabilitatea sa e nulă.

Probabilitatea $P_1(a_0, \Delta f, r)$ se determină cu formula :

$$P_1(a_0, \Delta f, r) = \int_{a_0}^{\infty} p(a) da, \quad (4.58)$$

unde $p(a)$ este densitatea de probabilitate a amplitudinii semnalului de EA la intrarea detectorului cu prag. Funcția $p(a)$ este determinată de densitatea de probabilitate $p(\Lambda)$ a amplitudinii semnalului la sursa de EA prin relația :

$$p(a) = \frac{1}{|H(j\omega)|} p\left(\frac{\Lambda}{|H(j\omega)|}\right), \quad (4.59)$$

unde $H(j\omega)$ reprezintă caracteristica de atenuare de către mediu a undelor elastice $|H(j\omega)| \leq 1$.

$P_2(a_0, \Delta f, D)$, ce exprimă probabilitatea de prelucrare corectă de sistem a unui eveniment de EA depinde de caracteristicile fluxului de zgomot în impulsuri la ieșirea lanțului de recepție.

Fluxurile de zgomot în impulsuri la ieșirile canalelor de recepție le considerăm poissoniene, independente unul de celelalte și de parametru γ_n (vezi relația 3.49). Deci fluxul total de zgomot în impulsuri la ieșirea blocurilor de recepție a unui sistem de localizare cu m canale este poissonian de parametru $m \gamma_n$. Sub acțiunea acestui flux blocul de prelucrare a semnalului se poate afla în două stări alternative : în starea "ocupat" și în starea "liber".

Starea "ocupat" corespunde cazului când pe unul din cele m canale a sosit un semnal datorat zgomotului în impulsuri pornind contorizarea pe cele $m-1$ canale. Aceasta durează pînă cînd pe fiecare canal sosește un zgomot sau se scurge timpul maxim de așteptare T . Durata stării "ocupat" sau a timpului mort a blocului de prelucrare T_M este o mărime aleatoare continuu distribuită cu o densitate de probabilitate $p_{T_M}(t_M)$ pe intervalul 0 la T .

Comparația de DTS ce se obține în urma declanșării contorizării de către zgomotul de impulsuri este preluată în vederea localizării sursei de către calculator. Apoi se anulează contoarele de timp pe toate canalele și blocul de prelucrare trece în starea "liberă" ce durează pînă cînd un alt canal este declanșat de zgomot. Durata stării "libere" a blocului de prelucrare T_L este de asemenea o mărime aleatoare continuă a cărei densitate de pro-

babilitate $p_{TL}(t_L)$ coincide cu densitatea de probabilitate a timpului de așteptare a evenimentelor succesive pentru un flux poissonian cu parametru $m \cdot \gamma_n$:

$$p_{TL}(t_L) = m \cdot \gamma_n \cdot \exp(-m \gamma_n \cdot t_L) \quad (4.60)$$

Densitatea de probabilitate a intervalelor de timp mort se determină pornind de la funcția de distribuție integrală a acestor intervale, $F_{TM}(t_M)$ determinată prin :

$$F_{TM}(t_M) = P(T_M < t_M). \quad (4.61)$$

Condiția $T_M < t_M$ în cazul în care $0 \leq t_M < T$ se îndeplinește dacă pe durata t_M după pornirea contorizării sosește cel puțin un zgomot detectabil. Probabilitatea acestui eveniment este :

$$P(T_M \leq t_M; t_M \leq T) = [1 - \exp(-\gamma_n \cdot t_M)]^{m-1}. \quad (4.62)$$

Pentru cazul în care $t_M > T$ condiția $T_M < t_M$ se îndeplinește cu probabilitatea egală cu 1. În consecință, funcția de distribuție integrală a timpului mort a blocului de prelucrare are expresia :

$$F_{TM}(t_M) = \begin{cases} [1 - \exp(-\gamma_n \cdot t_M)]^{m-1} & 0 \leq t_M < T \\ 1 & t_M \geq T \end{cases} \quad (4.63)$$

Densitatea de probabilitate $p_{TM}(t_M)$ se obține prin diferențierea funcției de distribuție $F_{TM}(t_M)$ după t_M :

$$p_{TM}(t_M) = \begin{cases} (m-1) [1 - \exp(-\gamma_n \cdot t_M)]^{m-2} \exp(-\gamma_n \cdot t_M) \cdot \gamma_n & 0 \leq t_M < T \\ 1 - [1 - \exp(-\gamma_n \cdot T)]^{m-1} \cdot \delta(t_M - T) & t_M \geq T \end{cases} \quad (4.64)$$

Expresiile (4.60) și (4.64) permit calculul valorilor medii a variabilelor T_L și T_M , $\langle t_L \rangle$ și $\langle t_M \rangle$.

$$\langle t_L \rangle = \int_0^{\infty} t_L \cdot p_{TL}(t_L) dz_L = \frac{1}{m \gamma_n} \quad (4.65)$$

$$\langle t_M \rangle = \int_0^{\infty} t_M \cdot p_{TM}(t_M) dt_M = \frac{1}{\gamma_n} \cdot \sum_{j=1}^{m-1} \frac{(-1)^{j-1}}{j} C_{m-1}^{j-1} [1 - \exp(-\gamma_n T)]^j \quad (4.66)$$

Se poate verifica ușor că dacă $(m-1) \cdot \gamma_n T \ll 1$ atunci $\langle t_M \rangle = T$. Deci, dacă perioada medie de apariție a impulsurilor de zgomot este mult mai mare decât T , timpul maxim de ocupare a sistemului, atunci valoarea medie a timpului "mort" a sistemului este egal cu T .

Probabilitatea P_L de apariție a semnalului util de EA în intervalul de timp "liber" este aproximativ egală cu raportul duratei totale a acestor intervale de timp pe durata totală de observa-

re. Considerînd că pe un interval mare de timp blocul de prelucrare se găsește de N ori în starea "liberă", el se va găsi tot de N ori în starea "ocupat". Durata totală a intervalelor "libere" va fi la limită egală cu $N \langle t_L \rangle$, iar cea a timpului total de observație cu $N \cdot (\langle t_L \rangle + \langle t_M \rangle)$. În consecință :

$$P_L \approx \frac{N \cdot \langle t_L \rangle}{N(\langle t_L \rangle + \langle t_M \rangle)} = \frac{1}{1 + m \cdot \gamma_n \cdot \langle t_M \rangle} < \frac{1}{1 + m \gamma_n \cdot T} = P_{Lmin} \quad (4.67)$$

Pentru ca grupul de semnale utile de EA să nu fie greșit interpretat în situația în care amplitudinea tuturor semnalelor ajunse la traductoare depășește pragul se impune îndeplinirea a 2 condiții. În primul rînd primul semnal al grupului trebuie să sosească în intervalul de timp "liber" al blocului de determinare a DTS. Probabilitatea de realizare a acestui eveniment este P_L . În al doilea rînd după inițierea contorizării pe celelalte $m-1$ canale ale blocului număratoarele nu trebuie să oprite de zgomot pe toată durata măsurării DTS.

Probabilitatea de realizare a celei de-a doua condiții se scrie astfel :

$$P_0 = \prod_{i=1}^{m-1} \exp(-\gamma_n \cdot \tau_i) = \exp(-\gamma_n \cdot \sum_{i=1}^{m-1} \tau_i) \quad (4.68)$$

unde τ_i e valoarea DTS pe canalul i . Maximul mărimii $\sum_{i=1}^{m-1} \tau_i$ este $(m-1)T$ și prin urmare valoarea minimă P_{0min} a probabilității P_0 care corespunde cazului cel mai defavorabil este :

$$P_{0min} = \exp[-(m-1)\gamma_n \cdot T] \quad (4.69)$$

Utilizarea în calcul a lui P_{0min} în locul de P_0 permite obținerea unei valori garantate a probabilității $P_2(a_0, \Delta f, D)$ independentă de valorile concrete a DTS a grupului de semnale de EA.

Astfel probabilitatea $P_2(a_0, \Delta f, D)$ de trecere prin sistemul de măsurare a DTS fără denaturării a grupului de semnale de EA ce depășesc pragul a_0 poate fi scrisă astfel :

$$P_2 = P_{Lmin} \cdot P_{0min} = \frac{\exp[-(m-1)\gamma_n \cdot T]}{1 + m \gamma_n \cdot T} \quad (4.70)$$

Probabilitatea P_2 depinde de parametrii receptorului a_0 și Δf întrucît ei fixează intensitatea fluxului de zgomot în impulsuri, γ_n precum și de dimensiunile rețelei de localizare D prin intermediul duratei intervalului "ocupat" al blocului T .

Înlocuind în (4.57) expresiile (4.58) și (4.70) se obține expresia probabilității complete de procesare "corectă" a eveni-

mentelor de EA :

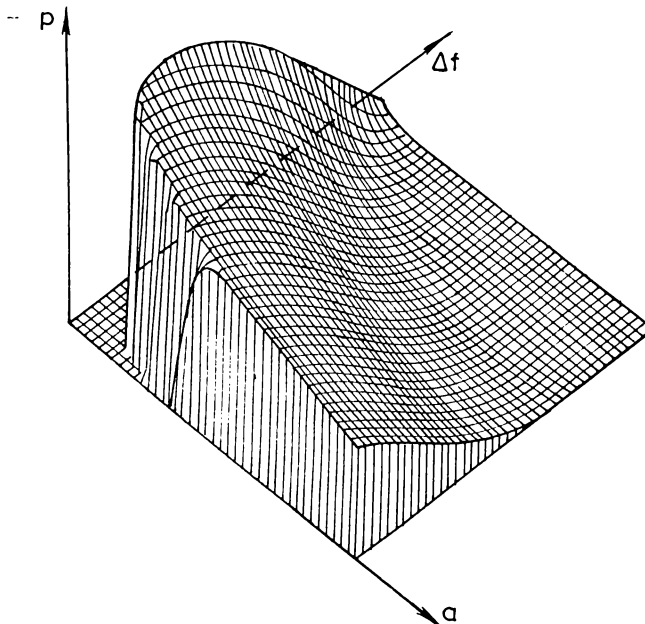
$$P(a_0, f, D, x) = \frac{\exp[-(m-1)\gamma_n \cdot T]}{1+m \cdot \gamma_n \cdot T} \cdot \int_{a_0}^{\infty} \frac{P\left(\frac{A}{|H(j\omega)|}\right)}{|H(j\omega)|} dA. \quad (4.71)$$

Funcția (4.71) descrește monoton odată cu creșterea parametrilor D și x , iar pentru o valoare fixă a pragului a_0 și a benzii de frecvență a receptorului, Δf , ea atinge un maxim atunci când $D = x = 0$.

Procedura de determinare optimă a parametrilor sistemului de detecție-localizare pe baza relației (4.71) decurge astfel. Fiind valorile parametrilor D și x , funcția atinge un maxim pentru o anumită valoare a pragului $a_0^*(D, x)$ și a benzii de trecere $\Delta f^*(D, x)$ a receptorului-discriminator, mărimi evident diferite de 0 (fig.4.6). Ele reprezintă soluțiile sistemului de ecuații diferențiale :

$$\frac{\partial}{\partial a_0} P(a_0, \Delta f, D, x) = 0 ; \quad \frac{\partial}{\partial \Delta f} P(a_0, \Delta f, D, x) = 0. \quad (4.72)$$

Soluțiile acestui sistem descriu dependența valorii optime a pragului a_0^* și a benzii de trecere Δf^* de valorile parametrilor D și x . Înlocuind a_0^* și Δf^* în expresia (4.71) se obține dependen-



ta valorii maxime a probabilității P de parametrii dimensionali ai rețelei D și r .

Valorile optime ale dimensiunilor rețelei de localizare, D și r se obțin impunând condiția ca probabilitatea completă de prelucrare corectă a unui act de EA de către sistem $P(a_0^*, \Delta f^*, D, r)$ să nu fie mai mică decât o anumită valoare limită P

$$P(a_0^*, \Delta f^*, D, r) \geq P. \quad (4.73)$$

Condiția determină domeniul valorilor admisibile ale parametrilor

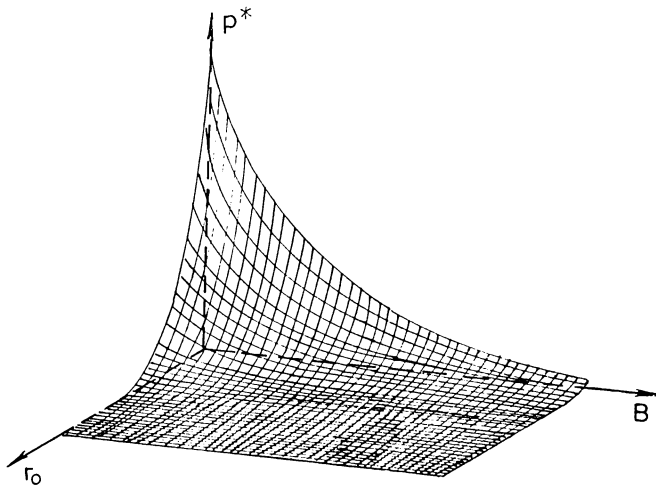


Fig.4.7. Dependența probabilității totale P de parametrii rețelei la o valoare optimă a parametrilor receptorului discriminator a_0 și Δf^*

D și r . Se alege astfel, având în vedere și necesitatea realizării unui sistem economic valorile maxime ale parametrilor D și r determinate grafic din fig.4.7 prin intersecția celor două suprafețe ce intră în relația (4.73).

4.6. Concluzii

Localizarea sursei evenimentului de EA adaugă o nouă dimensiune problemei determinării caracteristicilor semnalului util recepționat. Aparatura electronică care permite realizarea acestei operațiuni este mult mai complexă decât cea obișnuită utilizată la detecția și eventual măsurarea amplitudinii semnalului util. Ea este în primul rând multicanal deservind o rețea de transductoare in-

stabilite în teren și cuprinde pe lângă blocurile cunoscute, blocuri pentru determinarea exactă a momentului sosirii undei la traductor și blocuri pentru stabilirea valorilor DTS. Ea poate furniza direct, dar cu o precizie mai scăzută, poziția sursei. Utilizarea unui calculator specializat sau de uz general căruia aparatul din teren să-i poată transmite informațiile necesare permite stabilirea precisă a coordonatelor sursei. Având în vedere viteza scăzută de producere a evenimentelor de EA și în aceeași din urmă situație se poate realiza în timp real localizarea.

Avantajele localizării surselor evenimentelor de EA rezidă atât în stabilirea domeniilor critice supuse la deformare din zona supraveghetă cât și în creșterea imunității întregului sistem față de zgomot. Pe de o parte utilizatorul cunoscând domeniul din care se recepționează semnalul util poate interveni eficient prevenind eventualele situații catastrofale, pe de altă parte sistemul electronic intrând în posesia mai multor informații în legătură cu semnalele recepționate poate elimina mai ușor pe cele false.

Cele mai simple proceduri utilizate pentru localizare determină în funcție de relațiile care se stabilesc între DTS la traductoare zona în care se găsește sursa. Fără a implica un volum mare de calcul aceste tehnici se bazează pe compararea DTS măsurate cu cele tabelate. Din acest punct de vedere sistemul de calcul care determină poziția sursei are o memorie fixă de dimensiuni mari, necesară pentru păstrarea tabelelor. Procedurile menționate sînt comod de aplicat în situația în care configurația rețelei de traductoare este fixă ceea ce nu se întâmplă în cazul supravegherii prin EA a structurilor geologice.

Localizarea exactă a surselor de EA poate fi realizată utilizînd procedurile geometrice descrise, deși acestea suferă de o deficiență fundamentală întrucît nu țin cont de erorile care intervin în determinarea DTS, erori datorate atât efectelor mediului prin care se propagă unda acustică dar și aparatului de măsură. Din această cauză, deși utilizează un număr sporit de traductoare procedurile de localizare estimativă sînt mai adecvate problemei noastre. Ele determină poziția cea mai probabilă a sursei, eroarea cu care se face această localizare, totul cu prețul unui volum de calcul mai mare.

O subliniere specifică merită procedura de localizare denumită geometric-estimativă care este originală. Ea îmbină ambele proceduri de localizare prezentate într-una singură cu avantaje distincte față de metodele geometrice cât și de cele estimative. Astfel, procedura utilizează un număr minim de traductoare iar volumul

de calcul este redus față de cel necesitat de procedura iterativă cunoscută.

Ultimul paragraf al capitolului se ocupă de determinarea optimă a parametrilor electrici și geometrici a unui sistem de detecție și localizare EA. Se pornește de la caracteristicile zgomotului în impulsuri recepționat și prelucrat pe canalele sistemului și se stabilește o expresie generală a probabilității de prelucrare fără erori de către sistem a unui eveniment real de EA. Impunând o valoare minimă a acestei probabilități care ține evident seama de costurile implicate în realizarea și montarea în teren a aparaturii se stabilesc valori optime atât pentru parametri receptorilor de EA cât și a rețelei de localizare. O asemenea tratare neîntâlnită încă în literatură are un caracter original.

Capitolul 5

SISTEMUL DE DETECTIE SI INREGISTRARE A EVENIMENTELOR DE EMISIE ACUSTICA

5.1. Introducere. Considerații de proiectare

Aparatura electronică destinată detecției și înregistrării evenimentelor de EA prezentată în acest capitol constituie rodul unei activități de cercetare desfășurată în decursul a câțiva ani în cadrul unor contracte de cercetare științifică cu Institutul de Cercetări Inginerie Tehnologică și Proiectare pentru Mine de Lignit (ICITFML) Deva, secția 2 București /HO-761/, /HO-772/, /EO-782/, /HO-793/. Deschiderea acestei serii de cercetări a fost motivată de necesitatea supravegherii stabilității taluzelor în exploatarea miniere de suprafață, de găsire a unor metode de măsură care să avertizeze din timp asupra pericolului de prăbușire a taluzelor. Urmărind creșterea securității muncii în carierele de suprafață, contractele de cercetare încheiate au condus la impunerea metodei microseismice (EA) ca procedură de determinare a gradului de încărcare și de cadere a unei structuri geologice și la realizarea unui întreg sistem electronic de supraveghere seismică.

Primele studii teoretice și experimentale /HO-761/, începute după o exhaustivă examinare a bibliografiei, au avut drept scop stabilirea caracteristicilor temporale și spectrale ale semnalelor de EA emise în structuri geologice supuse la solicitări mecanice. Cercetările au fost întreprinse atât în laborator cât și în cariera de suprafață din Călimanul Românesc. Ele au evidențiat domeniul de frecvență caracteristic semnalului util (100 - 5000 Hz), durata tipică a unui astfel de fenomen (10 - 100 ms), forma semnalului (sinusoidă amortizată) precum și distanța de detecție estimată între 50 și 100m.

S-a urmărit de asemenea cunoașterea caracteristicilor sismotelor acustice perturbatoare din carieră datorate diverselor utilaje aflate în exploatare (basculante de mare capacitate, foreze, perforatoare, excavatoare) cu sublinierea diferențelor care există între aceste semnale și cele utile evîndu-se în vedere necesitatea detecției corecte a semnalului util pe fonduzi acestor sgo-

note. Dacă din punct de vedere spectral nu s-au constatat diferențe majore între cele două tipuri de semnale, în schimb, caracterul cvasicontinuu al perturbațiilor a permis diferențierea netă față de acestea a semnalului util. A rezultat de aici necesitatea utilizării detecției temporale.

Studiile au relevat că traductoarele piezoelectrice de accelerație sînt mai adecvate recepției semnalelor acustice utile decît geofonele electrodinamice de viteză, din cauză că au o mai mare sensibilitate și o bandă de frecvențe compatibilă cu cea a semnalului util. Avînd în vedere nivelul scăzut de pregătire în domeniu a personalului ce urma să utilizeze instalația s-a ales un unic parametru pentru caracterizarea stării de încălzire a structurii supravegheate : numărul de impulsuri de EA înregistrate pe unitatea de timp. Această decizie a fost luată atît în urma studierii materialului bibliografic cît și a propriilor studii efectuate în laborator pe probe geologice supuse la deformare pînă la distrugere.

Desigur că instalarea unei asemenea instalații electronice într-o carieră presupune luarea unor măsuri de prevedere privind asigurarea alimentării ei cu energie electrică, a securității traductoarelor, a cablurilor de legătură între acestea și aparate, a aparatului electronic propriuzis, lucru nu chiar ușor în condiții concrete. De asemenea, a devenit clar faptul că o unică instalație electronică nu poate supraveghea o întregă carieră ce are în mod obișnuit dimensiuni de ordinul kilometrilor. Drept urmare, s-a prevăzut realizarea a mai multor stații locale de mici dimensiuni alimentate cu acumulatori care să detecteze iar apoi să transmită informația microseismică prin radio unei stații centrale, eliminînd cablurile de legătură lungi, așa cum de altfel s-a realizat sistemul electronic în varianta sa finală /HO-792/, /HO-793/.

5.2. Descrierea sistemului

Instalația prezentată în continuare este destinată supravegheii pereților carierelor, folosind ca mărime caracteristică numărul de impulsuri de EA spăruite în intervale de 5 sau 15 minute. La pereți stabili, frecvența acestora nu depășește valori de 1 impuls/minut iar în caz de instabilitate, ea poate ajunge la peste 30 impulsuri/minut /WI-69/, /HO-761/.

Instalația este dotată cu 10 canale permițînd conectarea a 10 sonde cu traductoare. Cu ajutorul unui mecanism electromecanic se

pot programa orele de afișare a numărului de impulsuri de EA de la cele 10 sonde. Afișarea se realizează la o imprimantă specificându-se data înregistrării, luna, ziua, ora, minutul și numărul de microseisme de la fiecare sondă în intervalele prestabilite de 5 sau 15 minute. Pentru a înlătura cazurile în care, întâmplător, se produce o abatere mare a numărului microseismelor înregistrate, se afișează numărul impulsurilor recepționate pe trei intervale consecutive de timp. Microseismele captate se contorizează continuu, iar ceasul mecanic determină numai momentele când valorile contorizate se tipăresc. În cazul în care numărul microseismelor dintr-un interval de timp depășește un număr prestabilit (10, 20, ... 90) se generează un semnal de alarmă. De observat că activitatea de supraveghere prin alarmare este continuă, cât timp instalația este în funcțiune.

5.2.1. Schema bloc

În figura 5.1 se prezintă schema bloc a sistemului. Traductoarele, împreună cu preamplificatoarele, sînt închise ermetic în tuburi cilindrice din oțel inoxidabil, cu dimensiunile : $\phi = 60$ mm, $h = 180$ mm. Aceste tuburi se atașează unor sonde cu dispozitive de încastrare în rocă, care se coboară în găuri forate, în pereții carierelor, la 10-30 m adîncime.

Preamplificatoarele adaptează impedanța de ieșire a traductoarelor la impedanța cablului și a amplificatoarelor din "PARTEA ANALOGICĂ" (figura 5.1). Amplificarea fiecărui canal se poate regla, brut, în trepte fixe de 10 dB și fin, în limitele 0-10 dB, gama totală de variație a amplificării fiind 40-100 dB.

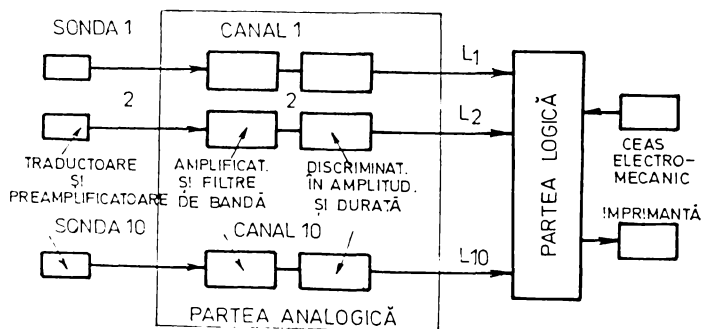


Fig.5.1. Schema bloc a instalației

Separarea semnalului util de zgomotele perturbatoare este realizată printr-o discriminare în amplitudine și o discriminare în durată. Printr-un comutator al fiecărui canal se poate stabili modul de discriminare, automat sau manual. Pe poziția manual se lucrează cu un nivel fix de discriminare, iar pe poziția automat discriminarea se face cu un prag dependent de nivelul semnalului captat continuu. Acest prag reprezintă o tensiune egală cu valoarea medie detectată a zgomotului continuu multiplicat cu un factor reglabil printr-un potențiomtru de pe panou. Același potențiomtru ajustează pragul fix de discriminare, în starea manual.

Pentru ajustarea amplificării și a nivelului de discriminare a canalelor se poate selecta ieșirea fiecărui canal printr-un comutator. La un instrument se urmărește valoarea efectivă a zgomotului continuu a canalului selectat, decizia logică după discriminare este indicată prin aprinderea unei diode luminescente și acționarea unui numărător mecanic. De asemenea, pentru canalul selectat, semnalul acustic poate fi audiat la un difuzor sau într-o casă.

Ieșirile logice $L_1, L_2 \dots L_{10}$, obținute în urma prelucrării semnalelor, leagă partea analogică de "PARTEA LOGICA". În figura 5.2. se prezintă panourile frontale ale celor două părți ale sistemului. Sus, se observă partea analogică cu elementele de ajustare a parametrilor celor 10 canale, cu comutatorul de selecție și cu elementele de control ale canalelor (instrument, numărător mecanic, etc). Jos se vede partea logică care are în mijloc ceasul electromecanic de programare a orelor de afișare a înregistrărilor. În zona de culoare închisă se afișează numărul microseismelor, numărate pe un canal selectat pentru control, și data determinată de ceasul electronic sub forma: "luna, ziua, ora, minutul, secunda". Tot pe panoul acestei părți digitale se pot vedea canalul la care numărul microseismelor a depășit valoarea limită de alarmă, precum și elementele de comandă ale imprimantei și de inițializare a ceasului electronic.

Partea logică a instalației a fost concepută pentru a fi utilizată de personal cu nivel de pregătire mediu în condiții de funcționare în teren timp îndelungat.

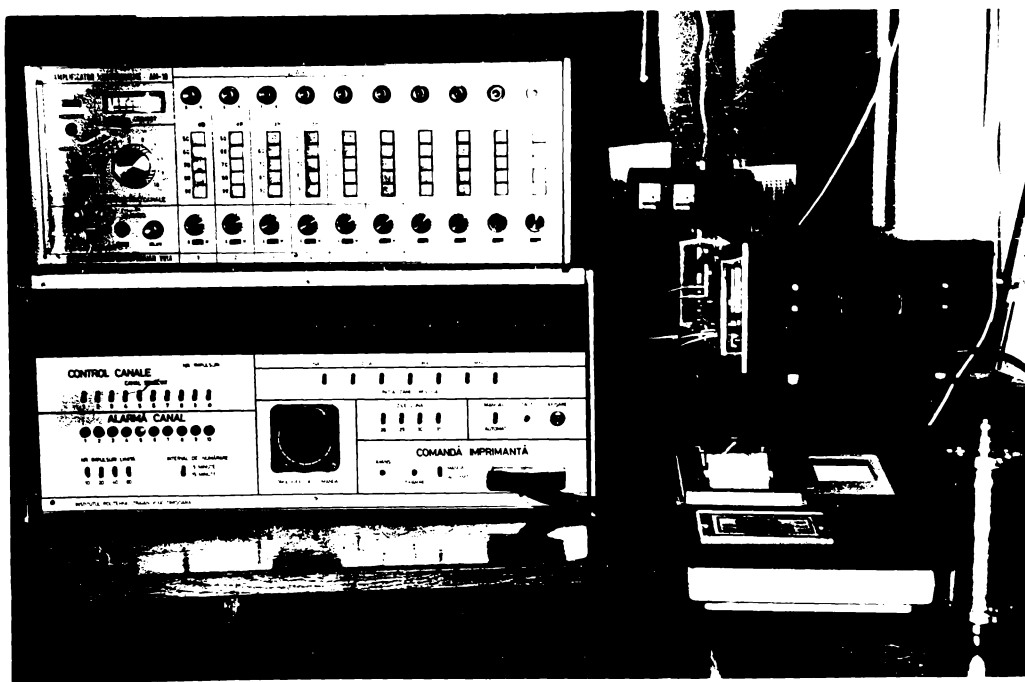


Fig.5.2. Vedere a părții analogice și logice din față, împreună cu imprimanta (în dreapta pe masă)

5.2.2. Dezvoltări ulterioare ale sistemului

Necesitatea de a scopări prin supraveghere de EA o cât mai mare suprafață de carieră cu evitarea legării prin cabluri exce-

siv de lungi a sondelor de partea de amplificare a condus la proiectarea și realizarea unui sistem de teletransmisie a informației microseismice. Sondele sînt legate prin cablu de "posturile satelit" alimentate de la baterii de acumuloare. Fiecare stație satelit are un canal de amplificare și discriminare și un numărator pentru contorizare. De la un "post central", legat de partea logică se transmit, prin radiotelefon, comenzi spre stațiile satelit și se recepționează datele, numărul de microseisme contorizat. Toate radiotelefoanele, atît cel de la stația centrală cît și cele de la posturile satelit, lucrează pe un singur canal. În banda audio asigurată de radiotelefoane (300 - 3000 Hz) se creează o cale de comunicație semiduplex, utilizînd modulația FSK.

Emițătorul postului central generează două frecvențe : 1900 Hz și 2200 corespunzătoare nivelului logic 0 respectiv 1, pe care sînt acordate demodolatoarele posturilor satelit. Emițătoarele posturilor satelit furnizează la fel frecvențele 1400 Hz și 1700 Hz, pe care este acordat demodulatorul postului central. Modularea și demodularea în posturile satelit și postul central se realizează cu circuitele PLL, β BE565.

În figura 5.3 se prezintă schema bloc a legării sistemului de teletransmisie ca o completare a instalației inițiale. În acest exemplu sondele 1-4 sînt legate prin cablu, iar sondele 5 - 10, prin sistemul de teletransmisie.

Comenzile de la postul central reprezentate prin coduri de 4 biți, se transmit către posturile satelit cu o viteză de circa 100 baud, în sistemul START-STOP. În sens invers, de la postul satelit la postul central informația contorizată se transmite sub formă de număr de impulsuri, tot cu circa 100 baud.

Pentru economie de energie, în posturile satelit funcționează tot timpul un minim de circuite. Conectarea alimentării tuturor circuitelor se realizează peintr-o comandă de la postul central. Schimbul de informație se desfășoară simplificat în felul următor : de la postul central se transmite la toate posturile satelit comanda de "conectare a alimentării" după care urmează imediat "comanda de captare" a microseismelor, pe o durată T_g . La sfîrșitul intervalului T_g , de 5 sau 15 minute, prin "comanda de transmitere" ce se adresează pe rînd fiecărui post satelit se trece aceste pe emisie și se transferă conținutul numărătorului său spre postul central. După ce conținutul tuturor numărătoarelor posturilor satelit a fost recepționat, se dă comanda de deconec-

are a alimentării, rămânând conectate doar radiotelefonul pe recepție, demodulatorul FLL și circuitul de conectare a alimentării.

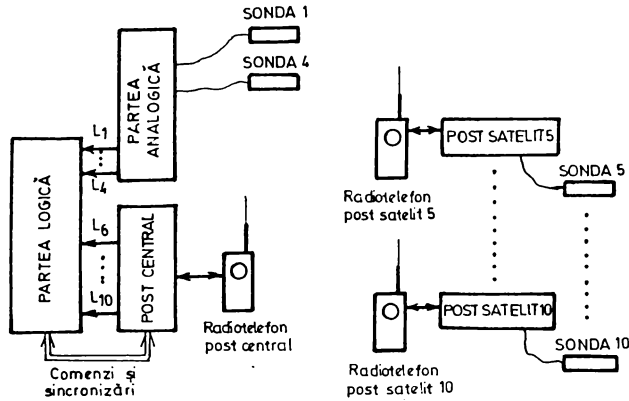


Fig.5.3. Legarea sistemului de teletransmisie ca o completare a sistemului inițial

În cazul în care tensiunea acumulatorului vreunui post satelit scade sub o anumită limită, în locul informației microseismice se transmite un impuls de alarmă "tensiune" ce se afișează la postul central. În figure 5.4 se prezintă un post satelit și postul central.

5.3. Blocuri electronice de prelucrare analogică a semnalului de emisie acustică

Etajul de recepție a semnalului de emisie acustică realizează atât amplificarea semnalului captat de traductor cât și eliminarea zgomotului printr-o discriminare eficientă. Schema bloc adoptată în cazul sistemului realizat este prezentată în figura 5.5.

Se asigură o amplificare maximă de 100 dB cu o gamă dinamică de reglare de 60 dB dintre care 50 dB în trepte fixe de 10 dB și o treaptă de reglare fină continuu de 10 dB. În cazul cel mai defavorabil raportul semnal/zgomot la intrare nu trebuie să coboare sub 10 dB ceea ce presupune un nivel al valorii efective a tensiunii de zgomot echivalente la intrare în banda de frecvențe a amplificatorului de $V_{min} \leq 10 \mu V$.

Banda de frecvență a amplificatorului este redusă la banda de frecvențe a semnalului util (200 - 5000 Hz) urmărindu-se atât minimizarea ei pentru micșorarea benzii zgomotului propriu al amplificatorului cât și înlăturarea efectului parazit al frecvenței industriale (50 Hz).

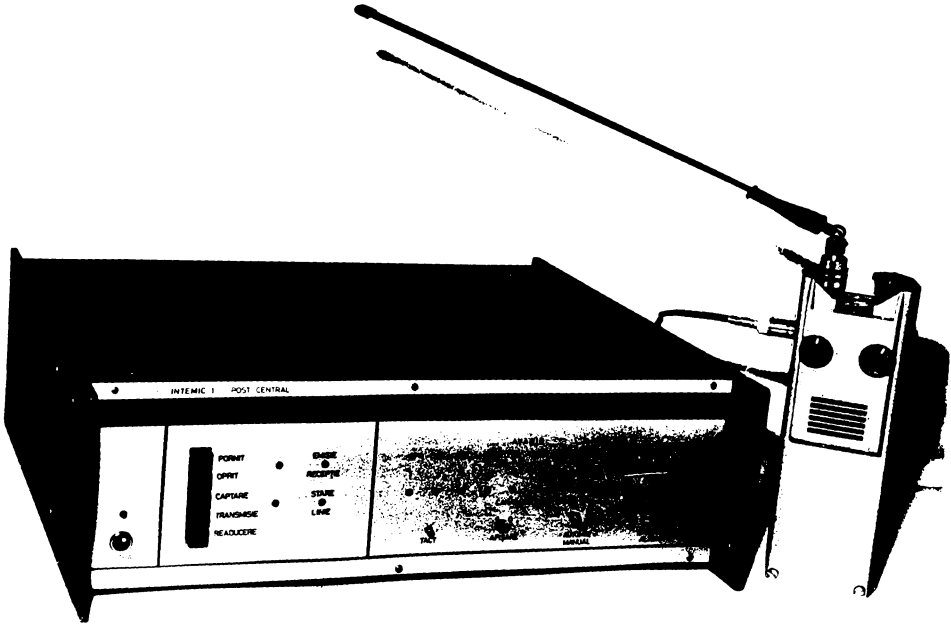
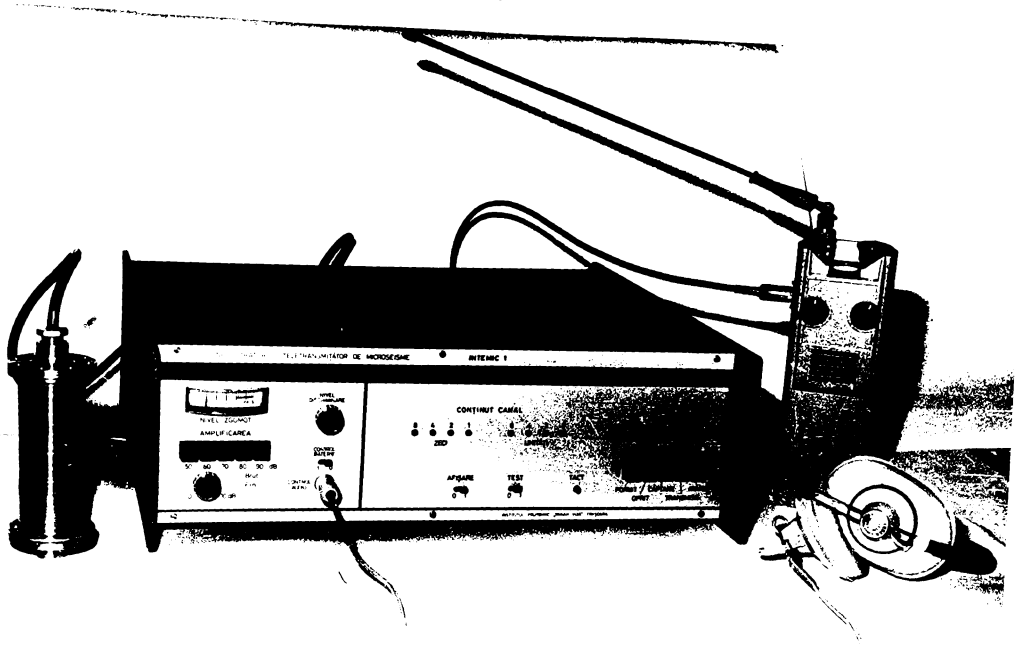


Fig.5.4. Postul satelit (a) și postul central (b)

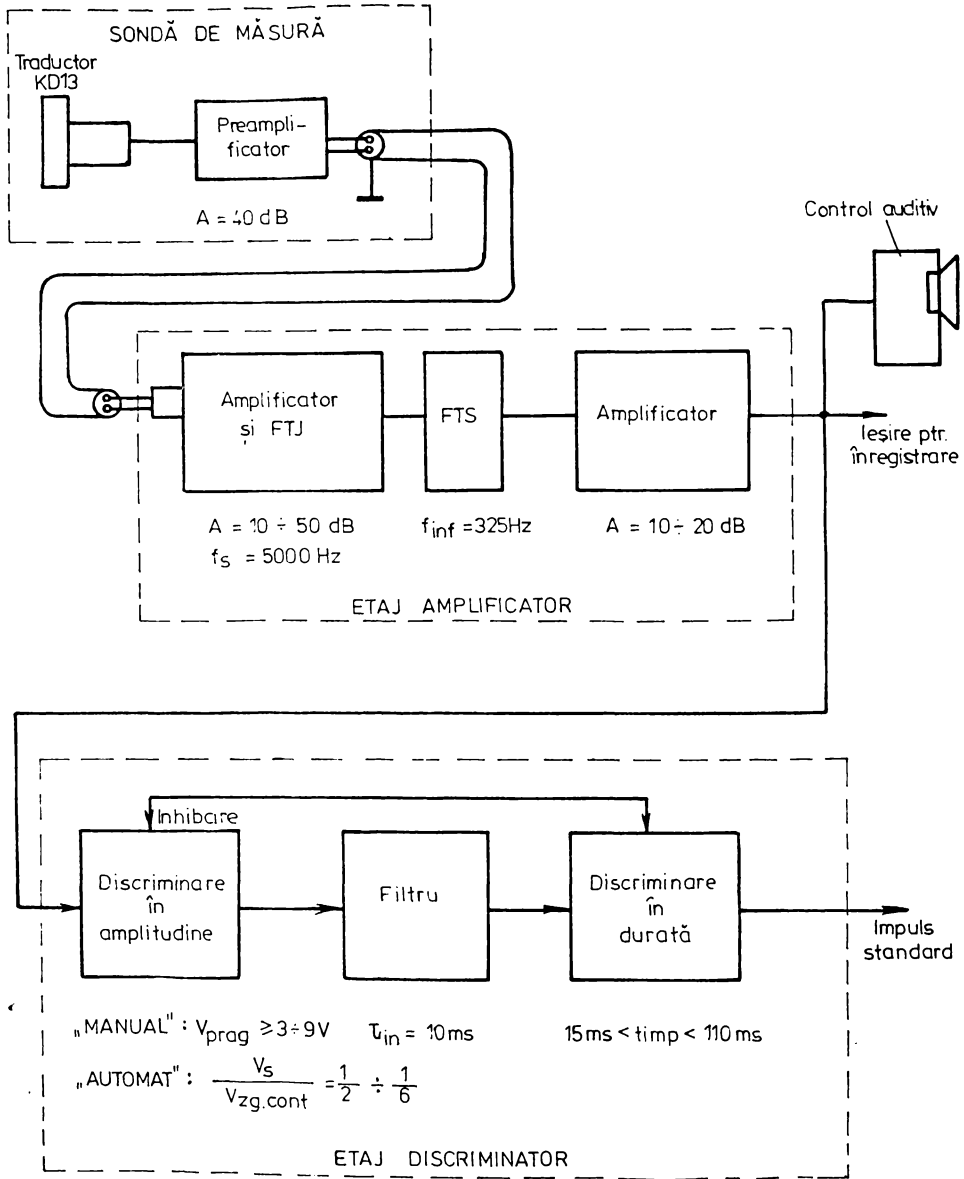


Fig.5.5. Scheme bloc a "PARTII ANALOGICE" a sistemului de supraveghere prin emisie acustică

Realizarea limitei inferioare a benzii de frecvență a amplificatorului se obține cu un filtru trece-sus (FTS) activ de -12 dB/octavă cu frecvență limită de 125 Hz. Limitarea frecvențelor superioare la 5 kHz se obține din caracteristicile etajelor de amplificare utilizate.

Separarea semnalului util de zgomotele perturbatoare este realizată printr-o dublă discriminare de amplitudine și durată a semnalului cules de la ieșirea amplificatorului.

Fiecare canal a părții analogice este prevăzut de asemenea cu ieșiri care permit înregistrarea magnetică sau grafică a semnalului sonor precum și audierea acestuia.

5.3.1. Traductorul și preamplificatorul

Preamplificatorul sistemului este încorporat împreună cu traductorul în ansamblul sondă. Traductorul utilizat KD-35 /BE-75/, de tip piezoelectric are caracteristica de frecvență prezentată în fig.5.6, remarcându-se printr-o bandă întinsă de frecvență și o sensibilitate scăzută. Impedanța sa de ieșire este pur capacitivă, ceea ce impune amplificarea eficientă a semnalului din banda de frecvențe utilă, realizarea unui amplificator cu o impedanță mare de intrare cel puțin 5 M .

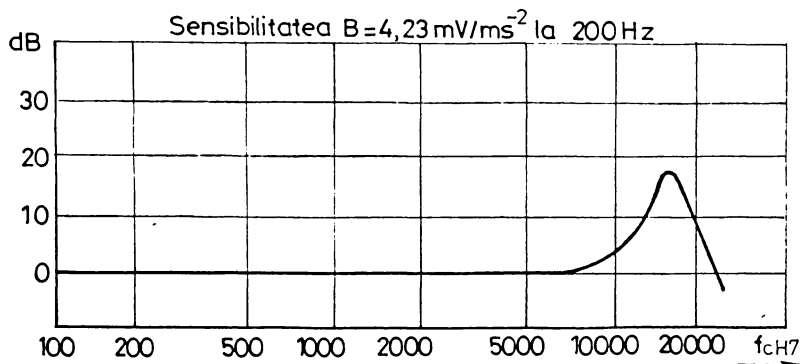


Fig.5.6. Caracteristica de frecvență a traductorului KD-35 /BE-75/

Amplificatorul sondă amplifică semnalul furnizat de traductor cu 40 dB într-o bandă de 50 - 7000 Hz. Necesitatea realizării unui zgomot minim și a unei impedanțe de intrare ridicate a condus la folosirea în etajul de intrare a unui tranzistor JFET (vezi fig.5.7). Prin utilizarea reacției globale se minimizează zgomotul amplificatorului operațional utilizat. Ca schema

prezentată agometul preamplificatorului este de $8 \mu V$ într-o bandă de la 10 Hz la 10 kHz .

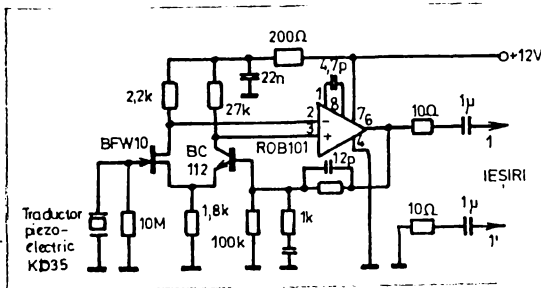


Fig.5.7. Preamplificatorul încorporat în sonda de măsură

Probleme deosebite apăr în transmiterea semnalului de la sonda preamplificatoare la etajele următoare de amplificare și detecție prin cabluri a căror lungime depășește în general 50 m . Există pericolul real al inducției în cabluri a unor tensiuni perturbatoare ce pot îneca semnalul util de

amplitudini mici (zeci de mV). Schema aleasă ce elimină acest efect parazit este prezentată în fig.5.8. Întrucât intrarea în etajul următor de amplificare este diferențială, tensiunile induse în cablu

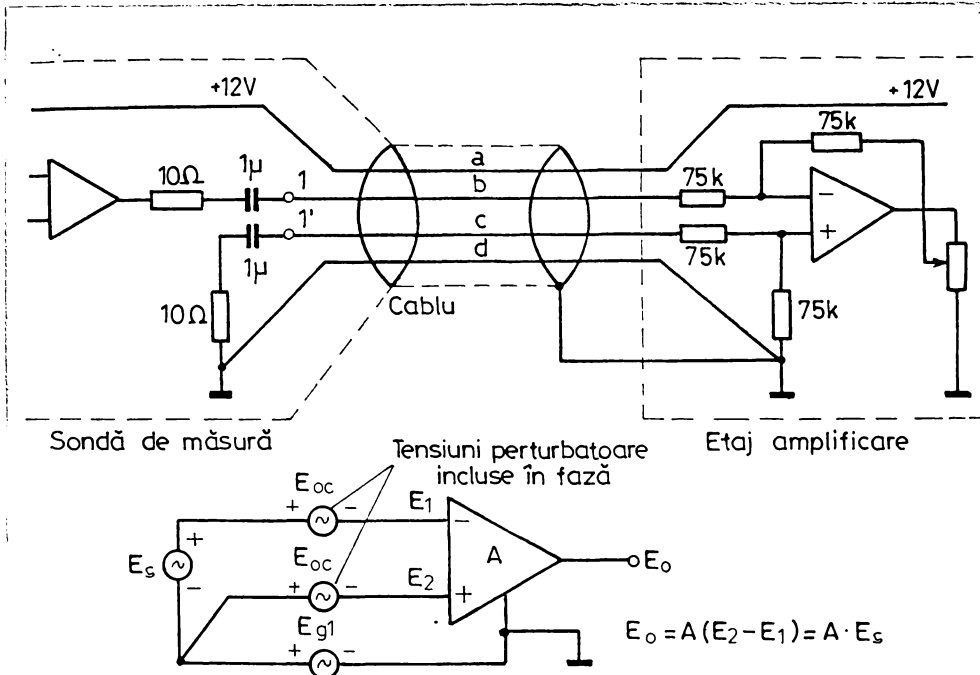


Fig.5.8. Cuplarea sondei de măsură la etajul amplificator prin intermediul unui cablu cu 4 fire : a.Soluția tehnică adoptată, b.Principiul de eliminare a tensiunilor perturbatoare

prezentându-se sub formă de semnal de mod comun sînt eliminate dacă la realizarea etajului diferențial se iau toate precauțiile necesare.

5.3.2. Canalul de amplificare

Canalul de amplificare are un câștig în tensiune de 60 dB, reglabil, și o bandă de frecvențe de 125 - 5000 Hz.

Primul etaj este un amplificator cu intrări diferențiale legate prin cablu la ieșirea sondei, soluție adoptată pentru eliminarea semnalelor perturbatoare de mod comun. Etajul realizează o amplificare a semnalului diferențial de 40 dB reglabilă în trepte fixe de 10 dB. Urmează un etaj de tip filtru trece-sus activ utilizat pentru limitarea inferioară a benzii de frecvențe la 125 Hz. Etajul realizat cu tranzistoare în variantă repetor realizează o pantă a filtrului de -12 dB/octavă.

Ieșirea canalului de amplificare se face pe un ultim etaj amplificator cu o putere de ieșire de 100 mW, necesară pentru comanda etajelor de discriminare. Etajul realizează o amplificare reglabilă continuu între 10 și 20 dB.

5.3.3. Etajul discriminator în amplitudine

Acest etaj inclus în componența modelului experimental cu un canal /HO-772/ și a sistemului cu 10 canale /HO-782/ reprezintă un detector uzual de EA care ia decizii prin comperarea nivelului semnalului captat, amplificat și filtrat cu un nivel fix de tensiune sau cu un nivel de tensiune proporțional cu valoarea efectivă a tensiunii de zgomot de pe canal. Reprezentînd un detector de evenimente de EA, ieșirea comparatorului este integrată cu o constantă convensibilă de timp pentru a furniza un unic impuls în cazul recepționării semnalului util de EA.

Pentru că semnalul acustic care este amplificat și filtrat nu este exact în momentul aplicării sale la intrarea blocului de discriminare, discriminarea în amplitudine se efectuează pentru ambele alternanțe ale semnalului aplicat. Se folosește în acest scop un dublu comparator 2711 montat în configurație la discriminator cu fereastră (vezi fig.5.9).

Nivelele de prag necesare comparatorului pentru realizarea discriminării sînt furnizate de două circuite similare, câte unul pentru fiecare alternanță. Intrările acestora pot fi legate sau la un potențial fix : plus sau minus 12 V realizînd discriminarea cu prag fix de tensiune sau "manuală" sau la ieșirea unui circuit de redresare și filtrare. În acest ultim caz se realizează comparația nivelului momentan al semnalului de EA cu valoarea medie

simplic redresată a zgomotului de pe canal, care reprezintă o suficientă aproximație a valorii efective a zgomotului. În figura 5.10 sînt prezentate comparativ cele două metode de detecție.

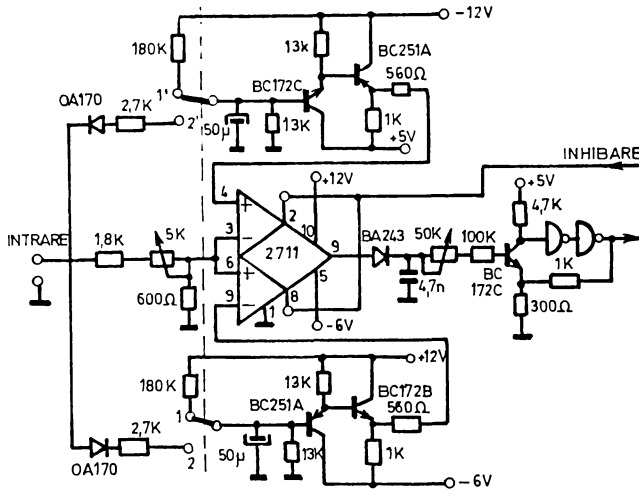
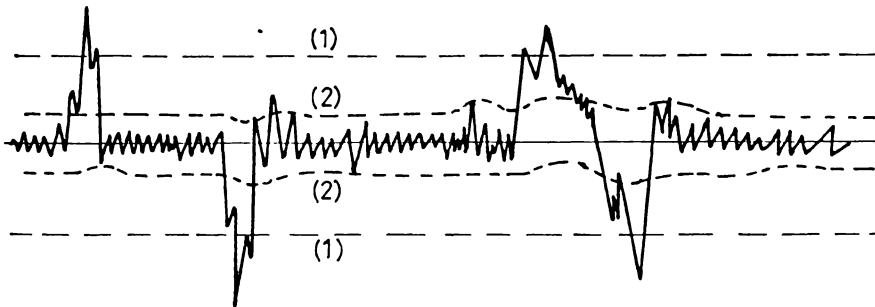


Fig.5.9. Discriminator de amplitudine cu filtru de netezire
1-1' - nivel "manual"; 2-2' - nivel "automat"



- semnal
 --- praguri de discriminare în amplitudine
 (1) - fixe - discriminare „manuală”
 (2) - anvelopa zgomotului impus util -
 - discriminare „automată”

F Fig.5.10. Discriminare în amplitudine

Si din punct de vedere intuitiv pot fi ușor separate situațiile convenabile utilizării unuia din cele două procedee de detecție. Astfel dacă semnalele provin dintr-o zonă de dimensiuni relativ restrînse și dacă nivelul zgomotului este relativ redus se

utilizează discriminarea cu nivel fix pentru că asigură o anumită informație în legătură cu amplitudinea evenimentelor detectate. Mult mai utilă se dovedește discriminarea cu prag "automat" atunci când zona supravegheată este de dimensiuni mari iar zgomotele perturbatoare continue sînt relativ intense.

Pe ambele opțiuni ale discriminării condiția de discriminare este dictată de un unic potențiomtru montat pe calea directă de aplicare a semnalului la intrarea comparatorului. În cazul utilizării pragului fix, game de reglare a acestuia e cuprinsă între 3 și 9 V. Pe poziția "automat" se asigură discriminarea numai a sceler impulsuri a căror amplitudine se găsește într-un raport fix, bine precizat față de nivelul avelopei zgomotului continuu, integrat cu o constantă de timp de 2 s. Raportul acesta este cuprins între valorile 2 și 6.

La ieșirea comparatorului semnalul este integrat cu o constantă de timp convenabil aleasă, ce ține cont de frecvența minimă a semnalului util, $f_{\min} = 50 \text{ Hz}$, $\tau_{in} = 10 \text{ ms}$ și transferat în nivele logice TTL. Această operație este necesară pentru că permite identificarea evenimentelor singulare de EA. Datorită integrării, impulsurile singulare de EA detectate își modifică durata cu valoarea τ_{in} .

Se remarcă inhibarea comparatorului pe durata emiterii la ieșirea schemei a impulsului standard pentru numărare, ceea ce face ca timpul mort al canalului de detecție să fie egal cu acesta, $t_g = 50 \text{ ms}$.

5.3.4. Detector energetic a semnelor de emisie acustică

O abordare nouă a detecției evenimentelor de EA a fost realizată odată cu dezvoltarea sistemului de teletransmisie a informației microseismice. Stațiile satelit din componența acestuia prevăzute a fi alimentate autonom și instalate în domeniul geologie aflat sub supraveghere nu se pot afla tot timpul sub observarea unui personal muncitor calificat care să regleze de fiecare dată fiind este necesar parametrii lanțului de amplificare și detecție. Se impunea în această situație utilizarea unei proceduri de detecție a evenimentelor de EA, optimizate și mai robuste la modificarea parametrilor procesului supravegheat.

În figura 5.11 se prezintă forma caracteristică a semnalului discret de EA, $s(t)$, așa cum rezultă el în urma propagării prin structura geologică și a captării cu un traductor avînd o

anumită caracteristică de frecvență. Peste acest semnal se suprapune zgomotul perturbator $n(t)$ datorat mediului în care se lucrează și zgomotului etajelor electronice de amplificare (fig.5.11.b). Dacă banda de frecvență a amplificatorului se încadrează în cea a semnalului util de EA (100 - 5000 Hz) atunci zgomotul electronic se poate păstra la un nivel acceptabil prin ecranări bune și utilizare de componente cu zgomot redus.

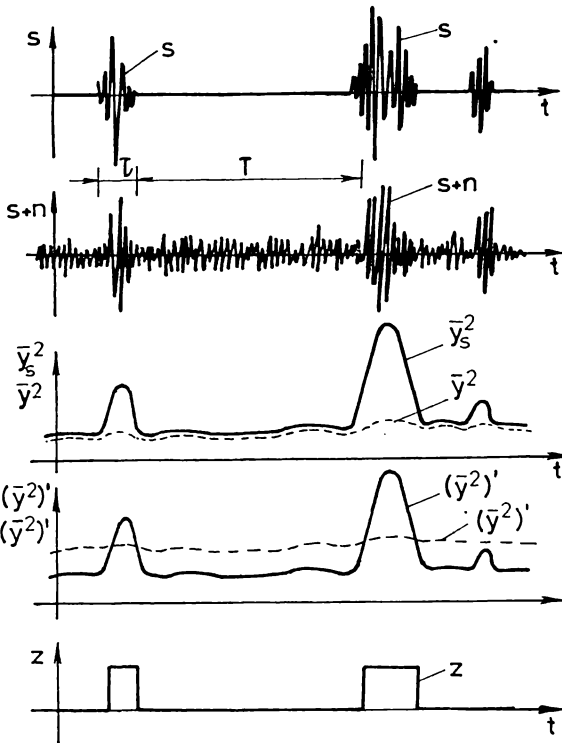


Fig.5.11. Producerea semnalului de emisie acustică în blocul de detecție a energiei

comparabilă cu durata medie a impulsurilor utile T_1 , se obține semnalul \bar{y}_s^2 (fig.5.11.c) proporțional cu energia impulsurilor de EA.

$$\bar{y}_s^2 \int_0^{T_1} (s+n)^2 dt \approx E. \quad (5.1)$$

Printr-o filtrare cu o constantă de timp $T \gg T_1$ se obține semnalul \bar{y}^2 (reprezentat punctat în fig.5.11.c) care dă o imagine a nivelului zgomotului perturbator $n(t)$, fiind proporțional cu dispersia acestuia, σ_{no}^2 :

$$\bar{y}^2 \sim \int_0^T (s+n)^2 dt \approx \sigma_{no}^2. \quad (5.2)$$

Pentru a asigura o gamă dinamică largă, utilă în aplicația noastră, amplificatorul din componența etajului de detecție are amplificarea comandată de nivelul semnalului. Schema bloc a întregului etaj de amplificare și detecție energetică este prezentată în figura.5.12. Prin Tr s-a notat transductorul care captează semnalul de EA, iar prin K amplificatorul a cărui câștig este comandat de valoarea medie a pătratului tensiunii de pe canal, y^2 .

La ieșirea amplificatorului semnalul y corespunde semnalului $s+n$ din figura 5.11.b. Prin cuadratorul și filtrul trece jos F_1 , avînd constante de timp

Semnalele \bar{y}_s^2 și \bar{y}^2 ponderate $(\bar{y}_s^2)'$ și $(\bar{y}^2)'$ se utilizează la detecția impulsurilor utile, folosind comparatorul C cu semnalul $(\bar{y}^2)'$ ca prag de discriminare (fig.5.11 d și e). Utilizarea

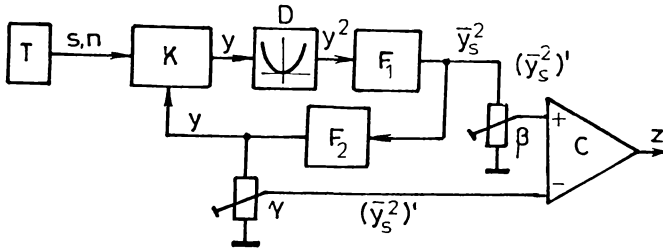


Fig.5.12. Schema bloc de principiu a etajului cu amplificare comandată de detecție energetică a emisiei acustice drept prag variabil al unei mărimi proporționale cu nivelul zgomotului evită erori de tipul "alarmă falsă" datorate modificării dispersiei zgomotului precum și înecarea în zgomot a detectorului.

Păstrînd constant raportul semnal-zgomot indiferent de nivelul dispersiei zgomotului se mențin neschimbate performanțele detecției la același nivel de încredere.

Semnalul \bar{y}^2 care este proporțional cu dispersia zgomotului continuu perturbator se folosește și pentru reglarea automată a amplificării.

Se vor studia în continuare caracteristicile structurii din fig.5.12. Simplificînd calculele se consideră că amplificatorul K are câștigul k dependent de \bar{y}^2 prin relația :

$$k^2 = k_0^2 - \alpha \bar{y}^2, \quad (5.3)$$

avînd o caracteristică de transfer parabolică, $k = f_1(\bar{y}^2)$, reprezentată în fig.5.13.

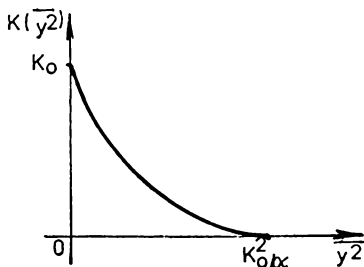


Fig.5.13. Caracteristica de transfer a amplificatorului comandat în tensiune, K.

Ieșirea cuadratorului y^2 , (fig.5.12) se exprimă funcție de s și n prin relația :

$$y^2 = k^2(s^2 + 2ns + n^2). \quad (5.4)$$

Presupunînd că semnalul s și zgomotul n sînt statistic independente, alegînd corect constantele de timp a celor două filtre F_1 și F_2 se obțin semnalele :

$$\bar{y}_s^2 = k^2(\bar{s}^2 + n^2) = k^2(\bar{s} + \sqrt{n^2})^2 \quad (5.5)$$

și

$$\bar{y}^2 = k^2 n^2 = k^2 \sigma_{no}^2 \quad (5.6)$$

La intrarea comparatorului C, în ipoteza că ponderile și sint unitare se obține semnalul de eroare, :

$$\varepsilon = \bar{y}_s^2 - \bar{y}^2 = k^2 \bar{s}^2. \quad (5.7)$$

Înlocuind pe \bar{y}^2 din (5.6) în (5.3) se obține caracteristica $k^2 = f_2(\sigma_{no}^2)$ de forma :

$$k^2 = \frac{k_0}{1 + \alpha \cdot \beta_{no}^2}. \quad (5.8)$$

Se observă că la creșterea dispersiei zgomotului se obține o scădere a amplificării, care, pentru un raport semnal-zgomot dat păstrează toate semnalele în domeniu liniar. Acest lucru se observă mai bine din caracteristica $\bar{y}^2 = f_2(\sigma_{no}^2)$ obținută prin înlocuirea lui k^2 din (5.8) în (5.7) :

$$\bar{y}^2 = \frac{k_0^2}{1 + \alpha^2 \sigma_{no}^2} \cdot \sigma_{no}^2 \quad (5.9)$$

și reprezentată în figura 5.14.

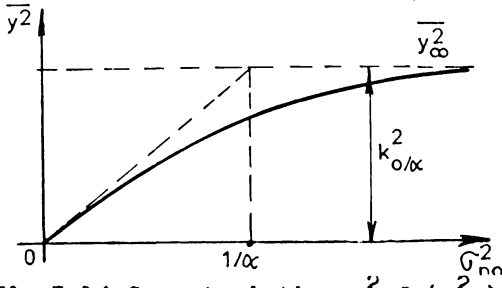


Fig.5.14. Caracteristica $y^2 = f_2(\sigma_{no}^2)$ pentru amplificatorul comandat

La creșterea nivelului de zgomot, chiar nelimitat, deoarece k^2 poate ajunge pînă la zero se obține totuși y^2 finit. Această comportare face ca și eroarea ε , ce comandă comparatorul, raport semnal-zgomot dat (s^2/σ_{no}^2), să fie limitată :

$$\varepsilon = k^2 s^2 = \frac{k_0^2}{1 + \alpha^2 \sigma_{no}^2} \cdot \left(\frac{s^2}{\sigma_{ho}^2}\right) \cdot \sigma_{no}^2 \quad (5.10)$$

sau, notînd cu β - raportul semnal-zgomot :

$$\frac{\varepsilon}{\beta} = \bar{y}^2. \quad (5.11)$$

Deoarece la zgomot mic $k^2 \approx k_0^2$ rezultă pentru \bar{s}^2 o valoare minimă detectabilă :

$$\bar{s}_{min}^2 = \frac{\varepsilon_{min}}{k_0^2}, \quad (5.12)$$

care este determinată de eroarea ε_{\min} care reprezintă pragul de instabilitate al comparatorului. Relația (5.12) stă la baza determinării câștigului k_0^2 .

În realitate schemele practice de amplificatoare comandate au caracteristici diferite de cea dată prin relația (5.3). Rezultă, în general, o caracteristică $\bar{y}^2 = f(\bar{v}_{no}^2)$ care nu mai prezintă asimptota \bar{y}_∞^2 , determinând restrângerea gamei dinamice a semnalului la intrare.

Filtrele trece jos din componența amplificatorului-detector de energie F_1 și F_2 s-au dimensionat astfel încât să extragă distinct cele două componente de interes din semnalul ridicat la pătrat. De asemenea pentru ca stabilitatea buclei de reglare a amplificării să nu pună probleme speciale de proiectare ele sînt de ordinul 1.

Constanta de timp a primului filtru utilizat la extragerea unui semnal proporțional cu energia semnalului se alege aproximativ egală cu durata medie a unui impuls util de EA și mult mai mică decît durata medie dintre două impulsuri utile. Filtrul F_2 are scopul de a extrage un semnal proporțional cu dispersia zgomotului continuu, \bar{v}_{no}^2 fără a urmări semnalul s. Constanta sa de timp, mult mai mare decît a lui F_1 , este mai mare decît durata dintre două impulsuri utile.

Schema aleasă pentru amplificatorul comandat în tensiune este prezentată în figura 5.15 constituind o adaptare a circuitului prezentat în /BRO-76/. Ieșirea amplificatorului operațional controlează nivelul curentului de polarizare I_K al etajului diferențial și prin urmare amplificarea acestuia. Reacția realizată prin R și 2R asigură constanța tensiunii continue de ieșire față de variațiile tensiunii de polarizare a etajului diferențial. Etajul are o caracteristică de amplificare de tipul $k = k_0 - \delta U_y^2$, cu U_y^2 tensiune de comandă.

Circuitul care realizează detecția pătratică împreună cu filtrele F_1 și F_2 și comparatorul C sînt prezentate în figura 5.16.

Transistoarele T_1 și T_2 furnizează la ieșire un curent proporțional cu valoarea absolută a tensiunii de intrare făcînd redresarea dublu alternantă a acestuia. Un curent proporțional cu pătratul curentului dublu redresat se obține la ieșirea circuitului cuadrator realizat cu $T_3 - T_6$. Utilizarea unei rețele integrate de tranzistoare ROB-3018 asigură împerecherea riguroasă

e elementelor și insensibilitatea circuitului la variații de temperatură.

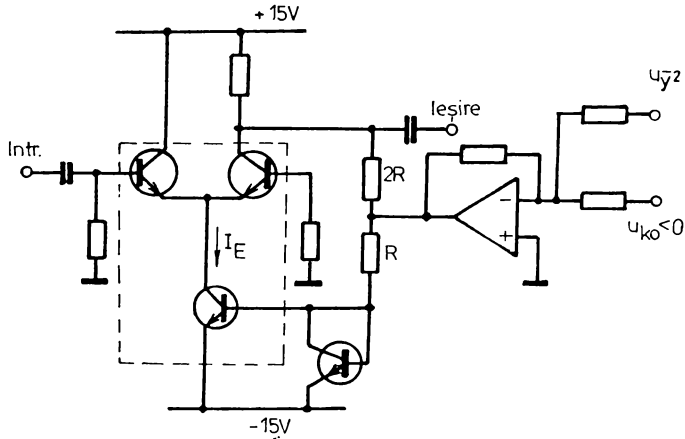


Fig.5.15. Schema de principiu a amplificatorului comandat în tensiune

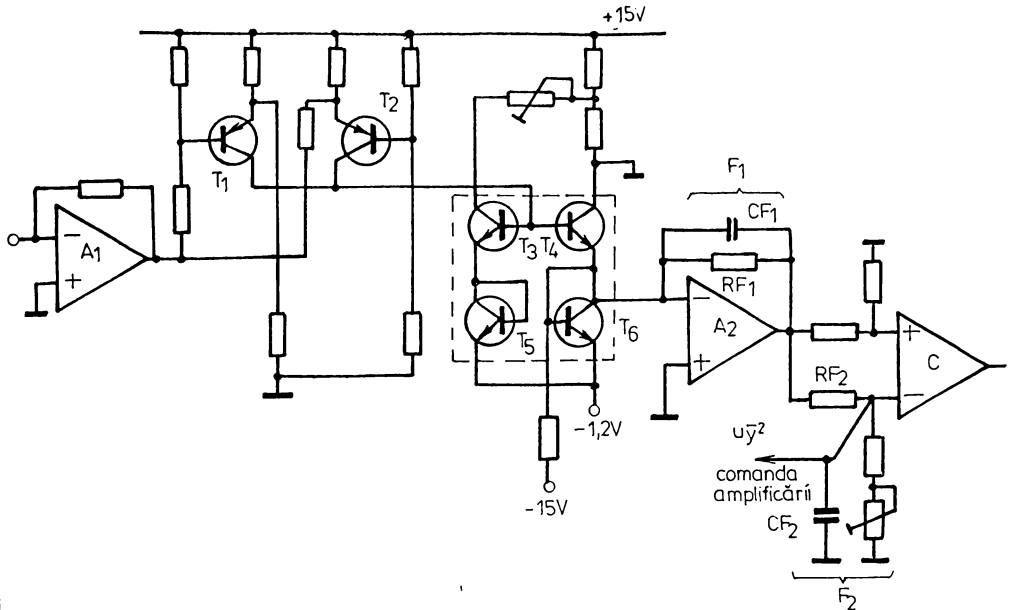


Fig.5.16. Etajul cuadrator, filtrele F_1 și F_2 și comparatorul C din componența blocului de detecție energetică

5.3.5. Discriminatorul de durată

Avînd în vedere caracterul discret al impulsurilor de EA, după cum s-a arătat în capitolul 3, o discriminare eficientă a acestora față de zgomotul continuu, față de sursele exterioare de zgomot acustic sau electromagnetic poate fi realizată prin discriminarea în durată a semnalelor detectate. Impulsurile utile au duratele cuprinse întotdeauna între 15 și 100 - 125 ms și, prin urmare, numai acele semnale care se încadrează între aceste limite vor fi considerate utile /HO-771/, /HO-781/.

În componența canalului de amplificare și detecție a EA, blocul de discriminare în durată urmează după cel de detecție în amplitudine și acționează asupra semnalului TTL de la ieșirea acestuia. Blocul este compus din 3 circuite monostabile 4121 (vezi fig.5.17) care generează odată cu apariția unui impuls la intrare, semnale avînd durate de ordinul 15 ms respectiv 100 ms. Dacă durata impulsului aplicat blocului se încadrează între aceste două valori atunci cel de al 3 monostabil din schemă va genera un impuls standard de 50 ms utilizat pentru acționarea numărătorului de evenimente de EA.

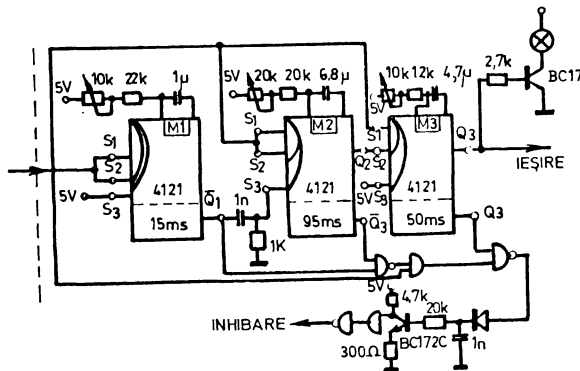


Fig.5.17.Discriminator în durată a impulsurilor

La stabilirea duratelor de timp furnizate de monostabilele M_1 și M_2 se are în vedere și lungimea artificială a impulsurilor cu $\tau_{in} = 10$ ms realizată în etajul precedent. Timpul mort al blocului este de aproximativ 50 ms, perioadă în care circuitul furnizează impulsul standard de numărare. Pe această durată schema furnizează un semnal pentru inhibarea blocului de detecție în amplitudine permițînd și revenirea circuitelor monostabile.

Pe această durată schema furnizează un semnal pentru inhibarea blocului de detecție în amplitudine permițînd și revenirea circuitelor monostabile.

5.4. Sistemul de teletransmisie a informației microseismice

O prezentare generală a acestui sistem s-a făcut în paragraful 5.2.2 așa că se va insista mai mult în continuare asupra soluțiilor adoptate la proiectarea și realizarea lui.

5.4.1. Sistemul de transmisie post central - post satelit

Comenzile de la postul central către posturile satelit reprezentate prin cuvinte de cod de 4 biți sînt transmise cu o viteză de cea loc bands în sistemul START-STOP.

Schema de emisie cuprinde partea de semnalizare și un dispozitiv de comandă.

Identificarea cuvîntului de cod recepționat la postul satelit se face utilizînd un registru de deplasare pe post de convertor serie-paralel precum și un dispozitiv de comandă. Sincronizarea este asigurată de un generator de tact avînd frecvența de 8 ori mai mare decît viteza semnalului util recepționat. Avantajul utilizării transmisie sincrone este faptul că sistemul funcționează corect la variații maxime de $\pm 10\%$ a frecvenței semnalului util față de frecvența sa nominală.

5.4.2. Sistemul de transmisie post satelit - post central

Informația de la postul satelit la postul central se transmite sub formă de impulsuri de frecvență tot cea loc band. Adoptarea acestui sistem a dus la simplificarea schemei logice a postului satelit și reducerea consumului său de energie, avînd în vedere alimentarea sa autonomă.

Postul satelit contorizează numărul de evenimente de EA detectate într-o unitate de timp într-un numărător. La apelaarea postului central este blocat accesul impulsurilor de EA la intrarea numărătorului, fiind însă validate impulsuri provenind de la un generator de impulsuri. Numărătorul numără în continuare acum pînă la încălzirea sa completă. Aceleași impulsuri, care încarcă numărătorul și care reprezintă diferența dintre capacitatea maximă a acestuia și numărul de evenimente de EA contorizat se transmit și către postul central.

La postul central numărătorul blocului de numărare înregistrează inițial numărul transmis sub formă de impulsuri de către postul satelit apelat. Apoi numără în continuare impulsurile date de un generator de impulsuri pînă la încălzirea completă a numărătorului care are o capacitate egală cu cea a numărătorului aflat în postul satelit. Numărul de impulsuri care se obține este prin urmare egal cu numărul de evenimente înregistrat de postul satelit. Un multiplexor asigură introducerea acestor impulsuri în partea logică a sistemului de înregistrare a EA pe canalele corespunzătoare postului apelat.

Acest mod de transmisie a informației microseismice asigură o bună imunitate la perturbații a informației transmise prin radiotelefoane.

5.4.3. Schema bloc a postului satelit

Postul satelit reprezentat în fig.5.18 recunoaște 4 comenzi transmise de postul central : 3 sub formă de cuvinte de cod de 4 biți : (CAPTARE, TRANSMISIE, OPREȘTE ALIMENTAREA) și una sub formă unui impuls de durată mai mare decât 5 biți de informație. Această ultimă comandă determină conectarea alimentării posturilor satelit.

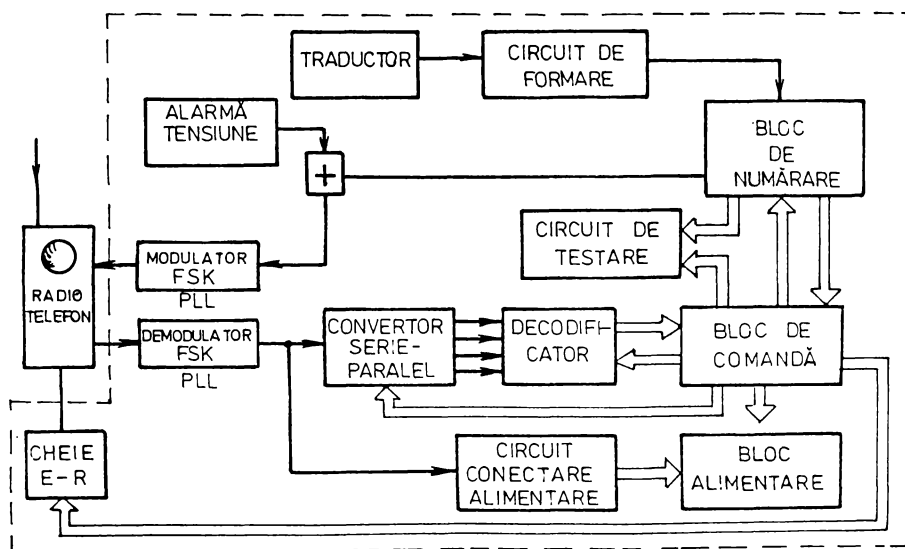


Fig.5.18. Schema bloc a postului satelit

Comanda de captare va permite accesul impulsurilor de LA, detectate pătratic și normalizate în circuitul de amplificare și detecție spre blocul de numărare. Urmesăză comanda de transmisie în urma căreia informația microseismică este transmisă spre postul central. A treia comandă deconectează alimentarea lăsând conectate numai radiotelefonul, demodulatorul PLL și circuitul de conectare a alimentării. Posibilitatea conectării și deconectării alimentării postului satelit asigură o durată mare de utilizare la alimentarea pe acumulatori.

În cazul scăderii tensiunii acumulatorului, în urma recepționării comenzii de transmisie, în locul informației microseismice se transmite un senzal de alarmă sub formă unui impuls de 500 ms.

5.4.4. Schema bloc a postului central

Postul central primește comenzi de la partea logică a sistemului de înregistrare a EA sau poate fi comandat manual. El comunică cu posturile satelit cărora le transmite comenzi, primind în schimb informații în legătură cu activitatea de EA detectată de acestea. Aceste informații sînt transmise mai departe părții logice a sistemului de înregistrare.

Blocul de comandă (vezi fig.5.10) pilotează întreaga schemă pe baza comenzilor transmise de blocul de interfață.

Generatorul de coduri furnizează comenzile de CAPTARE, OPERARE și ALIILOR și comenzi de apelare a fiecărui post. După transmiterea comenzii de apelare a postului satelit, blocul de comandă permite accesul în blocul de numărare a impulsurilor reprezentînd numărul semnalelor de EA captate de postul satelit. În continuare informația de EA recepționată se transferă prin multiplexor sistemului de înregistrare. Apelarea stațiilor satelit se face printr-o multiplexare în timp. Comanda de conectare a alimentării la posturile satelit este generată în blocul de comandă.

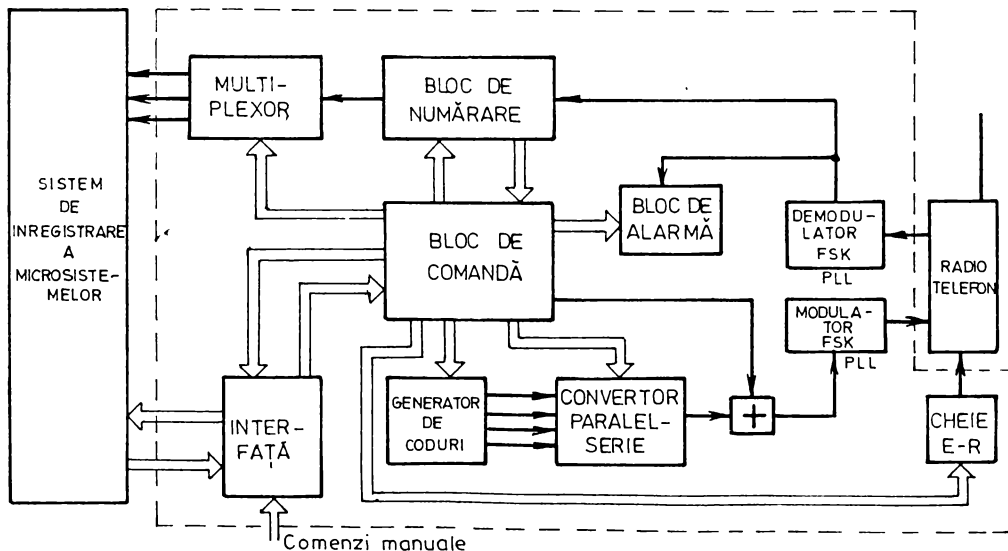


Fig.5.19. Schema bloc a postului central

Postul central mai conține un bloc de alarmare care poate indica scăderea tensiunii de alimentare a fiecărui post satelit sau lipsa transmisiei.

În concluzie sistemul de teletransmitere a informației microseismice a fost conceput pentru a elimina legăturile prin cablu u-

utilizate la transmisia informației analogice. Transmisia prin cablu este costisitoare avînd în vedere lungimea mare a cablurilor și măsurile speciale ce trebuie luate pentru a asigura înunitatea la perturbații și protecția lor mecanică în condițiile exploatării la suprafață.

Sistemul de teletransmisie poate fi ușor extins pentru un număr mare de posturi satelit. Acestea, fiind alimentate autonom pot fi instalate în orice punct al carierei. Posibilitatea telecomandării alimentării face ca în condițiile realizării cîtorva înregistrări pe zi, durata de funcționare între două încărcări ale acumulatorilor să fie de aproximativ o lună.

5.5. Aplicații ale sistemului

Sistemul de detecție și înregistrare a EA a fost utilizat în cercetări întreprinse de ICITPM-Deva secția a II București vizînd introducerea EA ca metodă de supraveghere a stabilității taluzelor carierelor de exploatare minieră la suprafață. S-a urmărit utilizarea metodei în vederea realizării unei avertizări preventive a prăbușirii taluzului cu avantaje evidente asupra securității tehnicii de lucru și a personalului muncitor.

Studiile s-au efectuat pe două direcții. În primul rînd prin încercări de laborator s-a urmărit relevarea unor caracteristici specifice de EA ale diverselor materiale geologice întîlnite în cariere. S-au obținut, astfel, informații prețioase privind comportarea din punct de vedere a EA a acestor materiale supuse la presiuni mari, corelații între starea lor mecanică și caracteristicile semnalelor recepționate.

Experimente în teren s-au efectuat în carierele Căliman și Anina. În prima fază, Căliman - 1976, s-au cules informații care s-au dovedit utile la proiectarea aparaturii /HO-761/. Ele au evidențiat caracteristicile semnalului util de EA așa cum se recepționează el în teren : banda de frecvențe, amplitudine, durată, frecvență de repetiție precum și diferențele ce există între aceste și semnalele perturbatoare. În cariera de gîsturi bituminoase Anina s-au instalat un număr de traductoare în anul 1979, urmărindu-se pe o durată mai îndelungată comportarea unui taluz. S-au utilizat cu această ocazie facilitățile oferite de instalația de teletransmisie /HO-792/.

5.5.2. Studii de laborator

În cadrul laboratorului de geomecanică a ICITPML-Deva secția II - Proiectare București s-au efectuat timp de mai mulți ani cercetări experimentale asupra caracteristicilor de EA a materialelor supuse solicitărilor utilizându-se instalația originală de detecție și înregistrare prezentată [CRI-79/.

S-au folosit epruvete de 10 cm lungime și 5 cm diametru realizate din diverse materiale geologice montate pe platanul unei prese hidraulice de 100 tf prevăzută cu un regulator de presiune. Pe epruvete s-au instalat utilizând adezivi adecvați transductorii de accelerație conectați la instalația electronică de EA, parametrii măsurăți fiind numărul de evenimente înregistrate pe unitatea de timp precum și numărul total de evenimente detectate de la începutul experimentului.

Pentru a realiza o corelație între fenomenele de EA înregistrate și starea de solicitare a epruvetei sînt urmăriți alți doi parametri ai procesului de deformare și anume tensiunea axială aplicată, σ precum și deformația axială longitudinală ϵ_g (vezi fig.5.20).

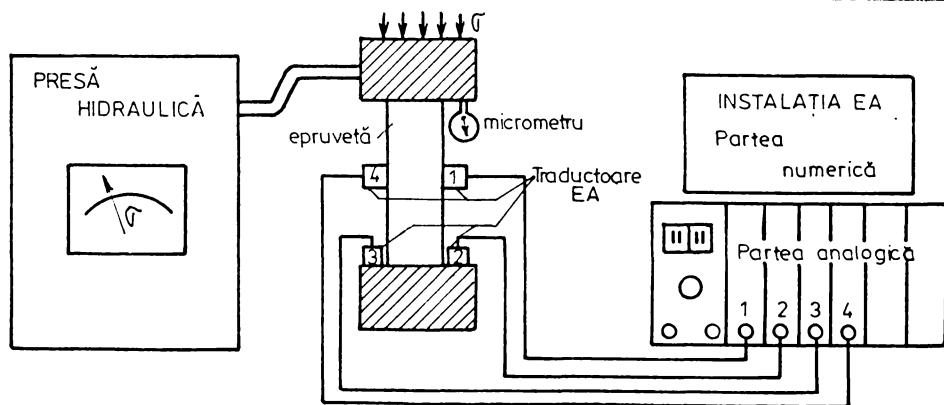


Fig.5.20. Utilizarea sistemului de EA în studii de laborator

Din figura 5.21.b, tipică pentru rezultatele experimentale obținute se constată o perfectă similitudine între curba $\sigma \sim \Sigma$ și $\sigma \sim \epsilon_g$. Pe ambele caracteristici se disting mai multe porțiuni.

Astfel, în momentul aplicării sarcinii, ambele caracteristici prezintă o porțiune inițială neliniară în care numărul de impulsuri de EA înregistrate crește foarte mult. Zgomotele înregistrate aici se presupun a fi datorate unor fenomene de închideri de

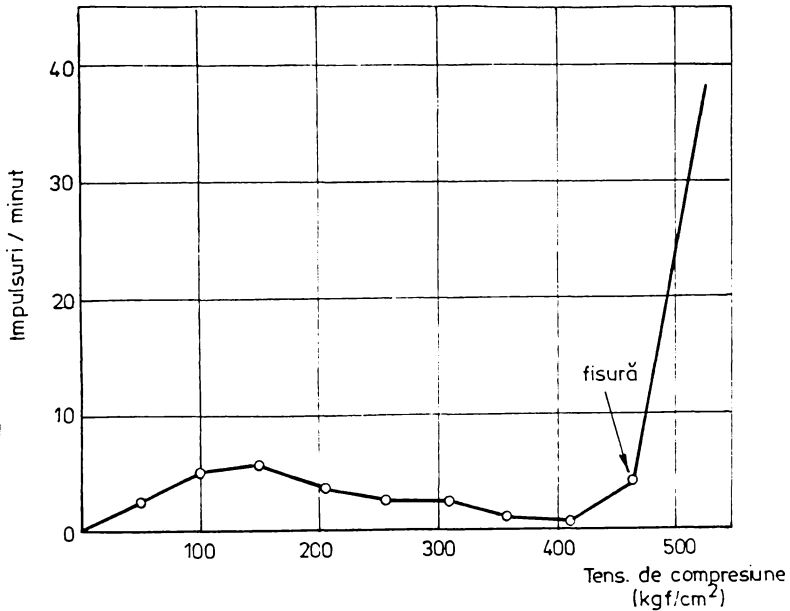
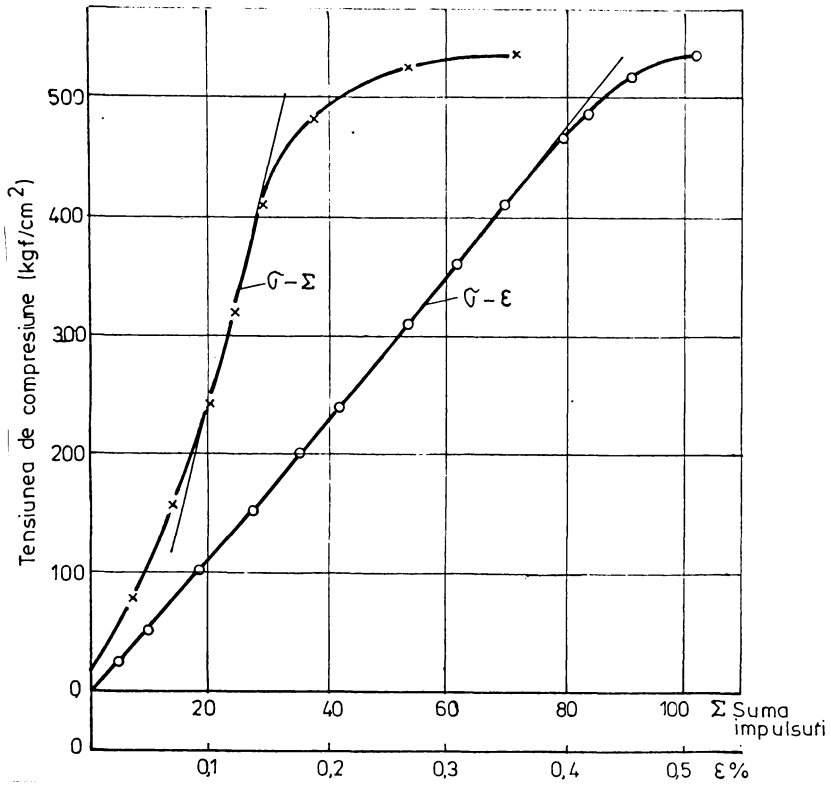


Fig.5.21. Caracteristici la solicitare a unei probe de argilă grezoasă (după /CKI-79/).

microfisuri transversale, alunecări pe fețele unor microfisuri oblice, închideri de pori din masa epruvetei, etc.

Urmează pe curba σ a două porțiuni în care dependențele $\sigma \sim \Sigma$ respectiv $\sigma \sim \varepsilon$ sînt aproximativ liniare și în care numărul de evenimente de KA înregistrate este relativ mic. Această porțiune corespunde comportării liniare a compresibilității volumului epruvetei adică porțiunii liniare a curbei $\sigma \sim \frac{\Delta V}{V}$. În concluzie, aici volumul rocii se comportă liniar pentru că mecanismele de închidere-deschidere pe microfisuri sînt reduse, fapt dovedit de KA înregistrată.

Ultima parte a curbei $\sigma \sim \Sigma$ ce precede ruperea epruvetei se caracterizează printr-o creștere rapidă a numărului de impulsuri cu presiunea aplicată. Ea corespunde de fapt porțiunii din curba $\sigma \sim \frac{\Delta V}{V}$ în care se produce dilatarea datorită generalizării microfisurilor, mai ales a celor axiale, în masa epruvetei.

În concluzie speranța devierii de la forma liniară a curbei $\sigma \sim \Sigma$ prognozează iminența producerii ruperii. De asemenea urmărind figura 5.21 rezultă că iminența ruperii modelului este bine prognozată de creșterea considerabilă a numărului de semnale utile înregistrat în unitatea de timp.

Experimentele realizate în laborator cu sistemul de detecție și înregistrare a KA au evidențiat faptul că metoda și aparatul realizat pot fi utilizate cu succes la prognozarea cedării rocilor.

5.5.2. Experimente în teren

Sistemul de detecție și înregistrare a semnalelor de KA a fost testat în teren, odată cu realizarea facilităților de teletransmisie a informației microseismice, în anii 1979 și 1980 în cariere de gîsturi bituminose de la Anina. S-a urmărit în primul rînd comportarea aparaturii realizate în condiții de exploatare în carieră și în al doilea rînd posibilitatea utilizării ei la prognozarea alunecării taluzelor carierei.

Schița de amplasare a traductorilor de KA este reprezentată în fig.5.22. S-a urmărit, evident, studiul stabilității taluzului de 20,5 m situat între cotele +760 și +780 m. Traductoarele au fost plasate în monturi speciale metalice cimentate în fundul unor găuri forate în masa taluzului. Găurile au fost apoi impermeabilizate contra ploii. Distanța între două traductoare alăturate era de aproximativ 30 m.

5.22

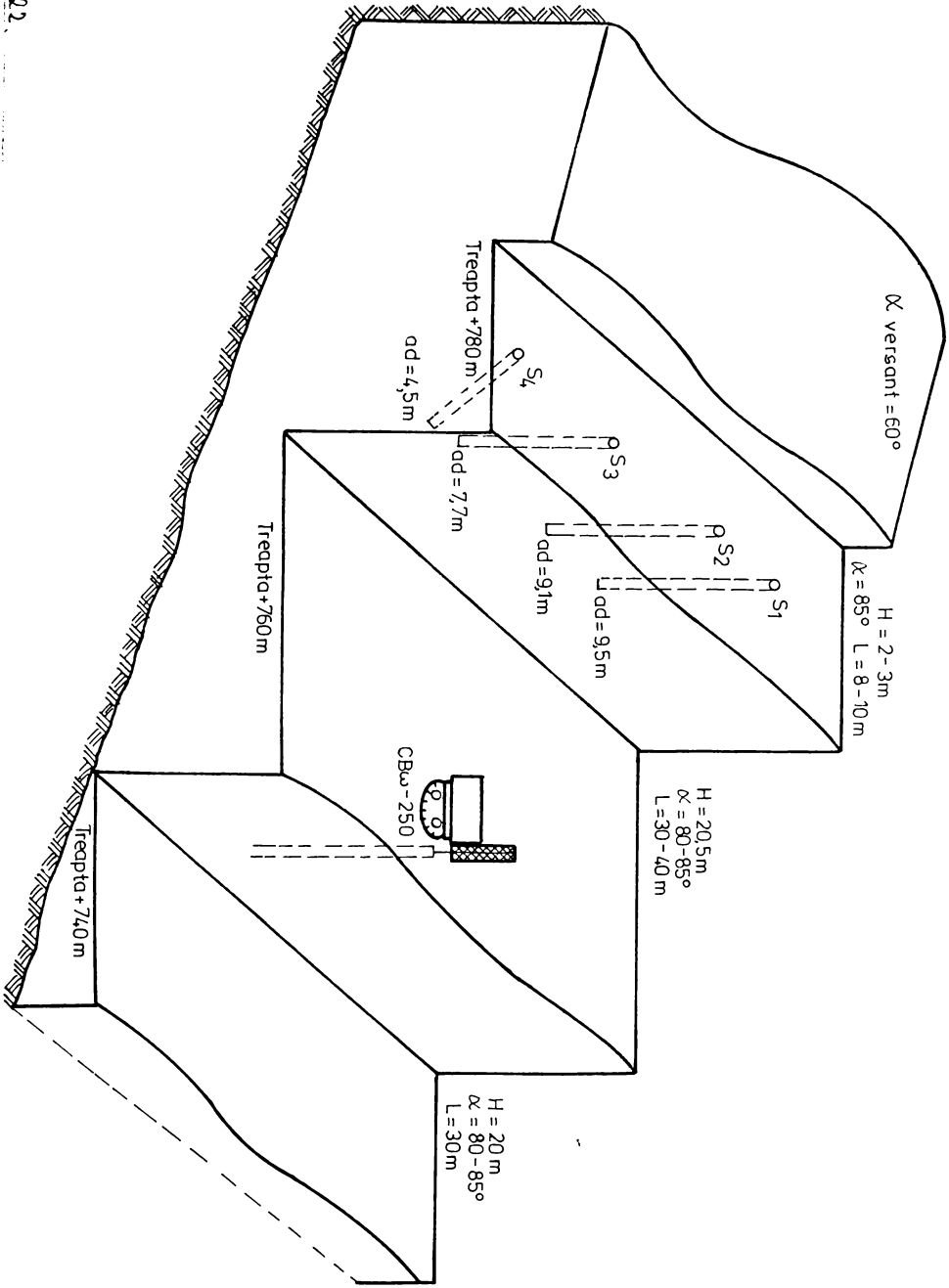


Fig.5.22. Amplasamentele de instalare a traductoarelor de emisie acustică în cariera Anina (după /FO-792/

Lipsea alimentării electrice pe treapta de +780 m a condus la utilizarea stațiilor satelit din cadrul sistemului de teletransmisie care sînt alimentate pe acumulatori. Stația centrală împreună cu partea numerică a sistemului au fost instalate în birourile carierei la o distanță în linie dreaptă de aproximativ 2 km de locul de instalare a traductoarelor.

Durata efectuării măsurătorilor a fost de aproximativ 3 luni timp în care s-au făcut zilnic înregistrări ale nivelului de EA. Rezultatele obținute au evidențiat posibilitatea utilizării EA la supravegherea stabilității taluzelor. Astfel în fig.5.23 este prezentată înregistrarea efectuată în zilele de 29-30 iulie 1979, pe-

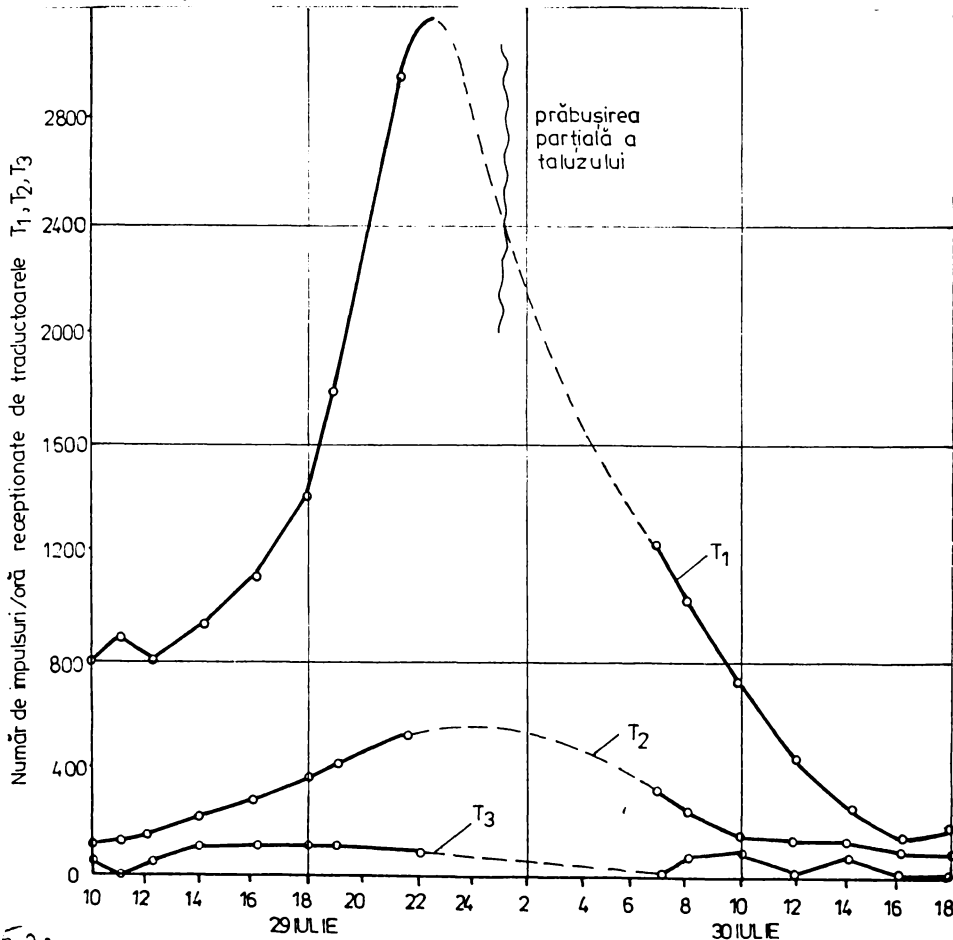


Fig. 5.23. Evoluția evenimentelor de eroare echivalență înregistrate în 29-30 iulie 1979 (după /FO-792/)

rioadă de timp în care s-au produs căderi masive de roci de pe treapta supraveghetă. Se constată că aproximativ cu 10 ore înainte de prăbușire, numărul de evenimente înregistrate în unitatea

de timp a sporit rapid. S-a evidențiat, prin urmare astfel, posibilitatea utilizării EA la prognozarea eventualelor prăbușiri.

Deși, și cu alte ocazii s-au înregistrat nivele ridicate de EA fără a se produce căderi de roci sau prăbușiri în toate situațiile în care au avut loc desprinderi din taluz, activitatea de EA a crescut în crele ce au precedat evenimentul. Timpul scurs între alarmarea dată de EA și prăbușirea efectivă este suficient pentru punerea la adăpost a tehnicii și personalului muncitor.

Experimentele în teren au permis o bună testare a aparaturii realizate în condiții reale de exploatare. S-a constatat o bună sensibilitate a traductorilor la evenimente reale de EA. Astfel, în general toate cele 4 canale de detecție s-au declanșat simultan la evenimente de EA de amplitudine ridicată ceea ce a condus la o estimare de aproximativ 50-60 m a distanței de detecție, valoare comparabilă cu cea prezisă în capitolul 2.

Imunitatea aparaturii la zgomotele perturbatoare determinată de metodele robuste de detecție a semnalului util : detecție energetică și temperală a fost bine evidențiată în condițiile în care pe treapta imediat inferioară a funcționat o foreză de mare capacitate. Pragurile de detecție au fost astfel reglate încât zgomotul produs de socota să nu declanșeze numărătorul de microseisme decât eventual la pornirea respectiv oprirea agregatului. S-a constatat de asemenea că montarea în adâncime a traductoarelor împreună cu impermeabilizarea găurilor dă o bună imunitate față de zgomotele produse de picăturile de ploaie.

5.6. Concluzii

Sistemul de detecție și înregistrare a EA cu 10 canale a fost realizat în perioada 1976-1979 în urma contractelor de cercetare științifică încheiate de Institutul Politehnic "Traian Vuia" cu ICIAPM-Deva, reprezentând prima aparatură de acest gen realizată în țară. Aparatele au fost astfel concepute și realizate încât să asigure o exploatare comodă și eficientă în condițiile utilizării lor în cariere miniere de suprafață. Compus inițial din partea analogică de amplificare și detecție a semnalului de EA și partea numerică de înregistrare și imprimare a activității microseismice sistemul a fost ulterior completat cu instalația de teletransmisie a informației microseismice ceea ce a permis o mai bună adaptare la condițiile din teren.

Contribuții originale însemnate au fost aduse în domeniul detecției semnalului util. Toate procedurile de detecție implementate în circuitele electronice ale sistemului, sînt originale ce și modalitățile de realizare a acestora. Merită subliniate în acest sens blocurile de detecție energetică (detecție pătratică) și în durată.

Detectorul energetic realizat reprezintă o bună aplicare în practică a principiilor expuse în capitolul 3. Are avantajul deosebit al funcționării cu performanțe constante pentru o gamă largă de amplitudini a zgomotului perturbator, cerință importantă în condițiile reale de exploatare. Detectorul în durată realizat permite o bună filtrare a zgomotelor perturbatoare datorate unor fenomene diferite de EA.

O noutate absolută o constituie utilizarea teletransmisiei informației utile cu medietelefoane eliminînd multe din problemele complexe ce apar odată cu instalarea unui astfel de sistem în carieră. Afirmația se sprijină pe faptul că primele relații în literatură privind utilizarea teletransmisiei pentru EA se referă la anii 1980-81 /DU-81/, /STB-81/. O serie de contribuții originale sînt încorporate în aparatura de teletransmisie. Ele se referă atît la protocolul simplu și eficient de comunicare între stații cît și la realizarea electronică.

Aparatură electronică a permis realizarea în țară a primelor cercetări în domeniu. Atît cercetările de laborator sînt și studiile întreprinse în teren au evidențiat posibilitatea utilizării EA ca metodă de testare nedistructivă a stabilității structurilor geologice.

Capitolul 6

ELEMENTE ALE UNUI SISTEM PERFECȚIONAT DE SUPRAVEGHERE MICROSEISMICĂ

6.1. Configurația generală a sistemului

După cum a rezultat din expunerea anterioară, evenimentele de EA sînt caracterizate de o diversitate de parametri dintre care poate esențial este poziția sursei de EA. Este evident, prin urmare, că sistemul de supraveghere microseismică realizat și descris în capitolul anterior care se limitează doar la contorizarea evenimentelor detectate nu poate oferi o imagine precisă a nivelului de activitate microseismică, a gradului de stabilitate a structurii supravegheate. Cunoașterea poziției sursei de EA, a caracteristicilor impulsurilor recepționate (amplitudine, durată, energie) reprezintă elemente indispensabile ale progresului în domeniu. Un sistem perfecționat de supraveghere prin EA va trebui deci, pe lângă numărul de evenimente detectate să determine și ceilalți parametri ai evenimentelor de EA, să prelucreză informația brută, recepționată pentru a o oferi într-un mod sugestiv și eficient utilizatorului.

Numărul de canale de recepție a semnalului de EA a unui astfel de sistem este determinat avînd în vedere configurația minimă de localizare care cuprinde 5 traductoare. De asemenea o anumită redundanță asigură precizie și încredere în localizarea obținută. Un număr mai mare de traductoare este necesar și pentru că este posibil ca nu toate traductoarele care constituie rețeaua să detecteze un anumit eveniment seismic. În consecință numărul de canale de prelucrare a semnalului seismic a noului sistem va fi de 8.

Desigur că modalitățile de prelucrare ale semnalului de EA așa cum au fost ele implementate în sistemul realizat cu 10 canale rămîn valabile și pentru noul sistem. Ele se referă la sondele de măsură, la caracteristicile canalului de amplificare și filtrare, la modalitățile de realizare a detecției cu prag fix, cu prag depinzînd de nivelul de zgomot continuu, detecție energetică și temporală. Dintre elementele vechinului sistem se pot folosi, în

noase configurație sondelor de măsură și etajele de amplificare și filtrare.

Marea cantitate de informații ce trebuie colectată și prelucrată face necesară utilizarea tehnicii de calcul. Sistemul înglobează în componența sa un modul cu microprocesorul Z80, M80-UC din cadrul sistemului de dezvoltare MADS realizat de întreprinderea Microelectronice - București /AA-85/. Modulul este prevăzut pe lângă Z80 și cu memorie EPROM de pînă la 16 Kocteți și memorie RAM statică și dinamică de pînă la 16 Kocteți cu porturi de intrare/ieșire paralel și serie și 4 canale de numărare. Adăugînd la aceste facilități și existența unei magistrale externe standard rezultă că circuitele specifice prelucrării informației microseismice pot fi relativ ușor conectate la microsistem. Să remarcăm existența în cadrul sistemului MADS și a altor module ca de pildă M80-FD interfațată cu unitate floppy-disk care pot fi conectate ușor la modulul existent permițînd dezvoltarea pe mai departe a sistemului.

Realizarea localizării surselor de EA presupune o mare cantitate de calcule, așa după cum rezultă din capitolul 4. De asemenea prezentarea într-o formă eficientă a informației microseismice ca- lese necesită un volum de calcule și memorie care nu pot fi asigurate de către modulul M80-UC a cărei unică destinație, în concepția noastră este de a colecta informația primară, de a asigura atât la nivel hard^{ci} și soft funcționarea în timp real a sistemului de EA. Aceste operații pot fi realizate eficient și rapid de către un miccalculator de proveniență românească Independent-102F legat de modulul M80-UC prin canalul de comunicații seriale RS-232.

Avînd în vedere consideranțele prezentate mai sus, configurația generală a sistemului perfecționat de supraveghere prin EA este prezentată în figura 6.1. Cele 8 canale de prelucrare analogică a semnalului de EA sînt identice. Se asigură pe fiecare canal o amplificare variabilă între 40 și 100 dB într-o bandă de frecvențe cuprinse între 125 și 10.000 Hz. Detecția semnalului util și măsurarea caracteristicilor acestuia se face în blocul de detecție și măsurare a amplitudinii, EDMA.

Blocul EDMA detectează semnalul util atât cu prag fix cât și cu prag depinzînd de dispersia zgomotului continuu de la intrarea etajului. Se realizează de asemenea măsurarea și memorarea valorii maxime a amplitudinii semnalului util, detecția înfășurătoarei acestuia, permițîndu-se măsurarea duratei lui. Blocul furnizează un semnal proporțional cu pătratul amplitudinii semnalului util pentru a fi integrat numeric în BCH-blocul de conversie numerică în vede-

zea calculului energiei totale conținute în semnalul util. În consecință detecția în durată și energie se face pe baza valorii măsurate a celor doi parametri de către microsistem prin program.

Blocul de măsurări temporale BMT primește informații de pe cele 8 canale analogice privind momentele de apariție a semnalelor utile și duratele acestora. El determină pe baza acestora BTS la transductoare necesare localizării sursei evenimentului acustic și duretele impulsurilor recepționate realizând și o primă eliminare a semnalelor false. Modelitatea de implementare aleasă minimizează intervențiile unității centrale MSO-UC în funcționarea acestui bloc asigurând o rată maximă de preluare a informației utile precum și timpi morți reduși ai sistemului.

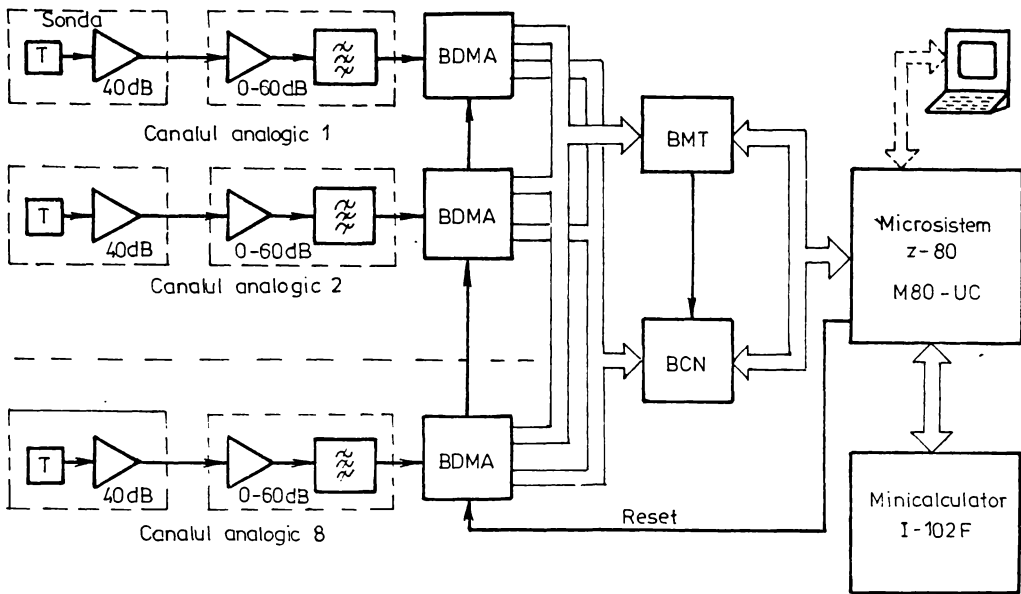


Fig.6.1. Configurația generală a unui sistem perfecționat de supraveghere microseismică

BCN - blocul de conversie numerică cuprinde elemente de circuit utilizate la conversia numerică a parametrilor analogici ai semnalelor recepționate : amplitudine și energie. Multiplexoarea analogică permite selectarea de către unitatea centrală a ieșirii canalului analogic a cărui parametri sînt măsurați.

Cele două blocuri de prelucrare a parametrilor semnalului BMT și BCN sînt conectate ca periferice ale microsistemului cu Z80, MSOUC. Aceste prin informațiile digitalizate privitoare la evenimentele de EA, le împachetează în vederea memorării sau pentru a

le transmite minicalculatorului 1-102F. Unitatea centrală cu ZBo realizează la nivel soft verificarea parametrilor semnalelor recepționate asigurând rejectia eficientă a semnalelor false.

Minicalculatorul 1-102F conectat prin modem la unitatea centrală L80-UC poate realiza în mod eficient localizarea precisă a surselor de EA pe baza unor programe scrise în limbaje de nivel înalt (FORTRAN). El asigură memorarea pe suport fix (bandă magnetică sau disc de masă) a totalității informației microseismice colectate, prelucrarea acestora în vederea unei prezentări sugestive utilizatorului.

6.2. Blocuri de măsurare a parametrilor semnalului analogic

6.2.1. Blocul de detecție și măsurare a amplitudinii + BDMA

Blocul de detecție și măsurare a amplitudinii semnalului de EA a cărui schemă de principiu este prezentată în fig.6.2 reprezintă o celulă importantă a sistemului. El intră în componențe fiecărui canal analogic și realizează pe lângă detecția semnalului util și măsurarea principalelor sale caracteristici.

Blocul asigură direct detecția impulsurilor de EA după amplitudine atât cu prag fix (comutatorul C pe poziția 1) cât și cu prag variabil determinat de dispersia zgomotului continuu de pe canal (comutatorul C pe poziția 2). El permite realizarea prin program și a detecției după durata respectiv după energia impulsului recepționat, întrucât furnizează celorlalți blocuri ale sistemului semnalele necesare măsurării acestor parametri. Astfel, semnalul "Durată impuls", DI are durata egală cu cea a impulsului recepționat și este aplicat blocului B&T în vederea măsurării acestuia. De asemenea, pe ieșirea "La integrator energie" se transmite un semnal proporțional cu pătratul tensiunii impulsului de EA în vederea integrării și conversiei digitale în blocurile BCN și B&T.

Circuitul din figură asigură măsurarea unui larg evantai de parametri ai impulsurilor de EA. Pe lângă durata impulsului și energia pomenite în alineatul precedent, un detector de vârf memorează maximumul absolut al amplitudinii semnalului util iar sistemul de comparatoare C_1 și C_2 determină momentul exact al sosirii semnalului (ieșirea Start S) precum și durata frontului acestuia "Durată Front", DF. Ultimii doi parametri contribuie la determinarea precisă a DTS și prin urmare a poziției sursei. În

afişat în vederea stabilizării în mod absolut a amplitudinii și energiei evenimentului de EA, semnalul de pe ieșirea Y reprezintă AMPLIFICARE-a blocului și este luată în considerare la determinarea valorilor absolute a celor doi parametri.

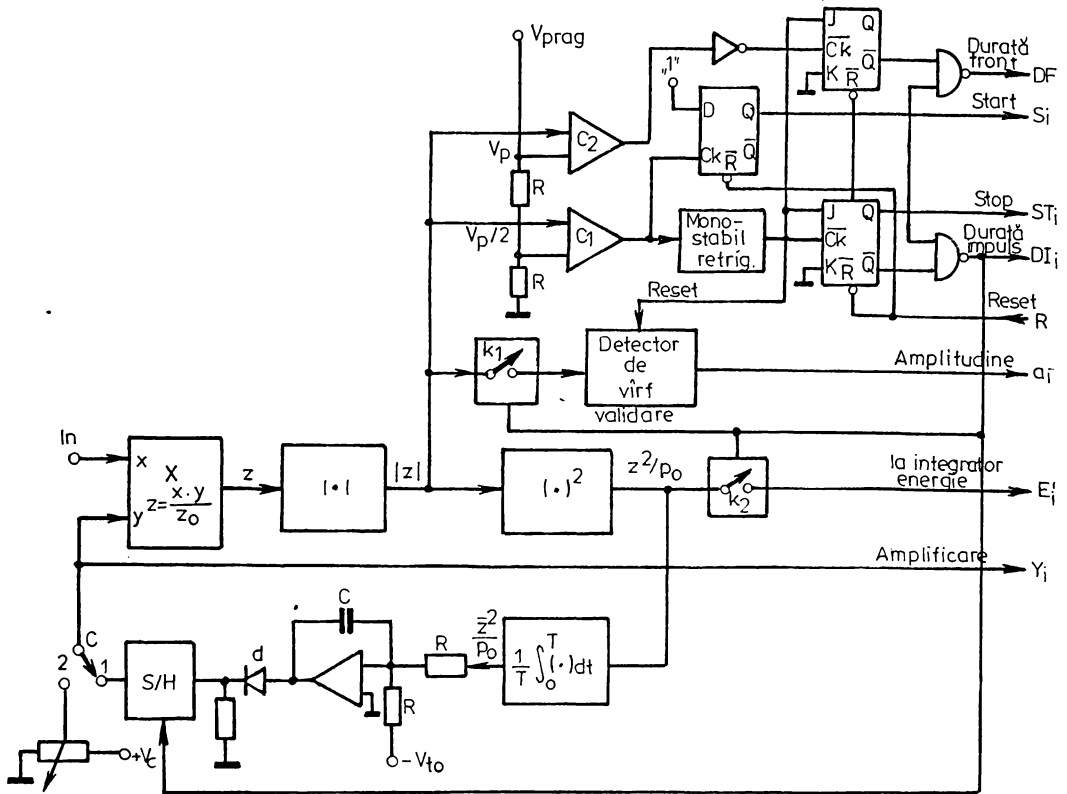


Fig.6.2. Schema de principiu a blocului de detecție și măsurare a amplitudinii - BD&A

Elementul de bază al blocului în constituie bucla de control automat a amplificării constituită din multiplicatorul cu element cu câștig variabil, din circuitul de redresare, cel de ridicare la pătrat și cel de mediere care determină dispersia zgomotului continuu de la ieșirea multiplicatorului precum și din integrator, care reprezintă elementul de comparare și de control. Făcînd, deocamdată, abstracție de circuitul de eşantionare-memorare cuprins în buclă modelitatea de funcționare a buclei este evidentă: deși nivelul zgomotului continuu de la intrare crește, și nivelul acestuia la ieșirea multiplicatorului începe să crească. În consecință tensiunea de la ieșirea circuitului de mediere proporțională

cu dispersia zgomotului de la ieşire creşte, determinând scăderea tensiunii de la ieşirea integratorului Y. Drept urmare amplificarea multiplicatorului ($\frac{X \cdot Y}{Z_0}$) se reduce, menţinând nivelul zgomotului de ieşire constant.

În regim staţionar, tensiunea pe condensatorul C se menţine constantă, deci curentul prin el este nul iar tensiunile aplicate integratorului sînt egale în valoare absolută. Tensiunea de referinţă V_{to} determină nivelul constant al tensiunii efective de zgomot la ieşirea multiplicatorului:

$$\frac{Z^2}{P_0} = V_{to} \quad \text{şi} \quad \sqrt{Z^2} = \sqrt{P_0 \cdot V_{to}} \quad (6.1)$$

O serie de elemente distincte ale buclei : redresorul circuitului de ridicare la pătrat şi cel de mediere ar fi putut fi înglobate într-un unic circuit : de determinare a valorii efective a semnalului de ieşire a multiplicatorului /CA-80/, mai economic evident. S-a ales implementarea din figura 6.2 pentru că ieşirile diverselor elemente sînt utilizate la măsurarea parametrilor semnalului. Astfel ieşirea redresată $|Z|$ atacă comparatoarele de detecţie şi detectorul de vîrf iar ieşirea $\frac{Z^2}{P}$ reprezintă intrarea integratorului numeric al energiei impulsului.

Avantajul esenţial al utilizării controlului automat al amplificării cu menţinerea constantă a nivelului zgomotului constă în asigurarea unei dinamici constante şi largi de măsurare a amplitudinii şi energiei impulsului util. Se elimină practic intervenţiile operatorului asupra amplificării pe canal în condiţiile de exploatare care nu exclud variaţii importante ale nivelului de zgomot pe canal. Gama de modificare a nivelului zgomotului la intrare pentru care amplitudinea sa la ieşire rămîne constantă este de peste 40 dB. De asemenea, fixînd la ieşire valoarea tensiunii de zgomot efective de 0,1 V rezultă o gamă dinamică de măsurare a amplitudinii de peste 30 dB. În aceste condiţii se poate afirma că acest etaj este superior din toate punctele de vedere celui inclus în detectorul energetic descris în capitolul 5.

Spre deosebire de multiplicatorul inclus în detectorul de energie (fig.5.15) care distorsionează pentru nivele de intrare mai mari de 20 mV, multiplicatorul din fig.6.2 păstrează o bună liniaritate pentru ambele semnale de comandă pe un domeniu de pînă la 10 V aplicaţi pe ambele intrări. S-a ales schema din fig.6.3, multiplicator cu transconductanţă în două cadrane, a cărui funcţionare şi proiectare este descrisă în lucrarea /CA-80/.

Circuitul de ridicare la pătrat prezentat în figura 6.4 se bazează pe dublarea logaritmului semnalului de intrare. Prin an-

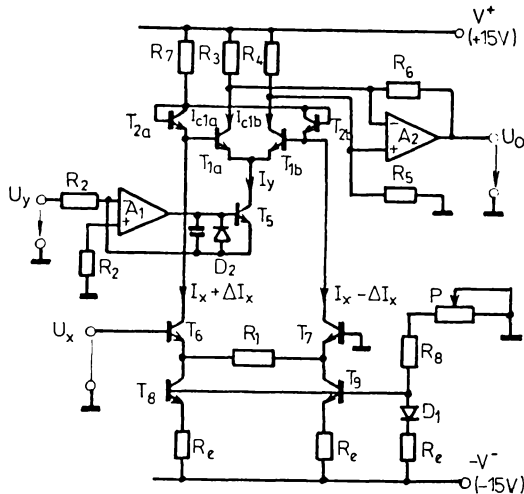


Fig.6.3. Scheme electrică a multipliatorului și integratorului. Amplitudinea semnalului util o-er micșore în consecință. Scopul circuitului S/M este de a întrerupe bucla de reacție pe toată durata semnalului util și furnizarea la intrarea multi-

tilogarithmare semnalul obținut este proporțional cu pătratul semnalului aplicat la intrare. Factorul de scară a circuitului este comandat de rezistența variabilă din montaj.

Circuitul de agantionare și memorare din buclă elimină distorsionarea amplitudinii impulsurilor utile datorată acțiunii buclei. Apariția unui impuls util determină în lipsa circuitului S/M micșorarea amplificării multipliatorului datorită creșterii tensiunii la intrare-

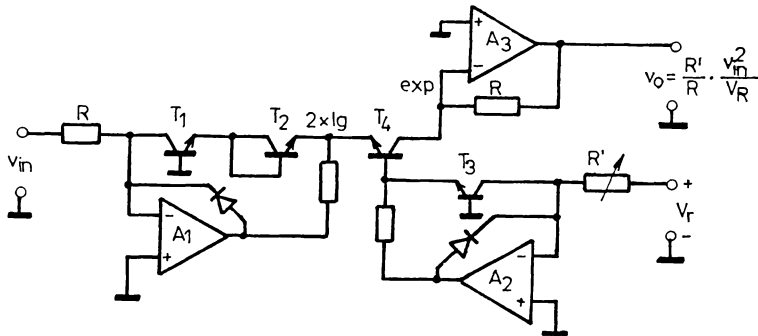


Fig.6.4. Scheme electrică a circuitului de ridicare la pătrat plicătorului a tensiunii de comandă anterioare. În acest scop circuitul S/M se găsește în absența semnalului util în starea de urmărire, trecerea se în memorare fiind făcută la comanda detectorului de durată a impulsului util. În acest interval de timp valoarea tensiunii de comandă memorată V_1 se citește de către microprocesor în scopul stabilirii amplificației montajului.

La terminarea impulsului util bucla de reglaj se închide, avînd nevoie de un anumit interval de timp pentru a stinge echili-

brul. Minimizarea ac stui timp mort al blocului se face prin alegerea adecvată a constantei de timp CR a integratorului. Ca precauție suplimentară reînchiderea buclei se face odată cu terminarea impulsului util, înainte ca blocul să fie resetat de unitatea centrală. Se poate astfel alege timpul mort datorat echilibrării buclei încât să se încadreze în timpul mort dat de operațiile executate de unitatea centrală în scopul prelucrării informației recepționate.

Detecția semnalului util se face în schema din fig.6.2 de către comparatoarele C_1 și C_2 în raport cu pragurile fixe de tensiune $\frac{V_p}{2}$ și V_p . Este evident că dacă bucla de reglaj a amplificării este închisă, atunci pentru că nivelul de zgomot la intrarea comparatoarelor este menținut constant, se realizează detecția semnalului util cu prag variabil, depinzând de nivelul zgomotului. Circuitele logice care sînt comandate de cele două comparatoare servesc la determinarea parametrilor temporali ai semnalului: "START", S - momentul de apariție; "STOP", ST - momentul terminării semnalului; "DURATA FRONT"-ului, DF; "DURATA IMPULS"-ului, DI. Semnalele care anunță recepția unui nou impuls util S și ST rămîn stabile pînă la resetarea din exterior a blocului.

Determinarea amplitudinii maxime a impulsului de BA se realizează într-un detector de vîrf (fig.6.5). Validarea funcționării acestuia și a aplicării semnalului la intrarea sa se face numai pe durata semnalului util. Se urmărește în acest fel înlăturarea memorării de către detector a unor eventuale perturbații. Odată transmisă tensiunea memorată a maximumului, valoarea ei este anulată de

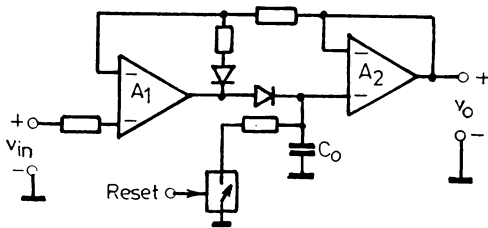


Fig.6.5. Schema electrică a detectorului de vîrf

comanda Reset ce determină descărcarea condensatorului de memorare. Schema aleasă are avantaje față de cea descrisă în /CA-76/ întrucît intervalul de timp pe care se determină maximumul tensiunii este dat chiar de durata semnalului util, nefiind fixat de utilizator.

6.2.2. Blocul de măsurări temporale - B.M.T

Măsurarea caracteristicilor temporale ale evenimentelor de BA se face în blocul B.M.T. Semnalele de intrare se primesc de la toate cele 8 blocuri de prelucrare analogică BDLA sub formă de semnale logice: S_1-S_8 , ST_1-ST_8 , DF_1-DF_8 și DI_1-DI_8 . Ele indică: S_1-S_8 - momentul apariției semnalului util pe canal ; -

St_1-St_3 - momentul terminării impulsului de EA, DF_1-DF_3 - durate frontului crescător al impulsului, DI_1-DI_3 - durata impulsului.

Numărătoarele blocului sînt conectate drept periferice ale sistemului cu microprocesor 830-00. În consecință, valorile măsurate ale intervalelor și duratelor de timp sînt transferate acestuia.

Implementarea prezentată are avantajul că nu implică intervenția microprocesorului în procesul de măsurare a parametrilor temporali. Se folosește în acest scop sistemul de întreruperi care seționează unitatea centrală numai după ce evenimentul de EA s-a terminat. Toate informațiile temporale culese relativ la evenimentul încheiat sînt disponibile pentru a fi preluate de microsistem. Prin această abordare microprocesorul este degrevat de obligația supravegherii celorlalte canale, timpul cîștigat putînd fi utilizat în vederea unei mai bune prelucrări prin program a informațiilor. De asemenea și timpul mort al sistemului relativ la recepția unui eveniment de EA se reduce.

Precizia cu care sînt măsurate duratele de timp este determinată la nivelul blocului de frecvențe de tact utilizat: 1 MHz. Considerînd drept viteză medie de propagare a undelor în rocă valoarea de 5000 m/s rezultă că precizia localizării surselor de EA este mai bună de 1 cm.

O creștere suplimentară a preciziei determinării momentului de sosire a semnalului acustic se obține așa după cum s-a demonstrat în paragraful 3.5.3. prin metoda determinării timpului de sosire cu prag dublu. Utilizarea comparării nivelului semnalului util cu două praguri de tensiune $\frac{V_D}{2}$ și V_D în blocul BDKA permite calculul de către microprocesor pe baza valorilor S_1 și DF_1 a momentului exact al sosirii undei la traductor, T_1 :

$$T_1 = S_1 - DF_1. \quad (6.2)$$

Principiul metodei de determinare a timpului de sosire cu două praguri este reamintit în fig.6.6.

Schema de principiu precum și conexiunile exterioare ale blocului de măsurare temporale este prezentată în fig.6.7. Fiecărui canal analogic îi este rezervat cîte un circuit integrat 8253 ce conține 3 numărătoare programabile de 16 biți. Numărînd la frecvența de 1 MHz cîtă vreme semnalele aplicate pe intrările GATE o permit ele păstrează pînă la intervenția microprocesorului valorile măsurate: S_1 , DF_1 , DT_1 . Un al nouălea modul numărătoare 8253-0 folo-

sește două canale de numărare : 0 și 1 pentru implementarea unui ceas în timp real ce permite determinarea de către microsistem a

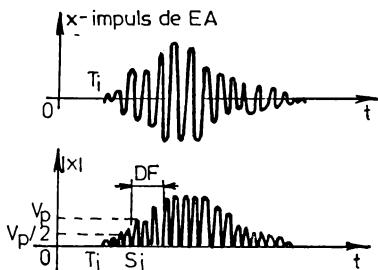


Fig.6.6. Metoda cu două praguri de determinare a timpului de sosire

momentului absolut de timp al producerii evenimentului de EA. Cel de-al treilea canal al circuitului 8253-0 stabilește pe baza valorii maxime posibile a DTS a semnelului acustic la rețeaua de traductoare, o limită a timpului de măsurare dedicat unui eveniment de EA. Depășirea pragului pe oricare din cele 3 canale analogice declanșează contorizarea pe acest canal

După scurgerea timpului prescris, ieșirea numărătorului OUT2 va acționa microprocesorul prin intermediul sistemului de întreruperi.

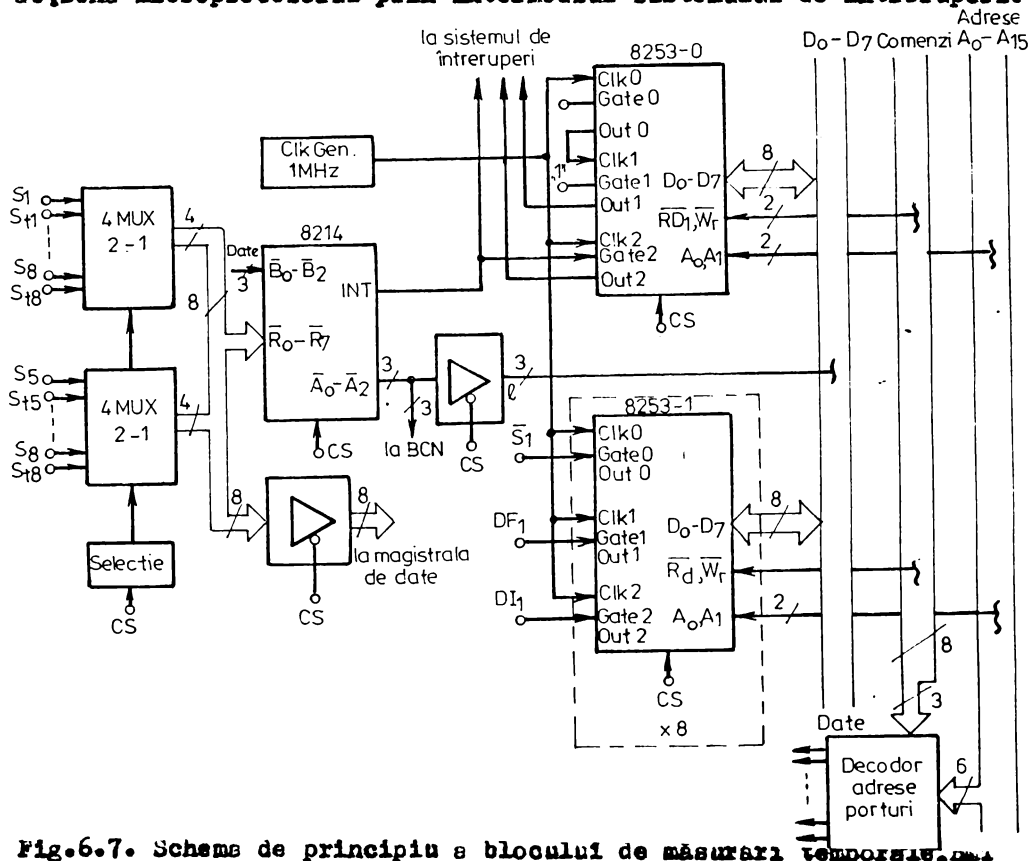


Fig.6.7. Schema de principiu a blocului de măsurare timpurie.

280 va prelua, în continuare parametri mășurați și va emite semnale de RESET corespunzătoare, pregătind astfel sistemul pentru re-

cepție următorului eveniment. Se reduce, în consecință mult timpul mort al sistemului.

Circuitul 8214 controlor de întreruperi cu 8 nivele este utilizat atât pentru a avertiza microprocesorul utilizând sistemul de întreruperi, cât și pentru a porni contorizarea pe canalul 2 a numărătorului 8253-0 atunci când un nou eveniment de EA a fost detectat pe vreunul din cele 8 canale analogice. Fiind acționat de cele 8 semnale START S_i furnizate de BDLA el memorează pe ieșirile A_0-A_2 numărul canalului analogic care a recepționat primul eveniment, astfel încât microsistemul să poată dispune de această informație.

Un port tri-state conectat direct pe magistrala de date a microsistemului oferă acestuia posibilitatea de a citi la orice moment "starea logică a tuturor celor 16 semnale START, S_i și STOP, ST_i .

6.2.3. Blocul de conversie numerică - BCN

Scopul blocului este de a prelua valorile parametrilor analogici, amplitudine și energie furnizate de cele 8 canale analogice ale sistemului, să asigure conversia lor numerică oferind informațiile astfel convertite microsistemului.

De fapt măsurarea energiei conținute într-un semnal de EA se realizează în BCN unde se face integrarea numerică a pătratului

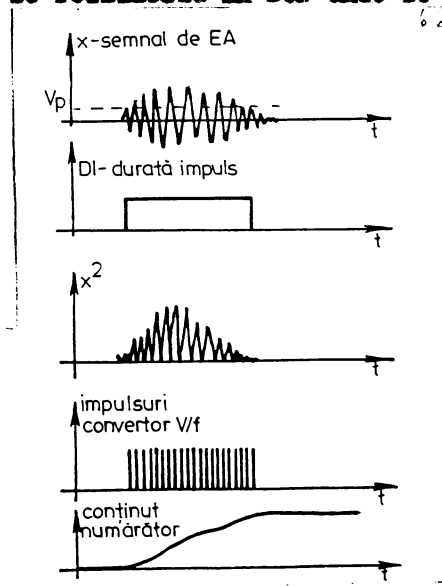
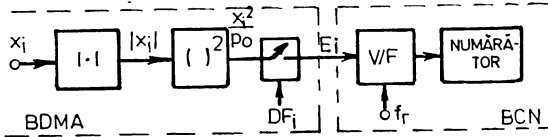


Fig.6.8.Principial măsurării energiei prin integrare numerică

semnalului util așa cum se prezintă în fig.6.8. Semnalul proporțional cu pătratul tensiunii impulsului util și care este furnizat de BDLA se aplică la intrarea unui convertor de precizie tensiune/frecvență. Numărul total de impulsuri furnizate de acesta reprezintă de fapt integrala realizată pe durata impulsului util a pătratului semnalului. Ele sînt contabilizate într-un numărător, astfel că la sfîrșit el va conține un număr proporțional cu energia semnalului util.

Schema de principiu a măsurării energiei prin integrare nume-

rică este prezentată în fig.6.9, principial fiind utilizat și cu alte ocazii /CA-802/. Convertorul tensiune-frecvență este realizat după schema prezentată în /CA-801/.



sat după schema prezentată în /CA-801/.

Fig.6.9. Schemă de principiu a măsurării numerice a energiei impulsurilor de EA

Intrusit domeniul dinamic de variație al tensiunilor furnizate de blocurile de prelucrare analogică este de aproximativ 40 dB convertorul analog/numeric dedicat conversiei lor are 8 biți. O dinamică mai largă are energia și prin urmare numărătorul dedicat integrării numerice are 16 biți.

gică este de aproximativ 40 dB convertorul analog/numeric dedicat conversiei lor are 8 biți. O dinamică mai largă are energia și prin urmare numărătorul dedicat integrării numerice are 16 biți.

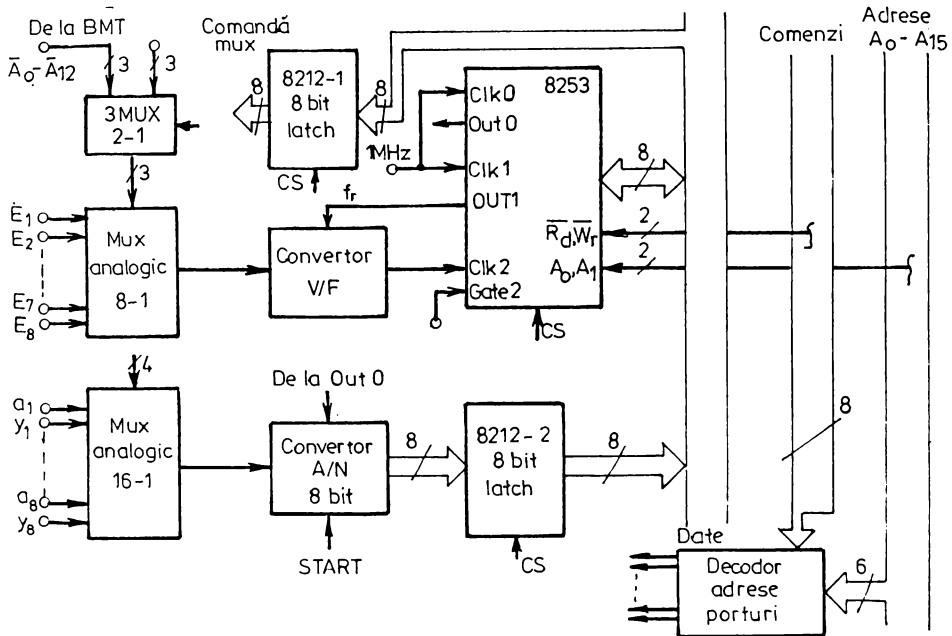


Fig.6.10. Schemă de principiu a blocului de conversie numerică - BCN

Schemă bloc a BCN prezentată în fig.6.10 evidențiază principalele celule componente ale blocului: convertorul V/F pentru măsurarea energiei și convertorul A-N pentru conversia tensiunilor analogice împreună cu modalitatea de conectare a lor la sursele de semnal analogic și la magistralele microsistemului. Cele 16 tensiuni analogice ce reprezintă valorile de vîrf detectate, a_i și amplificările, y_i a celor 8 canale analogice se aplică prin intermediul unui multiplexor analogic comandat de latch-ul de 8 biți 8212-1. Sub comanda microsistemului, una din cele 16 tensiuni analogice este aplicată la intrarea convertorului iar valoarea convertită este memorată în latch-ul 8212-2.

In cursul unui eveniment de EA doar pe ieşirea unuia din cele 8 canale analogice se efectuează măsurarea energiei. Pentru ea aceste să corespundă traductorului cel mai apropiat de sursă, deci primului canal care detectează evenimentul. multiplexorul analogic cu 8 intrări corespunzător canalului de măsurare a energiei este acţionat de ieşirile blocului de măsurări temporale BMT, A_0-A_2 care codifică numărul respectivului canal.

Una din celulele numărătorului programabil 8253 se foloseşte pentru realizarea integrării numerice a energiei. Celelalte două celule sînt folosite pentru generarea frecvenţelor de tact necesare celor două blocuri de conversie. Utilizarea numărătorului 8253 uşurează preluarea de către microsystem a valorii măsurate a energiei.

6.3. Pachet de programe de localizare a evenimentelor de emisie acustică

S-a realizat un pachet de programe scrise în limbajul FORTRAN IV pe calculatorul INDEPENDENT-102F, ce permit localizarea surselor de EA prin cele 4 metode de localizare prezentate în capitolul 4 : metodele de localizare seismică şi estimativă (paragrafele 4.3.2 şi 4.4.1) - rutina BLAKE, metode de localizare iterativă Gauss-Newton (paragraful 4.4.2); - rutina GANEW şi metode de localizare geometric-iterativă (paragraful 4.4.3) - rutina GEOMIT.

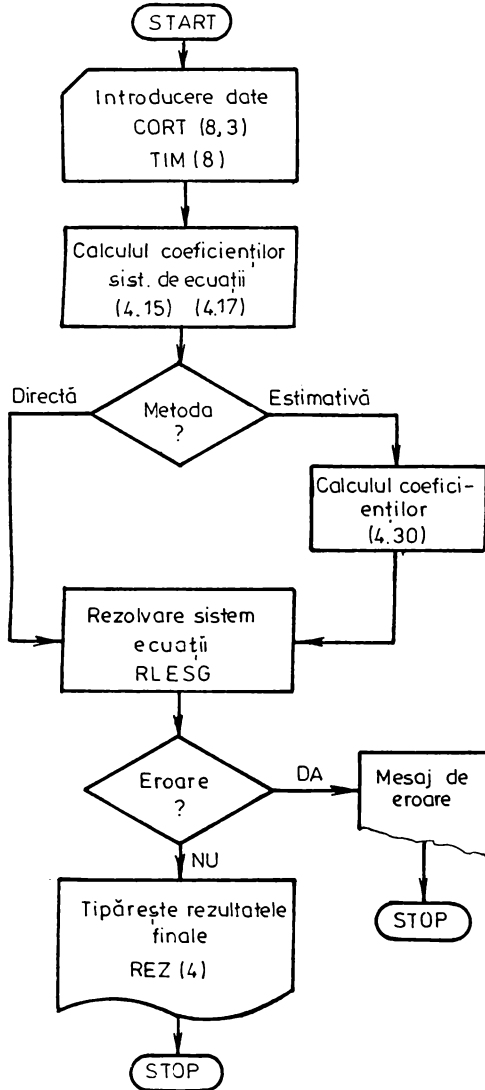
Cele trei programe au fost astfel concepute încît au acelaşi set de date de intrare şi de ieşire : tablourile CORT(3.3) şi TIM(8) conţinînd coordonatele traductoarelor reţelei şi timpii de sosire a undei la acestea, tabloul REZ(4) ce conţine rezultatele localizării (coordonatele X,Y,Z şi viteza undei V). Apariţia unei eventuale erori în procesul de determinare a coordonatelor sursei este semnalată prin modificarea valorii variabilei întregi IR.

Modalitatea unitară de realizare a acestor 3 programe permite incorporarea lor, indiferent de metoda aleasă în programe mai complexe de supraveghere prin emisie acustică, în anexa II ele constituie subrutine ale programului LOCAL.

6.3.1. Subrutina BLAKE

Ordinograma programului de localizare este prezentată în figura 6.1. Variabila alfanumerică A stabileşte tipul metodei de

localizare utilizate. Dacă A-D' atunci se utilizează metoda seismică iar dacă A= 'E' se folosește metoda estimativă. În ambele situații după calculul și normalizarea coeficienților și termenilor liberi sistemul linear de 4 ecuații cu 4 necunoscute se rezolvă utilizând subrutina standard RLESG din biblioteca matematică a sistemului. În cazul în care sistemul de ecuații liniare este incompatibil sau soluțiile obținute nu sînt fizic realizabile (pătratul vitezei este negativ) se modifică valoarea variabilei IR și se tipărește un mesaj de eroare.



patibil sau soluțiile obținute nu sînt fizic realizabile (pătratul vitezei este negativ) se modifică valoarea variabilei IR și se tipărește un mesaj de eroare.

În cazul localizării prin metoda directă sînt utilizate informațiile furnizate de 6 traductoare pe eînd în cazul metodei ^{estimative} se utilizează toate cele 8 traductoare ale rețelei. Din această cauză precizia localizării în cazul metodei estimative este mai bună.

6.3.2. Subrutinele GANBW și GEOMIT

Ambele programe determină coordonatele sursei iterativ. Se pornește de la o estimare inițială a parametrilor sursei (coordonate X,Y,Z, momentul producerii evenimentului, viteza undei) care se îmbunătățește prin fiecare iterație, urmărindu-se mi-

6.11. Ordinograma programului BLAKE

minimizarea diferenței dintre timpii de sosire a undei acustice la traductori și timpii de sosire calculați pe baza coordonatelor estimate ale sursei.

Cele două programe implementează metodele de localizare iterative : Gauss-Newton (GAMBW) și geometria iterativă (GEOBIT) prezentate în capitolul 4. În cazul GAMBW prin rezolvarea unui sistem de ecuații liniare (4.46) se determină pornind de la valorile curente, noile valori ale celor 5 parametri și sursei, pe fiind în cazul GEOBIT singurul parametru care se modifică pe baza valorilor anterioare este viteza undei. Noile valori ale restului parametrilor se obțin, de asemenea, prin rezolvarea unui sistem de ecuații liniare. De remarcat avantajul metodei geometric-iterative care nu necesită recalcularea la fiecare iterație a tuturor parametrilor sistemului de ecuații.

Fiecare din cele două subrutine folosește informații furnizate de 6 din cele 8 traductoare ale rețelei. Deși, după cum s-a precizat în paragraful 4.4.3 metoda geometric-iterativă poate fi aplicată și unui sistem de 5 traductoare, în scopul creșterii preciziei localizării se preferă rezolvarea unui sistem de ecuații prin estimare ceea ce necesită creșterea numărului traductoarelor utilizate.

Intrucât s-a dorit realizarea unei comparații între diferitele metode din punct de vedere a preciziei de realizare a localizării (programul LOCAL) implementarea celor două metode iterative a avut în vedere obținerea unui minim al diferențelor între timpii de sosire calculați și cei măsurati. Din acest motiv iterațiile continuă, în limitele unui număr de iterații maxime impus ($ITERAK=50$), până în momentul în care diferența calculată (variabila CRIT) atinge un maxim local. Rezultatele obținute sînt validate numai dacă CRIT este mai mic decît o valoare impusă inițial ($EPS= 1.10^{-5}$) echivalentă unei distanțe de aprox. 5m între sursa reală și cea calculată.

Avînd în vedere similitudinea între cele două metode de localizare implementate în fig.6.12 se prezintă numai ordinograma programului GEOBIT.

6.3.3. Programul LOCAL de evaluare a calității unui sistem de localizare și de comparare a performanțelor metodelor de localizare

În vederea comparării performanțelor celor 4 metode de localizare a surselor de emisie acustică s-a conceput programul de calcul LOCAL care permite simularea pe calculator a condițiilor

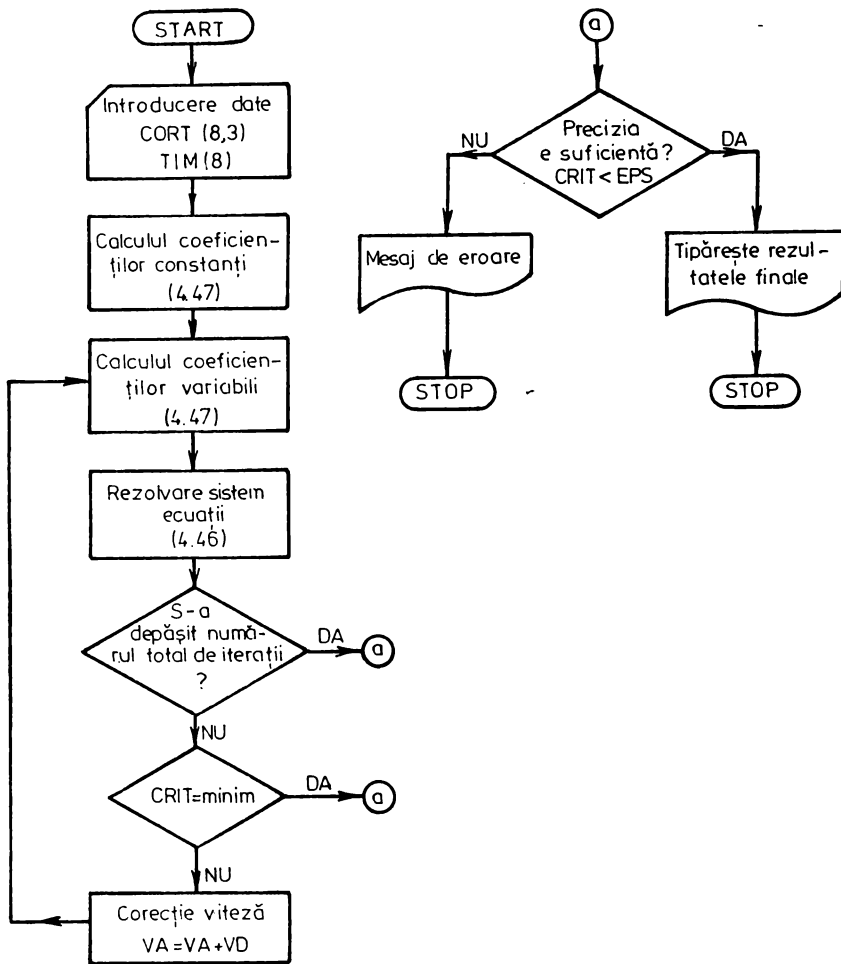


Fig.6.12. Ordinegramei programului GLOBIT

rețele în care se efectuează procesul de localizare. Pornind de la rezultatele obținute se poate alege pentru o anumită configurație de plasare a traductoarelor de EA în teren și anumite dimensiuni ale regiunii supravegheate prin EA, metoda de localizare cea mai adecvată din punct de vedere a preciziei localizării. De asemenea prin programul LOCAL poate fi determinată pentru o anumită dependență dintre anizotropia câmpului de viteze acustice în material sau erorile tehnice de măsurare a DTS și precizia de localizare a sursei de EA. Programul LOCAL permite determinarea unei

relații între coordonatele sursei și ale traductoarelor și erorile care intervin în procesul de localizare a sursei situate în poziția dată. Se poate, prin urmare, utilizând acest program să se modifice astfel plasarea traductoarelor în teren încât eroarea de localizare pe tot demeniul specificat să se încadreze în niște limite impuse.

Simularea condițiilor reale de propagare a undelor acustice în materiale se face în programul LOCAL printr-o metodă Monte-Carlo. Astfel, având în vedere anizotropia câmpului de viteze în mediu, ce determină viteze diferite de propagare a undei pe diverse direcții, se utilizează pentru calculul timpilor de propagare a undei acustice de la sursă la traductorii rețelei valori aleatoare ale vitezei de propagare repartizate normal în jurul valorii nominale ale acestora. Generarea acestor valori se face utilizând subrutina GAUSS din biblioteca matematică a calculatorului. Valoarea deviației standard S a distribuției vitezei de propagare poate fi stabilită de utilizator.

Programul LOCAL permite simularea erorilor care apar în procesul de măsurare a DTS la traductoare. Se are în vedere faptul că unda primară, ce are cea mai mare viteză de propagare și care ajunge prima la traductor, este de amplitudine redusă și nu poate întotdeauna declanșa sistemul de măsurare a DTS. Acesta poate fi în schimb declanșat de replicile care urmează undei primare: unda longitudinală sau reflexii ale acestora. Drept urmare, pe unele canale declanșarea măsurării timpului de sosire se face cu întârziere față de momentul de sosire a undei directe în timp ce pe altele aceasta se face corect. Pentru că între viteza undei transverse și cea a undei longitudinale se păstrează un raport constant programul LOCAL adaugă în mod aleator la timpul de propagare a undei acustice calculați pentru traductoarele rețelei, o fracțiune constantă din valoarea lor. Decizia dacă timpul de sosire la un anumit traductor va fi sau nu alterat prin această procedură se face prin subrutina RAND din biblioteca matematică a calculatorului care generează o distribuție uniformă. Prin programul LOCAL utilizatorul stabilește doi parametri referitori la calitatea măsurării DTS : nivelul de încredere în măsurarea exactă a acestora RIV și gradul de alterare a DTS nominale, PC.

Pentru a obține o imagine statistică cât mai corectă a procesului de localizare cele două proceduri se reiau de un număr cât mai mare de ori (în general 100) pentru o anumită poziție a

sursei de RA. Fiecare set de timpi de sosire format pentru punctul considerat servește la o determinare a coordonatelor sursei prin metodele stabilite de utilizator. Se obține pentru fiecare din metode un șir de valori reprezentând coordonatele sursei : λ, Y, Z, V . Calitatea localizării referitoare la punctul considerat se obține prin prelucrarea statistică a acestor rezultate. Se face astfel pe toate localizările corecte efectuate, relativ la plasarea sursei în punctul considerat, media coordonatelor sursei, λ, Y, Z, V și media distanței între sursă localizată și cea reală. Calitatea metodei de localizare aplicate este relevată de apropierea valorilor mediate ale coordonatelor localizate de cele reale ale sursei.

Un alt parametru concludent relativ la precizia localizării determinat în programul LOCAL este abaterea standard (rădăcina pătrată a abaterii medii pătratice) a coordonatelor sursei. Este evident că, relativ la o poziție ipotetică a sursei, localizarea se va face cu atât mai corect cu cât valorile medii dînt mai apropiate de cele reale iar abaterea standard este mai redusă. Referitor la procedura de variație aleatoare a vitezelor de propagare abaterea standard a coordonatelor sursei și a distanței dintre sursa reală și cea localizată reprezintă, deocî este realizată pe un număr mare de localizări, erorile medii așteptate la realizarea localizării în cazul efectuării acesteia într-un câmp variabil de viteză.

Pe baza valorilor obținute prin programul LOCAL ale coordonatelor medii ^{ale} sursei și abaterilor standard care afectează măsurarea acestora se poate defini, utilizînd o abordare statistică pentru un anumit nivel de încredere acceptat, elipsoidul din spațiul tridimensional în care se află plasată sursa de RA ce a dat DTS măsurate într-o situație reală /GO-78/.

Procedura prezentată de calcul este reluată prin programul LOCAL în toate punctele plasate în nodurile unui paralelipiped drept a cărui dimensiuni sînt fixate prin program. Numărul acestor noduri pe o direcție a axelor de coordonate este de asemenea fixat prin program. Drept urmare, o rulare completă a acestui program, pentru un anumit domeniu de supraveghere prin RA și o anumită plasare a traductoarelor, oferă o imagine concludentă a preciziei localizării în funcție de coordonatele sursei de RA.

6.3.4. Studiul comparativ al performanțelor metodelor de localizare

Utilizînd programul LOCAL s-a întreprins o evaluare comparativă a performanțelor celor 4 metode de localizare implementate

prin program simulând condiții reale de realizare a localizării prin utilizarea unui câmp de viteze de propagare elastice.

S-a considerat o rețea de 8 traductoare având coordonatele prezentate în tabelul 6.1. În cazul metodelor geometrică, Gauss-Newton și geometric-iterativă se utilizează pentru localizarea primelor 6 traductoare, iar metoda estimativă folosește toate cele 8 traductoare ale rețelei.

Compararea celor 4 metode s-a realizat pentru un număr de 125 poziții ale sursei de EA plasate în nodurile echidistante ale unei rețele spațiale situate în spațiul de localizare între coordonatele : X(75 → 125 m), Y(75 → 125 m) și Z(-500- 100 m). Distanța între punctele rețelei este de 125 m după toate direcțiile.

Calculul timpilor de propagare a undei acustice de la sursa de EA la traductoarele rețelei s-a făcut utilizând o distribuție normală pentru viteza de propagare. Se simulează astfel realizarea localizării în condițiile unui câmp de viteze în material, anizotrop și elastic. Valoarea medie a vitezei este de 5000 m/s iar abaterea standard relativă de c.01.

Tabel 6.1

Coordonatele rețelei utilizate la testarea metodelor de localizare în metri .

Traduc-tor	X	Y	Z
1	0	0	0
2	-5	203	5
3	215	87	-75
4	170	-25	-18
5	92	217	-143
6	201	185	-2
7	-14	127	-108
8	107	14	-39

Utilizând regula celor 3σ rezultă că viteza de propagare variază, de la traductor la traductor, între limitele 4850 m/s și 5150 m/s cu o probabilitate mai mare de 99%.

Pentru un set de timpi de propagare aferent unui punct din nodurile rețelei spațiale se determină prin cele 4 metode coordonatele sursei de semnal acustic. Această operațiune s-a efectuat de 25 ori pentru fiecare punct al rețelei spațiale. Setul de rezul-

tate obținute s-a prelucrat statistic, așa după cum s-a arătat în paragraful precedent. Rezultatele obținute sînt prezentate sintetic în tabelul 6.2.

Significația notațiilor utilizate în tablou este următoarea :

- N - număr total de localizări încercate (= 25 x număr puncte de localizare)

- L - număr total de localizări realizate cu succes

- % - procentaj de reușită (L/N)

- $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z$ - abateri standard ale valorilor coordonatelor

x, y, z ale surselor localizate relativ la un punct al rețelei spațiale situată în planul de localizare :

$$\sigma_x^2 = \sum_{k=1}^L (x_k - \bar{x})^2 \text{ unde } \bar{x} = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L x_k \text{ ș.a.m.d.}$$

- $\sigma_{x\min}, \sigma_{y\min}, \sigma_{z\min}$ ($\sigma_{x\max}, \sigma_{y\max}, \sigma_{z\max}$) - valorile minime (maxime) ale abaterilor standard $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z$, determinate pe toate punctele de localizare

- $\bar{\sigma}_x, \bar{\sigma}_y, \bar{\sigma}_z$ - valoarea medie a abaterilor standard realizată pe toate punctele de localizare (k) :

$$\bar{\sigma}_x = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \sigma_i \text{ ș.a.m.d.}$$

- \bar{D} - valoare medie a distanței între sursa exactă (x_0, y_0, z_0) și sursa localizată (x, y, z)

$$\bar{D} = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L \sqrt{(x_0 - x_k)^2 + (y_0 - y_k)^2 + (z_0 - z_k)^2}$$

- $D_{\min}, D_{\max}, \bar{D}$ - valorile minime, maxime, respectiv medii a parametrului D pe toate punctele de localizare :

$$\bar{D} = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k D_i$$

Tabel 6.2. Rezultate ale testării metodelor de localizare

Nr. crt.	Metode	N	L	%	$\bar{\sigma}_x$ [m]	$\sigma_{x\min}$ [m]	$\sigma_{x\max}$ [m]	$\bar{\sigma}_y$ [m]	$\sigma_{y\min}$ [m]	$\sigma_{y\max}$ [m]
1.	Geometrică	3125	2434	77,9	13,12	0,99	138,17	18,03	1,33	231,53
2.	Estimativă	3125	2784	89,1	3,23	1,08	15,14	3,20	1,05	17,94
3.	Gauss-Newton	3125	3125	100	2,99	0,83	7,39	2,52	1,15	4,56
4.	Geometric-iterativă	3125	3125	100	3,27	1,06	9,68	3,09	1,18	7,11

Tabelul evidențiază pregnant calitățile metodelor de localizare iterative (Gauss-Newton și geometric-iterativă) în raport cu metodele de localizare directă. Se remarcă, pentru început, faptul

Nr. ort.	\bar{G}_z [m]	G_{zmin} [m]	G_{zmax} [m]	\bar{D} [m]	D_{min} [m]	D_{max} [m]
1.	56,41	1,83	1444,5	32,97	3,10	525,99
2.	8,80	2,00	87,12	8,61	2,68	51,47
3.	5,11	1,93	10,00	5,61	2,77	10,32
4.	5,44	2,01	10,21	6,06	3,02	11,23

că toate localizările realizate iterativ s-au încheiat cu succes spre deosebire de metodele directe în care în aproximativ 20 respectiv 10% din cazuri nu s-au obținut rezultate. De altfel, pentru puncte izolate din regiunea cercetată procentajul de localizări corecte a fost chiar mult mai mic (24% pentru metoda geometrică în punctul de coordonate 125; 125 - 62,5; și 48% pentru metoda estimativă în punctul 87,5; 87,5 - 75). Apoi, variațiile valorilor coordonatelor obținute prin metodele iterative sînt mult reduse față de aceeași parametri calculați prin metodele directe. Se constată, în cazul abaterilor standard o bună centrare a valorilor obținute în cazul ultimelor două metode ceea ce ne permite, la un nivel ridicat de încredere, să stabilim pentru întreg domeniul de localizare considerat, limitele între care se situează sursele localizate. Acest lucru se poate face pe baza coordonatelor obținute prin localizare și a abaterilor standard determinate prin programul LOCAL.

În acest context, metoda geometric-iterativă propusă în această lucrare se dovedește net superioară metodelor de localizare directă și puțin inferioară metodei de localizare Gauss-Newton. Avînd în vedere și avantajele deja subliniate : număr minim de traducătoare și volum redus de calcul, metoda se dovedește pe deplin competitivă în problemele de localizare a surselor de EA.

Capitolul 7

CONCLUZII SI CONTRIBUTII

7.1. Concluzii și direcții de cercetare în continuare

Emisia acustică s-a impus în ultimii ani ca o metodă de testare a integrității structurilor mecanice supuse solicitărilor cu distincte avantaje și trăsături caracteristice. Eficiența aplicării ei în practică s-a dovedit pînă în momentul de față scăzută pentru că varietatea situațiilor în care metoda a fost aplicată, varietatea aparaturii și procedeele de măsurare utilizate au făcut practic imposibile extragerea de concluzii cu caracter generalizator. Realizarea de aparatură electronică dedicată acestei metode de testare pornind de la caracteristicile semnalului acustic util reprezintă, în consecință o direcție de dezvoltare pe care se înscrie și această lucrare. Ea este rodul unor cercetări întreprinse pe durata a mai multor ani și care s-au concretizat în realizarea primei aparaturi electronice realizate în țară destinată recepționării, detectării și înregistrării semnalelor de emisie acustică din structuri geologice.

Primul capitol al lucrării face o trecere în revistă a cunoștințelor actuale referitoare la caracteristicile semnalelor de emisie acustică, la procedeele utilizate în prezent pentru caracterizarea acestuia. Se prezintă realizări de aparatură electronică în domeniu și se evidențiază gama largă de aplicații ale metodei. Rezultă că stabilirea gradului de solicitare a unei structuri mecanice prin emisie acustică este o problemă care ține atât de metodele de caracterizare cît și de aparatură electronică utilizată.

Cunoașterea mecanismelor de producere a emisiei acustice în structuri geologice conduce la stabilirea în capitolul 2 a unui model simplificat al sursei de emisie acustică considerată ca o variație bruscă a presiunii interne în material pe conturul unei sfere de diametru egal cu cel al defectului. Pornind de la acest model și pe baza ecuațiilor de propagare a undelor într-un mediu elastic se obține descrierea semnalului de EA printr-o sinusoidă

amortizată, element important în realizarea canalelor de amplificare electronică a semnalului de emisie acustică.

Studiul propagării undelor elastice de emisie acustică în medii absorbante conduce la determinarea a încă unei caracteristici importante a fenomenului care se manifestă prin deplasarea aparentă a frecvenței principale din spectrul semnalului captat, odată cu creșterea distanței de propagare a undei. Două concluzii importante derivă din această observație. Prima se referă la faptul că studiul caracteristicilor spectrale ale semnalului recepționat nu poate prezenta interes decât în măsura în care ele sînt corectate potrivit distanței sursă-traductor. În al doilea rînd pornind de la modelul adoptat de atenuare s-a stabilit, în funcție de frecvența semnalului recepționat de traductor, distanțele maxime sursă-traductor ce permit detecția sau localizarea sursei de semnal acustic.

Semnalele de emisie acustică se prezintă la intrarea blocului de detecție ca o succesiune de semnale de tip impulsiv de formă și amplitudini diverse, de variate intervale de timp între două semnale. Prin urmare, studiul caracteristicilor statistice ale acestuia este important atît pentru caracterizarea fenomenului cît și în stabilirea unor structuri optime de receptoare-detectoare. Abordarea statistică întreprinsă în capitolul 2 relevă caracterul poissonian al fluxului de semnale utile și faptul că distribuția amplitudinii impulsurilor se face după o lege de putere.

Recepționat pe fondul unui zgomot continuu presupus gaussian și alb datorat zgomotelor etajelor de amplificare electronică și zgomotului acustic perturbator, semnalul util datorat emisie acustice trebuie detectat și măsurat. În capitolul 3, pe baza teoriei clasice a detecției și estimării, sînt stabilite modelități optime de prelucrare a semnalului.

Aplicabilitatea metodelor clasice de detecție a semnalelor este limitată în cazul emisie acustice, date fiind variațiile importante pe care semnalul util le prezintă. Metoda uzuală de detecție prin compararea nivelului semnalului cu un prag fix sau determinat de zgomotul continuu pe canal se remarcă prin simplitate și robustețe. În lucrare sînt determinate printr-o tratare originală caracteristicile de lucru ale receptorului în cazul acestui tip de detecție. Sînt furnizate astfel elemente necesare reglării optime a pragului de detecție.

Diferențele care există între semnalul util și restul semnalelor perturbatoare care apar la ieșirea receptorului de emisie

acustică ne-au determinat să propunem alte două proceduri de detecție : detecția energetică și în durată. Performanțele acestor două noi proceduri relevă o mare robustețe la variațiile formei semnalului și a nivelului zgomotului de tip continuu. Utilizarea lor împreună cu metoda uzuală de detecție asigură, după cum se relevă în lucrare, o valoare minimă a probabilității de alarmă falsă.

Amplitudinea semnalului util reprezintă o măsură importantă a evenimentului de emisie acustică. Modificarea formei impulsului util, caracteristicile temporale ale fluxului de semnale de emisie acustică, nivelul și tipul zgomotului perturbator de pe canalul de recepție influențează valbarea măsurată a amplitudinii. Este stabilită, prin urmare o structură de filtru optimal care asigură erori minime la măsurarea amplitudinii.

Realizarea unei precizii înalte la măsurarea timpului de sosire a undei la traductor permite o localizare exactă a sursei de semnal acustic. După ce se determină performanțele procedurii de măsurare uzuale este propusă o nouă metodă de măsurare : metoda cu dublu prag. Performanțele acestei metode, evident superioare celei uzuale asigură eliminarea influenței amplitudinii variabile a semnalelor recepționate asupra estimării momentului sau de sosire.

Determinarea poziției sursei semnalului de emisie acustică reprezintă unul din cele mai importante av. antaje ale metodei. Localizarea presupune instalarea unei rețele de traductoare în zona supravegheată deservite de o instalație electronică multicanal capabilă să măsoare diferențele de timp de sosire a undei la traductoarele rețelei și un calculator electronic pentru calculul pe bazele acestora a coordonatelor sursei. O atenție deosebită a fost acordată în capitolul 4 al lucrării procedurilor de localizare exactă : geometrică, estimativă și iterativă. Este propusă o nouă metodă de localizare denumită geometrie-iterativă, ce îmbină modalități de calcul cunoscute. Avantajele noii metode constau în reducerea numărului de traductoare necesare localizării, creșterea vitezei de calcul, preciziei.

Utilizarea localizării adaugă o nouă dimensiune problemei detecției semnalelor utile. Pornind de la această observație, ultimul paragraf al capitolului 4 stabilește condițiile optime de utilizare a unei aparaturi electronice complexe de detecție și localizare a evenimentelor de emisie acustică în structuri geologice. Se au în vedere atât determinarea unui prag de detecție cât și a dimensiunilor rețelei. Abordarea statistică globală a procesului de detecție-localizare a evenimentelor de emisie acustică este originală.

Unele din rezultatele teoretice raportate în lucrare au fost aplicate prin realizarea unui sistem electronic multicanal de detecție și înregistrare a evenimentelor de emisie acustică. Descrierea elementelor și performanțelor sale se face în capitolul 5. Sistemul permite realizarea unei supravegheri de durată pe lo canale a activității de emisie acustică într-o structură geologică. Implementarea modalităților de detecție perfecționată a semnalului util : detecția cu prag variabil determinat de nivelul zgomotului continuu, detecția temporală, detecția energetică asigură o bună imunitate a detecției față de diverse artefacte.

Pentru a crește autonomia în exploatarea sistemului în condițiile practice ale utilizării în cariere de suprafață s-au realizat canale de detecție alimentate cu acumulatori care comunică informația de emisie acustică recepționată unei stații centrale prin intermediul radiotelefonului. Aceste stații satelit pot funcționa astfel în teren, timp îndelungat fără a necesita intervenția unui operator uman.

Aparatura electronică realizată s-a utilizat la efectuarea primelor cercetări în domeniu în țară de I.C.I.T.P.L.C.I.M. Deva în laboratoarele secției II București în carierele Călimanul Romănesc și Anina. Rezultatele obținute dintre care o parte sînt raportate în lucrare au demonstrat calitățile aparatului realizat.

Sistemul perfecționat de supraveghere prin emisie acustică prezentat în ultimul capitol reprezintă, desigur direcția de dezvoltare în continuare a cercetărilor în domeniu. El permite prin creșterea numărului de parametri măsurați ai semnalului de emisie acustică : amplitudine, energie, timpi de sosire, o caracterizare mai completă a fenomenului urmărit. Implicarea tehnicii de calcul asigură o bună prelucrare ulterioară a rezultatelor, prezentarea acestora în modalități optime astfel încît operatorul care-l utilizează să poată să extragă rapid concluziile care se impun. Au fost încercate o serie de componente ale sistemului, s-au realizat programe de localizare.

7.2. Contribuții

Obiectivele cercetării raportate în lucrare au constat în realizarea unei aparaturi electronice specializate de detecție și localizare a evenimentelor de emisie acustică pe baza unui studiu amănunțit a caracteristicilor acestui fenomen, a modalităților de prelucrare optimizată a semnalului acustic. S-a avut în vedere fap-

tul că aparatura funcționează în condiții grele de exploatare, influența acestora asupra semnalelor acustice recepționate.

În concordanță cu obiectivele declarate lucrarea cuprinde următoarele rezultate principale :

1. Prezentarea unitară a cauzelor și modalităților de manifestare a fenomenului de emisie acustică. Evidențierea posibilității utilizării acestuia la supravegherea stării de solicitare a unei structuri mecanice, cu precădere a structurilor geologice. Determinarea parametrilor semnificativi ai fenomenului, a modalităților de măsurare a acestora.

2. Realizarea unui model al procesului de generare și propagare a semnalului de emisie acustică. Relevarea influenței mediului de propagare asupra caracteristicilor semnalului recepționat.

3. Descrierea semnalului de emisie acustică recepționat ca o succesiune poissoniană de impulsuri de amplitudine aleatoare satisfăcând o lege de distribuție de putere, suprapus peste un zgomot staționar presupus alb și gaussian.

4. Stabilirea unor modalități optime și robuste de detecție a semnalului de emisie acustică pe baza caracteristicilor sale specifice : amplitudine, energie, durată. Determinarea performanțelor acestor proceduri de detecție.

5. Evaluarea performanțelor procedurilor de măsurare a amplitudinii și timpului de sosire a semnalului de emisie acustică determinate de caracteristicile fluxului de impulsuri și ale zgomotului staționar. Stabilirea unor modalități optime de măsurare a acestor doi parametri.

6. Analiza metodelor de localizare a surselor evenimentelor de emisie acustică, a limitelor lor de aplicabilitate. Realizarea unor noi procedee de localizare.

7. Descrierea statistică globală a procesului de detecție-localizare a evenimentelor de emisie acustică în vederea stabilirii caracteristicilor optime ale unui sistem electronic de detecție localizare.

8. Realizarea unui sistem electronic multicanal de detecție înregistrare a evenimentelor de emisie acustică în structuri geologice prevăzute cu posibilitatea teletransmiterii informației înregistrate la o stație de prelucrare în vederea supravegherii prin emisie acustică a stării de solicitare a taluzelor din exploatarea miniere de suprafață.

9. Descrierea componentelor unui sistem electronic perfecționat de detecție, localizare și măsurare a semnalelor de emisie acustică.

Contribuțiile originale ale autorului desprinse din aceste rezultate sînt :

1.1. Determinarea principalelor caracteristici ale fenomenului de emisie acustică, a influenței diverșilor factori: mecanism de producere, mediu de propagare, traductori, etc., asupra semnalului recepționat.

1.2. Evidențierea parametrilor semnificativi ai semnalului de emisie acustică recepționat ce permit utilizarea fenomenului la supravegherea stării de deformare a unei structuri mecanice solicitate și prognozarea evoluției ulterioare a acesteia.

2.1. Modelarea sursei de emisie acustică printr-o variație bruscă a presiunii pe circumferința unei sfere de dimensiune egală cu cea a defectului în material conduce la stabilirea formei semnalului recepționat de traductor ca o sinusoidă amortizată.

2.2. Evidențierea scăderii valorii frecvenței principale din spectrul semnalului de emisie acustică odată cu creșterea distanței de propagare a undei prin medii absorbente.

2.3. Determinarea teoretică a distanței maxime de detecție a undei de emisie acustică funcție de frecvența undei emise, deci de dimensiunile defectului în material.

3.1. Stabilirea descrierii statistice a procesului de emisie acustică ca modelitate principală de urmărire și controlare prin emisie acustică a proceselor de deformare.

3.2. Modelarea semnalului de emisie acustică recepționat ca o succesiune de evenimente independente ce satisfac legea lui Poisson.

3.3. Exprimarea funcției de distribuție statistică a amplitudinilor semnalului de emisie acustică printr-o lege de putere.

4.1. Stabilirea performanțelor detectoarelor uzuale de emisie acustică în condițiile adoptării pentru semnalul util a modelului statistic determinat.

4.2. Se propune utilizarea discriminării în durată pentru detecție semnalului util de emisie acustică și se determină condițiile și eficiența aplicării acesteia.

4.3. Determinarea performanțelor discriminării energetice în cazul semnalelor de emisie acustică ca mijloc eficient de detecție a semnalelor de formă și amplitudine necunoscută.

5.1. Stabilirea efectului caracteristicilor fluxului de impulsuri de emisie acustică asupra preciziei determinării amplitudinii acestora.

5.2. Determinarea caracteristicilor optime ale receptorului utilizat la măsurarea amplitudinii semnalelor de emisie acustică.

5.3. Descrierea procedurilor utilizate la măsurarea timpului de sosire a semnalului de emisie acustică la traductor și a cauzelor care determină erori în această măsurare.

5.4. Propunerea metodei cu prag dublu de determinare a timpului de sosire a semnalului de emisie acustică pentru reducerea erorilor la măsurare și stabilirea performanțelor metodei.

6.1. Studiul metodelor de localizare exactă a surselor de emisie acustică, stabilirea caracteristicilor și performanțelor lor.

6.2. Propunerea unei proceduri originale de localizare a surselor de emisie acustică, metoda geometric-iterativă, avansată în raport cu metodele cunoscute.

7.1. Determinarea expresiei probabilității complete de procesare corectă a evenimentelor de emisie acustică într-un sistem electronic multicanal de detecție-localizare.

7.2. Stabilirea unei proceduri de determinare optimă a parametrilor de funcționare a unui sistem electronic multicanal de detecție-localizare a evenimentelor de emisie acustică.

8.1. Realizarea și experimentarea unui sistem electronic cu 10 canale de detecție și înregistrare a evenimentelor de emisie acustică cuprinzând ca realizări originale :

8.1.1. Sondă-preamplificator cu traductor piezoelectric.

8.1.2. Canal de amplificare și filtrare.

8.1.3. Stație de detecție în amplitudine cu nivel fix sau "automat".

8.1.4. Discriminator în durată a semnalelor utile.

8.2. Realizarea și experimentarea unui sistem electronic de teletransmisie a informației de emisie acustică în vederea utilizării în exploatarea miniere de suprafață compusă dintr-o stație satelit și mai multe stații pilot cuprinzând ca realizări originale :

8.2.1. Bloc de detecție energetică a semnalului de emisie acustică.

8.2.2. Protocoalele de comunicare stație centrală - stații satelit.

9.1. Se propune o nouă structură de sistem electronic multicanal de detecție-localizare și măsurare a parametrilor evenimentelor de emisie acustică ce înglobează un microsistem cu ZBO și care este conectat la un minicalculator utilizat pentru locali-

zarea, prelucrarea statistică a măsurătorilor și prezentarea rezultatelor.

9.2. Se descriu blocurile componente ale sistemului perfecționat proiectat conform procedurilor propuse de detecție și măsurare a parametrilor semnalelor de emisie acustică. Se asigură :

9.2.1. O dinamică largă constantă a amplitudinii semnalului util în raport cu nivelul zgomotului staționar.

9.2.2. Detecția în amplitudine cu prag fix și automat.

9.2.3. Măsurarea absolută a amplitudinii semnalului util și conversia numerică.

9.2.4. Măsurarea energiei semnalului util prin integrare numerică.

9.2.5. Determinarea timpului de sosire prin metode cu prag dublu.

9.2.6. Măsurarea duratei semnelului util.

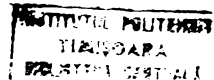
9.3. Implementarea prin program în limbaj Fortran pe un minicalculator din seria I-100 a algoritmilor de localizare descriși.

9.4. Realizarea unui program de simulare în limbaj Fortran în vederea comparării performanțelor algoritmilor de localizare în condiții de exploatare reală.

BIBLIOGRAFIE

1. AC-74 x x x - Acoustic Emission Transducers models S9201, D9201 Dunegan/Andevco Product Data 2/1974
2. AC-79 x x x - Acoustic emission Transducers and Preamplifier types 8312, 8313, 8314 and 2637 - Brüel & Kjaer Product Data, Naerum, Denmark, 1979
3. AE-79 x x x - AET 5000 System Mainframe, Computer based acoustic emission system - Acoustic Emission Technology Corporation, 1979, Sacramento, Ca, USA
3. AE-81 x x x - AE Bearing Analyzer Model 6120 - Physical Acoustics Corporation, 1981, Princeton, N.J., USA
4. AK-67 Aki, K., Scattering law of seismic spectrum - J.Geophys. Res., 72, 1967, pp 1217-1231
5. AN-60 Antsyferov, L.S., Konstantinova, A.G., Pereverzev, Microseismic research in coal mines - AN SSSR, Moscow, 1960
6. AN-69 Armstrong, B.H., - Acoustic Emission prior to rockburst and earthquakes - Bull.Seism.Soc.Am., 59, 3, pp.1259-1279, 1969
7. AK-72 Arrington, L., Pollock, A.A. - Some aspects of the practical application of acoustic emission - Ultrasonics International, 1973, pp 183-186
8. AN-77 Arrington, L., Evans, B.M. - Acoustic emission testing of high alumina concrete - NDT International, April 1977, pp 81-87
9. AN-81 Arrington, L. - Tin cries, but most materials talks - Phys.Technol., 1981, 12, pp 16-23
10. BA-67 Bădărău, E., Grumăzescu, M. - Ultrasonice fizică și tehnică - Ed.Tehnică, 1967, București
11. BA-70 Barron, K. - Detection of fracture initiation in rock specimens by the use of simple listening device - Int.J.Rock Mechanics Min.Sci., 8, 1970, pp-55-59
12. BA-75 Baranov, V.L., Ultrazvukovije izmerenja o stonnoj tehnike - Moskva, Atomizdat, 1975
13. BA-76 Bailey, C.D., Pless, W.L. - Acoustic emission - monitoring fatigue cracks in aircraft structure - Proc. 22nd International Instrum. Symp, May 1976, San Diego, Ca., pp 247-258
14. BA-801 Baranov, V.L., Molodtsov, K.J. - Akustikoemissionie pribori jadernoj energetiki - Moskva, Atomizdat 1980
15. BA-802 Bakar, K.B. (sub redacția lui), - Akusticeskaja emissija i ee primeneniije dlia nerazrušiteljusevo kontrolja jadernoj energetiki, Moskva, Atomizdat, 1980

16. BE-66 Bendat, J.S., Piersol, A.G., - Measurement and analysis of random data, - John Wiley & Sons, 1966, New York
17. BE-72 Beattie, A.G. - Characterization of acoustic emission signal generated by a phase transition. Acoustic Emission ASTM Special Technical Publication 505, Baltimore, 1972, pp 13-17
18. BE-74 Bell, R.L. - A progress report on the use of acoustic emission to detect incipient failure in nuclear pressure vessels - Dunegan/Endevco Technical Report DE-74-1, January 1974, San Juan Capistrano, Calif., U.S.A.
19. BE-75 x x x - Beschleunigungsaufnehmer KD35, VEB Metra Mess und Frequenz Technik, DDR, 1975
20. BE-76 Beketov, S.V., Potapov, A.V., Cerniavski, A.F., - Metody izmerenija vremenyh polozenij impulsov detektorov izlucenija - Pribory i tehnika eksperimenta, No.4, 1976, pp 7-30
21. BE-80 Berkhout, A.J. - Seismic migration. Imaging of acoustic energy by wave field extrapolation, Elsevier Scientific Publishing Company, Amsterdam, 1980
22. BE-86 Bendat, J.S. - The Hilbert transform and applications to correlation measurements, Brüel & Kjær, Naerum, Denmark
23. BLA-74 Blake, W., Leighton, F., Duval, W.J., - Microseismic techniques for monitoring the behaviour of rock structures, U.S.E. Bulletin 665, 1974
24. BLA-75 Blake, W., Design, installation and operation of computer controlled rock burst monitoring systems - Proceedings First Conference on Acoustic Emission/Microseismic Activity in Geologic Structures and Materials, Pennsylvania State University, 1975, Trans. Tech. Publications, Clausthal, Germany
25. BLU-74 Blum, R., - Seismische Überwachung der Schlegeis-Talsperre und die Ursachen induzierter Seismizität, Ph.D. Thesis Dissertation, Karlsruhe Universität, 1974
26. BO-66 Boiko, G.K. - Relation between rock pressure diagrams and the seismo-acoustic conditions in a coal seam - Seismo-Acoustic Methods in Mining, ed. by M.S. Antsyferov, Consultants Bureau, New York, 1966, pp 75-78
27. Boiko, V.S., Gerber, R.J., Krirenko, L.P. - Emisia acustică la anihilarea aglomerărilor de dislocații - Fizika Tverdovo Tela, 1974, 16, 4, pp 1233-1235 (in Russian)
28. BRA-63 Brace, W.F., Bombolakis, F.G., - A note on brittle crack growth in compression - J. Geophys. Res., 68, 1963, pp 3709-3713



29. BBA-64 Brace, W.F. \pm Brittle fracture of rocks in state of stress in the earth crust - ed. by W.R. Judd, American Elsevier Publ. Co., New York, 1964, pp 111-178
30. BRE-75 Breckenridge, R.F., Tschiegg, C.E., Greenspan, M., - Acoustic Emission : some applications of Lamb's problem, *J. Acoust. Soc. Amer.*, 1975, 57, 3, pp 626-631
31. BRI-76 Bride, S.L., Hutchinson, T.S. - *Can. J. Phys.*, 1976, 54, pp 1824-1830
32. BRO-76 Brokaw, P., Automatic gain controls quells amplifier thump - *Electronics Designer's Basebook* 14D, 1976, p.1
33. BRO-80 Broch, J.T. - Mechanical vibration and shock measurements - *Brüel & Kjaer*, Naerum, Denmark, 1980
34. BRU-70 Brune, J.N. - Tectonic stress and the spectra of seismic shear waves from earthquakes - *J. Geophys. Res.*, 75, 1970, pp 4997-5009
35. BRU-71 Brune, J.N. - Tectonic stress and the spectra of shear waves from earthquakes, - *J. Geophys. Res.*, 76, 1971, p 5002
36. BU-64 Burridge, R., Knopoff, L. - Body force equivalents for seismic dislocations - *Bull. Seism. Soc. Amer.*, 54, 1964, pp 1875-1888
37. BYE-75 Byerlee, J.D., Lockner, D. \pm Acoustic Emission in rock during fluid injection - *Proceedings First Conference on Acoustic Emission/Microseismic Activity in Geologic Structures and Materials*, Pennsylvania State University, 1975, *Trans. Tech. Publications*, Clausthal, Germany, pp.87-98
38. BYE-78 Byerlee, J.D., Lockner, D. - Evaluation of creep in granite by acoustic emission - *Proceedings Second Conference on Acoustic Emission/Microseismic Activity in Geologic structures and Materials*, Pennsylvania State University, November 13-15 1978, *Trans. Tech. Publications*, Clausthal, Germany, pp 12-25
39. CA-67 Cadman, J.D., Goodman, R.E. \pm Landslide noise - *Science*, 158, 1967, pp 1182-1184
40. CA-68 Carlyle, J.W. - Nonparametric methods in detection theory, chapter 8 in *Communication Theory* (ed. Balakrishnan A.V) *Inter-University Electronics Series*, Vol.6 - McGraw-Hill Book Company, 1968, New York
41. CA-78 Carlos, M.F., Jon, M.C. - Detection of cracking during rotational soldering of a high reliability and voltage ceramic capacitor - *Proc. 28th Electronic Comp. Conf.*, 1978, I.E.E.E.
42. CA-801 Câmpeanu, A., Jiveț, I., - *Circuite integrate liniare. Indrumător de laborator și de proiectare. Lătografia Institutului Politehnic "Traian Vuia" Timișoara*, 1980

43. CA-802 Câmpeanu, A., - Sonometru cu scară liniară de măsură. Lucrările celui de-al doilea simpozion Contribuții la dezvoltarea aparatului electronic medicale, Timișoara, 1980, pp 237-243
44. CA-811 Câmpeanu, A. - Stadiul actual de folosire a fenomenului de emisie acustică la testarea nedistructivă a structurilor rigide, A III-lea Ses.Naț."Progrese în fizică", 22-24.Ic. 1981, Timișoara
45. CA-812 Carter, G.C. - Time Delay Estimation for passive sonar signal processing - IEEE Trans.Acoust., Speech, Signal Processing vol.ASSP-29, No.3, 1981, pp.463-470
46. CA-82 Câmpeanu, A. - Emisia acustică - fenomen și aparatură. Referatul nr.1, în cadrul pregătirii pentru doctorat, Timișoara 1982
47. CA-84 Câmpeanu, A.- Detecția și localizarea evenimentelor de emisie acustică. Referatul nr.2 în cadrul pregătirii pentru doctorat, Timișoara, 1984
48. CA-86 Câmpeanu, A. - Determinarea teoretică a domeniului de detecție a emisiei acustice. Lucrările Ses.Com. "Ultrasunete '86", Acad.R.S.R. Comisia de Acustică, pp 197-200
49. CE-74 Cerniavski, A.F., Beketov, S.V., Potapov, A.V. - Statisticheskie metody analizy sluchajnih signalov v jadernofiziceskom experimente - Atomizdat, Moskva, 1974
50. CE-75 Cete, A., - Seismic source location in the Ruhr District, Proceedings First Conference on Acoustic Emission/Microseismic Activity in Geologic Structures and Materials, Pennsylvania State University, 1975, Trans.Tech.Publications, Clausthal, Germany, pp 231-241
51. CO-73 Corle, R.R. - The use of acoustic emission to improve motor case structural reliability - Proc.AIAA/SAE 9th Propulsion Conference, Las Vegas, Nr, 1973, AIAA Paper No 73-1258
52. CKI-79 Cristescu, M. - Studiul deformațiilor caracteristice diverselor tipuri de rocă în vederea stabilirii unor procedee de detectare a fenomenelor de alunecare a taluzelor cărierii Anina - Raport de cercetare, București, 1979
53. DC-81 x x x - DC/AC 2100/2200 Weld Analyzers Product technical Data - Physical Acoustics Corporation, 1981, Princeton, N.J., USA
54. DE-77 x x x - 3000 Series Dunagan/Endevco Product Data - 3/77, Dunagan/Endevco, San Juan Capistrano, USA

55. DU-68 Dunegan, H.L., Harris, D.O., Tetelman, A.S. - Fracture analysis by use of AE - Engineering Fracture Mechanics, 1968, 1, pp 105-122
56. DU-71 Dunegan, H.L., Green, A.T. - Factors affecting acoustic emission response from materials - Materials Research and Standards, 11, 3, 1971, pp 21-24
57. DU-81 Dürr, K., Meister, D. - Evaluation of pillar deformation and stability in a salt mine, utilizing acoustic emission, mine survey and rock deformation data - Proceedings Third Conference on Acoustic Emission/Microseismic Activity in Geologic Structures and Materials, Pennsylvania State University, October 8d, Trans.Tech.Publications, Clausthal, Germany, pp. 283-302
58. DU-82 Dumoussseau, P., Roget, J. - Application de l'émission acoustique au contrôle des fuites - Mesures - Régulation - Automatisation, Nov. 1982, pp 41-49
59. EG-67 Egle, D.L., Tetro, C.A. - Analysis of acoustic emission strain waves, - J.Acoust.Soc.Am., 41, 1967, pp 321-327
60. EY-77 Eykhoff, P. - Identificarea sistemelor, Ed.Tehnică, 1977, București
61. FA-70 Falkovici, S.L. - Oțenka parametrov signala - Sovetskoye radio, 1970, Moskva
62. FI-67 Fisher, R.L., Lilly, J.S. - Microplasticity detected by an acoustic technique - Can.J.Physics, 45, 1967, p 1147
63. FO-77 Fowler, T.J. - Acoustic emission testing of fiber reinforced plastics - ASCE Fall Convention and Exhibit, San Francisco, CE, 1977
64. FO-791 Fowler, T.J., Gray, E. - Development of an acoustic emission test for FRP equipment, ASCE Convention & Exposition, Boston, 1979, Preprint 3583
65. FO-792 Fotă, D., Marin, P. - Studiul stabilității taluzelor carierei Anina utilizând instalația de contorizare microseismică cu lo canale - Raport de cercetare științifică, București, 1979
66. FA-75 Frantti, G.E. - Seissions and surface waves related to geologic structures - Proceedings First Conference on Acoustic Emission/Microseismic Activity in Geologic Structures and Materials, Pennsylvania State University, 1975, Trans. Tech.Publications, Clausthal, Germany, pp.271-289
67. FRY-75 Frydman, A., Pascual, K., Acoustic emission due to dislocations and grain boundaries, Scripta metallurgica, 1975, 9, 11 pp 1267-1270

68. FU-62 Futterman, W.J. - Dispersive body wave, J. Geophys. Res., 67, pp 5279-5291, 1962
69. GA-76 Ganja, A.A., Gričenko, B.S. - Linejni preobrazovatel' signalov akustičeskoj emissij - Pribory i tehnika eksperimenta, No 6, 1976, pp 111-112
70. GO-78 Godson, R.A., Bridges, M.C., McKavanagh, B.M., - A 32-channel rock noise source location system - Proceedings Second Conference on Acoustic Emission/Microseismic activity in Geologic Structures and Materials, Pennsylvania State University, 1978, Trans. Tech. Publications, Clausthal, Germany, pp 117-161
71. GKE-75 Greenfield, R. - Amplitudes and spectra from underground sources - Proceedings First Conference on Acoustic Emission/Microseismic Activity in Geologic Structures and Materials, Pennsylvania State University, 1975, Trans. Tech. Publications, Clausthal, Germany, pp 405-426
72. GRE-80 Green, A., - A better method for AE source location - Acoustic Emission Trends, 1, 1, June 1980, p 2
73. GRI-21 Griffith, A.A. - Phenomena of rupture and flow in solids, Phil. Trans. Roy. Soc., London, 1921, A221
74. HA-721 Harris, D.O., Dunegan, H.L. - Verification of structural integrity of pressure vessels by acoustic emission and periodic proof testing - ASTM Special Technical Publication 515, Philadelphia, Pa., 1972, pp 158-170
75. HA-722 Hartbower, C.E., Reuter, W.G., Morris, C.F., Grimmins, P.P. - Use of acoustic emission for the detection of weld and stress corrosion cracking - ASTM Special Technical Publication 505, Philadelphia, Pa., pp 187-221
76. HA-73 Harris, D.O., Dunegan, H.L. - Continuous monitoring of fatigue crack growth by acoustic emission techniques - Technical Report DE73-2, Dunegan/Endevco, San Juan Capistrano, Ca, 1973
77. HA-74 Harris, D.O., Dunegan, H.L. - Acoustic Emission - 5. Applications of acoustic emission to industrial problems - Non-destructive testing June 1974, pp. 137-144
78. HA-751 Hardy, H.R. - Monitoring the stability of geologic structures using near-surface microseismic transducers - Proceedings First Conference on Acoustic Emission/Microseismic Activity in Geologic Structures and Materials - Pennsylvania State University, June 1975, Trans. Tech. Publications, Clausthal, Germany, pp. 357-380

79. HA-752 Hateno, H., Quantitative measurements of acoustic emission related microscopic mechanisms - J. Acoust. Soc. Amer., 1975, 57, 3, pp 639-645
80. HA-753 Hardy, B.K., - Emergence of acoustic emission/microseismic Activity in Geologic Structures and Materials, Pennsylvania State University, 1975, Trans. Tech. Publications, Clausthal, Germany pp 13-31
81. HA-76 Matsuo, R., Mori, E. - Acoustic emission transducer and its absolute calibration - J. Acoust. Soc. Amer., 1976, 59, 2, pp 344-349
82. HO-761 Hoffman, I., Câmpeanu, A. - Studii teoretice și experimentale privind zgomotele microseismice captate în cariere, raport de cercetare contractuală, Timișoara, 1976
83. HO-762 Holt, J., Evers, T.H.W. - Laboratory Note RDIL M40-76, Central Electricity Board, Great Britain, 1976
84. HO-771 Hoffman, I., Câmpeanu, A., Bohn, E. - Canal de amplificare și filtrare pentru o instalație de înregistrare a fenomenului microseismic - Lucrările sesiunii tehnico-științifice a Inst. Polit. "Traian Vuia", 13-15 mai 1977, pp 141-147, Timișoara
85. HO-772 Hoffman, I., Câmpeanu, A., Bohn, E. - Model experimental pentru o instalație de sesizare acustică a fenomenului de desprindere - alunecare a rocilor din taluze - Raport de cercetare contractuală, Timișoara, 1977
86. HO-781 Hoffman, I., Câmpeanu, A. - Asupra alegerii intervalului de decizie în detecția emisiei acustice - Bul. Tehn. Inst. Polit. "Traian Vuia" Timișoara, Seria Electrotehnică, 23(37), 1978, Fasc. I, pp 83-85
87. HO-782 Hoffman, I., Câmpeanu, A. - Instalație cu 10 canale pentru detecția și înregistrarea microseismelor din carieră - Raport de cercetare contractuală, Timișoara 1978
88. HO-791 Hoffman, I., Câmpeanu, A. - Utilizarea detecției pătratice în amplificatoarele de microseisme - Lucrările Simpozionului Național de Electronică Aplicată, Timișoara, Septembrie 1979, pp 78-86
89. HO-792 Hoffman, I., Câmpeanu, A., Condeescu, A., Cugnir, V. - Sisteme de teletransmisie a informației microseismice în exploatarea minieră utilizând radiotelefoane - Lucrările Simpozionului Național de Electronică Aplicată, Timișoara, Septembrie 1979, pp 335-340
90. HO-793 - Hoffman, I., Câmpeanu, A. - Studii și aparatură experimentală privind posibilitatea transmiterii semnalelor captate din masiv la stația centrală de înregistrare a datelor - Raport de cercetare contractuală, Timișoara, 1979

91. HO-81 Hoffman, I., Câmpeanu, A. - Cercetări privind realizarea unei instalații electronice pentru supravegherea masivelor de roci - Memoriile Secțiilor Stiințifice, Seria IV, Tomul III, Nr.2, pp 241-252, 1980, Ed.Academiei RSR, București
92. HSU-77 Hsu, N.N., Simmons, J.A., Hardy, S.C. - Mat.Eval, 1977, 35, pp 103-106
93. IN-28 Inglada, V. - Die Berechnung der Herdkoordinaten eines Nahbebens aus der Eintrittszeiten der in einigen benachbarten Stationen aufgezeichneten P- oder S-Wellen, Gerlands Beiträge zur Geophysik, 19, 1928, pp 73-98
94. IV-66 Ivanova, G.M. - Comparative analysis of natural and mining-induced seismoacoustic pulses - Seismo-Acoustic Methods in Mining ed. by M.S. Antsyferov, Consultants Bureau, New York 1966, pp 103-106
95. JA-71 James, D.R., Carpenter, S.H. - Relationship between acoustic emission and dislocations kinetics in crystalline solids - J.Appl.Phys., 1971, 42, 12, pp 4685-4697
96. JA-73 James, K., Reber, B., Acoustic instrumentation technique predicts mechanical failures - Oil & Gas Journal, Dec.17, 1973
97. JO-70 Jolly, W.D - The application of acoustic emission to in-process inspection of welds - Mat.Eval., 28(1970), pp 135-141
98. JU-81 Jurgens, C., - Amplitude Distribution, Part I - Acoustic Emission Trends, 2, 2, pp 1-3, 1981
99. KA-50 Kaiser, J. - Untersuchungen über das Auftreten von Geräuschen beim Zugversuch - Ph.D.thesis, Technische Hochschule München, 1950
100. KHA-75 Khair, A.W. - A study of acoustic emission during laboratory fatigue tests on Tennessee sandstone - Proceedings First Conference on Acoustic Emission/Microseismic Activity in Geologic Structures and Materials, Pennsylvania State University, June, 1975, Trans.Tech.Publications Clausthal, Germany, pp 57-86
101. KI-71 Kittel, C.A. - Introducere în fizica solidului, Ed.tehnică, București, 1971
102. KNA-76 Knapp, C.H., Carter, G.C. - The generalized correlation method for estimation of time delay - IEEE Trans.Acoust., Speech. Signal Processing, vol.ASSP-24, No 4, 1976, pp 320-327
103. KNI-81 Knight, W.C., Pudham, I.G., Kay, S.M. - Digital processing for sonar, Proc.IEEE, 69, 11, 1981, pp 1451-1506
104. KRA-75 Kramlinger, M., Westerberg, K. - Experiences With AE - Measurements in Boliden Mines - Proceedings First Conference on

- on Acoustic Emission/Microseismic Activity in Geologic Structures and Materials, Pennsylvania State University, 1975, Trans.Tech.Publications, Clausthal, Germany
105. LE-79 Lenain, J.C. - General principles of acoustic emission - Technical Report DE 78-5, Dunegan/Endevco, San Juan Capistrano, CA, 1979
106. LD-80 x x x - LD179 Portable Leak Detector - AE International, Richland, Wa, 1980
107. LI-71 Liptai, R.G., Harris, D.O. - Acoustic Emission. An introductory review - Material Research and Standards, 11, 3, pp 8-11
108. LI-72 Liptai, R.G., Dunegan, H.L., Tatro, C.A. - Acoustic Emission generated during phase transformation in metals and alloys - USAEC Rep. UGRL, 50525, Sept. 1968
109. LI-78 Lindley, T.C., Palmer, J.G., Richards, C.E. - Acoustic Emission monitoring of fatigue crack growth Mat.Sci.and Eng., 32 (1978), pp 1-15
110. LI-79 Licht, R. - Acoustic emission - Brüel & Kjaer Technical Review, no 2, 1979
111. LP-79 x x x LPD-4501 Particle Impact Noise Detection System - Dunegan/Endevco, 1/79, San Juan Capistrano, Ca, USA
112. MA-48 Mason, W.P., McSkimin, H.J., Shockley, W. - Ultrasonic observation of twinning in tin \downarrow Phys.Rev., 1948, 73, 10, pp 1213-1214
113. MA-64 Mason, W.P.(ed.) - Physical Acoustics, Principles and Methods, Vol.I - Part A - Academic Press, New York, 1964
114. MA-65 - Magnitskiy, V.A. - Vnutrenneye stroyeniye i fizika zemly, Nedra izdatelstvo, Moskva, 1965
115. MA-75 Masfield, B.W., Hubbert, J.K - Proc. 10th Symp. on Non-destructive Evaluation, Southwest Res. Inst, San Antonio, Texas, 1975, pp 44-62
116. MA-80 Malita, M., Zidăroiu, C. - Incertitudine și decizie, vol.I - Ed.științifică și enciclopedică, Buc., 1980
117. MA-84 Mateescu Adelaida - Semnale, circuite și sisteme, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1984
118. MA-85 x x x - MADS, Sistem de dezvoltare cu aplicații multiple, prezentare generală - Microelectronica București, 1985
119. ME-64 Meidav, P., Viscoelastic properties of the standard linear solid, Geophys. Prospecting, 12, pp 80-99, 1964
120. MI-73 Mint, R.J. and Kortov, V.S., Melchin, V.P. - Influența mecanismelor de deformare plastică asupra emisiei acustice și electroelectronice, Metallofizice, 1973, 44, pp 93-96 (în l.rusă)

121. MO-62 Mogi, K., - Study of the elastic shocks caused by the fracture of heterogeneous materials and its relation to earthquake phenomena, Bull. Earth. Res. Inst. Tokio Univ., 40, 1962, p.125
122. Mowrey, G.L. - Computer Processing and analysis of microseismic data - Proceedings First Conference on Acoustic Emission/Microseismic Activity in Geologic Structures and Material, Pennsylvania State University, 1975, Trans. Tech. Publications, Clausthal, Germany, pp 427-444
123. MO-78 Mowrey, G.L., - Computer processing of low - level microseismic signals - Proceedings Second Conference on Acoustic Emission/Microseismic Activity in Geologic Structures and Materials, Pennsylvania State University, 1978, Trans. Tech. Publications, Clausthal, Germany, pp 423-444
124. MU-72 Murphy, J.R. - Calculated compressional-Wave arrivals from underground nuclear detonations, Bull. of Seism. Soc. of America, 62, No 4, pp 991-1016, 1972
125. NA-68 Matik, V.D. - Emisia acustică a dislocațiilor ajunse la suprafața cristalului, J.R.T.F., 1968, 8, 6, pp 324-328 (în l. rusă)
126. NA-72 Nakamura, Y., Veach, C.L., McCauley, B.O., Amplitude distribution of acoustic emission signals - ASTM Special Technical Publication 505, Philadelphia, PA, 1972, pp 164-186
127. NA-75 Nakamura, Y. - Detection and analysis of acoustic emission/Microseismic Activity in Geologic Structures and Material, Pennsylvania State University, 1975, Trans. Tech. Publications, Clausthal, Germany, pp. 445-458
128. NE-80 x x x - New AET 5000 is major breakthrough in computer based AE testing - Acoustic Emission Trans 1, 1, 1980 pp 1-8
129. NI-65 Nilson, N.J., (ed.) - Learning Machines, McGraw Hill Company, 1965, New York
130. NI-80 Nielson, A. - Acoustic emission source based on pencil lead breaking - Report 80-15, Oshish Welding Institute, Glostrup, Denmark, 1980
131. OB-67 Obert, L., Duwall, W.J. - Rock mechanics and the design of structures in rock - John Wiley and Sons, Inc., New York, 1967
132. OB-75 Obert, L. - The microseismic method : discovery and early history - Proceedings First Conference on Acoustic Emission/Microseismic Activity in Geologic Structures and Materials, Pennsylvania State University, 1975, Trans. Tech. Publications, Clausthal, Germany, pp 11-12

133. ON-79 Ono, K. - Acoustic emission arising from plastic deformation and fracture - Fundamentals of Acoustic Emission. K. Ono (ed.), Materials Dept., UCLA, Los Angeles, CA, 1979, pp 167-207
134. PA-77 Palmer, C.H., Green, R.H., - Mat. Eval., 1977, 35, pp 107-112
135. PO-73 Pollock, A.A. - Acoustic emission amplitudes, Non-Destructive Testing, Oct., 1973, pp 264-269
136. PO-75 Pollock, A.A. - Metals and Rocks : AE physics and technology in common and contrast - Proceedings First Conference on Acoustic Emission/Microseismic Activity in Geologic Structures and Materials, Pennsylvania State University, 1975, Trans. Tech. Publications, Clausthal, Germany pp 383-404
137. PO-77 Pollock, A.A., - Structural calibration technique for quantitative application of acoustic emission - Acustica, 1977 pp 281-284
138. PO-78 Pollock, A.A., - Progress in acoustic emission monitoring of nuclear plant - Technical Report DE 78-2, Dunegan/Endevco, San Juan Capistrano, Ca
139. PO-79 Pollock, A.A. - Sensor Calibration - Product Information Note PIN-9, Dunegan/Endevco, San Juan Capistrano, CA, 9, 1979
140. PO-801 Pollock, A.A. - Acoustic emission amplitude distributions - Report DE-80-10, Dunegan/Endevco, San Juan Capistrano, Ca, 1980
141. PO-802 Potapov, A.V., Cerniavski, A.E., - Statisticheskie metody izmerenij v eksperimentalnoj jadernoj fizike, Atomizdat, 1980, Moskva
142. PRI-73 Prine, D.W. - NDT of welds with acoustic emission - Third SESA International Congress on Experimental Mechanics, Los Angeles, Ca, 1973
143. RA-74 Radon, J.C., Pollock, A.A. - Development of fast fracture in a low alloy steel - ASTM Special Technical Publication 559, Philadelphia, Pa, 1974, pp 15-30
144. RA-81 Randell, R.B., Hee, J. - Cepstrum analysis - Brüel & Kjaer Technical Review, No 3, 1981
145. RI-58 Richter, C.F. - Elementary Seismology W.H. Freeman Co., San Francisco, USA, 1958
146. RI-81 Rindorf, H.J. - Acoustic emission source location in theory and in practice - Brüel & Kjaer Technical Review, No 2, 1981
147. RJE-73 Rjevskij, V.V., Yamseikov, V.S., Akusticheskie metody issledovanija i kontrolja gornyh porod v massive, Nauka, Moskva, 1973

148. RO-73 Rotter, D. - Ein Beitrag zur Untersuchung des Bruchverhaltens von Gestein in Situ - Neue Bergbautechnik, 3, Jg. Heft 1, Januar 1973, pp 2-7
149. RO-75 - Rothman, R.L. - Acoustic Emission in Rocks stressed under failure - Proceedings First Conference on Acoustic Emission/Microseismic Activity in Geologic Structures and Materials, Pennsylvania State University, 1975, Trans. Tech. Publications, Clausthal, Germany, pp 109-134
150. RO-81 Rodgers, J. - Amplitude distributions, Part II - Acoustic Emission Trends, 2, 3, 1981, pp 1-3
151. RO-82 Rodgers, J. - Wave shape analyses of AE signals - Acoustic Emission Trends, 3, 1, 1982, pp 1-4
152. SA-63 Savage, J.C., Mansinha, L. - Radiation from a tensile fracture - Geophys. Res., 68, 1963, p. 6345
153. SA-72 Savarensky, E. - Seismic waves - Mir Publishers, Moscow 1973
154. SCHO-681 Scholz, C.H. - Experimental studies in the fracturing process in brittle rock - Jour. Geophys. Res., 73, 1968, pp 1447-1454
155. SCHO-682 Scholz, C.H. - Microfracturing and the inelastic deformation of rock in compression - J. Geophys. Res., 73, pp 1417-1432, 1968
156. SCHO-683 Scholz, C.H. - The frequency magnitude relation of microfracturing in rock and its relation to earthquakes - Bull. Seism. Soc. Am., 58, 1968, pp 399-415
157. SE-81 x x x - 3200/3400 Series Two/Four channel AE analyzer locator - Physical Acoustic Corporation, 1981, Princeton, N.J., USA
158. SPA-66 Spătaru, A. - Teoria transmisiunii informației, vol. 1 Ed. Tehnică, 1966, București
159. SPA-71 Spătaru, A., Teoria transmisiunii informației, vol. 2, Ed. Tehnică, 1971, București
160. STA-77 Staib, W. - Schallemissionsverfahren - Vortrag gehalten am 3.11.1977 an der Technischen Akademie Esslingen
161. STE-71 Stephens, R.W.B., Pollock, A.A., - Waveforms and frequency spectra of acoustic emission - J. Acoust. Soc. Amer., 1971, 50, 3(2), pp 904-910
162. STE-76 Steel, R.B., Popadick, C.C. - Nondestructive testing of Aluminum-Copper welds using acoustic emission techniques - Mat. Eval., 34 (1976), No. 3

163. STE-81 Steinwachs, M. - Mobile telemetric equipment for digital recording and processing of microseismic activity - Proceedings Third Conference on Acoustic Emission/Microseismic Activity in Geologic Structures and Materials, Pennsylvania State University. October, 1981, Trans.Tech.Publications, Clausthal, Germany pp 591-600
164. TA-62 Tatro, C.A., Liptai, R.G. - Acoustic emission from crystalline substances - Proc.Symp. on Phys. of Non Destructive Testing 1962, pp 145-148
165. TI-66 Tihonov, V.J. - Statisticeskaja radiotehnika, Sovetskoje Radio, Moskva, 1966
166. TRO-75 Trombik, M., Zuberek, W. - Microseismic Research in Polish Coal Mines - Proceedings First Conference on Acoustic Emission/Microseismic Activity in Geologic Structures and Material, Pennsylvania State University, 1975, Trans.Tech. Publication, Clausthal, Germany, pp 169-194
167. UR-755 Urick, R.J. - Principles of underwater sound, McGraw Hill Book Company, 1975, New York
168. VA-68 Van Trees, H.L. - Detection, Estimation and Modulation Theory, Part 3, John Wiley and Sons, Inc., 1968, New York
169. VA-79 Vahaviolos, S.J. - In-Process ceramic capacitor flow detection with acoustic emission - Feb.16, 1979, Technical Report TR-19, Physical Acoustic Corporation, Princeton, N.J., USA
170. VI-67 Viktorov, I.A. - Rayleigh and Lamb Waves - Plenum Press, New York, 1967
171. WE-77 Webborn, T.J.C., Krarup, P. - Acoustic emission measurements on offshore structures - state of the art and future potential - Symposium "Safety of offshore structures", Sept. 1977, Copenhagen
172. WI-68 Wiss, M., Brune, J.N. - Seismic moment, stress and source dimensions for earthquakes in the California-Nevada region - J.Geophys.Res., 73, 1968, pp 4681-4694
173. WI-69 Wisecarver, D.W., Merrill, R.H., Stateham, R.M. - The microseismic technique applied to slope stability - Trans.Society of Mining Engineers, AIME, December 1969, pp 378-385
174. WU-65 Wuenschel, P.C. - Dispersive body waves, an experimental study, Geophysics, 30, pp 539-551, 1965
175. ZU-76 Zuberek, W. - Stan badanj seismoakustycznych w USA oraz kierunki ich rozwoju - Przegląd Geologiczny, 1976, No 7-8, pp 349-356

A N E X A II
=====

PROGRAMUL LOCAL

```

0001 PROGRAM LOCAL
C-----
C PROGRAM DE SIMULARE SI LOCALIZARE A UNOR EVENIMENTE=====
C ACUSTICE SI ANALIZA STATISTICA A REZULTATELOR
C SE COMPARA URMATOARELE METODE DE LOCALIZARE:
C - METODA DIRECTA (W. BLAKE)
C - METODA CELOR MAI MICI PATRATE
C - METODA ITERATIVA (GAUSS-NEWTON)
C - METODA GEOMETRIC-ITERATIVA
C-----
0002 INTEGER RAU(4),MET(4),NRP(3)
0003 COMMON M,CORT(8,3),TIP(3),REZ(4),COROS(3)
0004 REAL CURS(4),AMD(4,4,2),DM(4),DD(4),LIM(3,2),DIST(4),SP(4),SR(4)
0005 REAL*8 TXT(3,4)
0006 BYTE A
0007 DATA
1 DATA CORT/0.,-5.,215.,170.,92.,201.,-14.,107.,0.,103.,47.,-25.,
2 217.,185.,127.,-14.,0.,5.,-75.,18.,-143.,-7.,-103.,-34.7
3 DATA S/0.01/,I1/0/,I2/0/,I3/19785/,FC/0.01/,WCF/1*10/
4 CURS(4)=5000.
5 RIV=0.5
6 DATA TXT/'S ' ' ' DI'/'RECTA ' ' ' ' ' '
7 ' ESTIM'/'ATIVA ' ' ' ' ITER'/'
8 ' ATIVA ' ' '3 GEOMET'/'RIC-ITER'/'ATIVA '/'
C-----
0013 ANTEI
0014 CALL CLSCRN
0015 WRITE(5,2000)
2000 FORMAT(/'IX,53('*')/' ' *,'SI(' '),'*'/' * PROGRAM DE SIMULARE'/'
1 ' SI LOCALIZARE A EVENIMENTELOR */' '2',10(' '),'
2 ' ACUSTICE SI ANALIZA STATISTICA */' '3'),*'/' '3,'SI(' '),'*'/'
3 'X,53('*')//)
C-----
0016 SPECIFICAREA INTERACTIVA A CONDIȚIILOR DE LOCAL
0017 WRITE(5,2002)
2002 FORMAT(/'SECRITI LISTAREA LA IMPRIMANTA ? ')
0018 READ(5,1000)A
0019 FORMAT(A1)
0020 IF(A.EQ.'N')GOTO 5
0021 CALL ASSIGN(6,'SY=RZLOC.TXT')
0022 LIMP=6
0023
0024 5 WRITE(5,2015)
0025 2015 FORMAT('PARAMETRUL DE LISTARE N (0,1,2): ')
0026 READ(5,1020)M
0027 FORMAT(I1)
0028 1020 IF(M.LT.0.OR.M.GT.2)GOTO 5
C-----
0030 CICLUL DE RELUARE A SESIUNII DE LOCAL
0031 100 KA=1
0032 SO=0.
0033 FCO=0.
0034 VA=CURS(4)
0035 4000 WRITE(5,4000)(I,(CORT(I,J),J=1,3),I=1,3)
1 FORMAT('RETEAUA DE 8 TRANDUCTARE ESTE PLASATA IN PUNCTELE ' :
2 '/36X,'X',10X,'Y',10X,'Z',9(/'X',T',I1,27X,3(2X,F9.2))
3 /%'MODIFICATI COORDONATELE TRANDUCTARELOR ? ')
4 READ(5,1000)A

```



```

0037 IF(A.NE.'Y') GOTO 402
0039 WRITE(5,4010)
0040 4010 FORMAT(' INTRODUCETI NOILE COORDONATE ALE TRIUNGLULUI PELOC '
1 '(X,Y,Z)')
0041 DO 4030 I=1,3
0042 WRITE(5,4040)I
0043 4040 FORMAT(' I',I,' : ')
0044 4030 READ(5,4050)(COOR(I,J),J=1,3)
0045 4050 FORMAT(3E12,5)
0046 4020 WRITE(5,2005)((LIM(I,J),J=1,2),I=1,3)
0047 2005 FORMAT(' LIMITELE ZONEI DE SUPRAVEGHERE SINT : '/' X ',
1 '2(10X,F9.2)/' Y ',2(10X,F9.2)/' Z ',2(10X,F9.2)/'
2 'MODIFICATI COORDONATELE ZONEI DE SUPRAVEGHERE ? ')
0048 READ(5,1000)A
0049 IF(A.NE.'Y') GOTO 240
0051 WRITE(5,2010)
0052 2010 FORMAT(' SPECIFICATI LIMITELE ZONEI DE SUPRAVEGHERE (X,Y,Z) : ')
0053 DO 200 I=1,3
0054 200 READ(5,3110)(LIM(I,J),J=1,2)
0055 3110 FORMAT(2E12,5)
0056 240 DO 350 I=1,3
0057 350 COOR(I)=(LIM(I,1)+LIM(I,2))/2
0058 WRITE(5,3120)(NRP(I),I=1,3)
0059 3120 FORMAT(' PROGRAMUL ANALIZEAZA PRECIZIA LOCALIZARII '/'
1 'IN ',I2,'*',I2,'*',I2,'* FUNCTI.'/'MODIFICATI NUMERUL',
2 ' PUNCTELOR ANALIZATE (A#B#C) : ')
0060 READ(5,1000)A
0061 IF(A.NE.'Y') GOTO 10
0063 WRITE(5,3130)
0064 3130 FORMAT(' INTRODUCETI NOILE VALORI (A,B,C) : ')
0065 3140 READ(5,3140)(NRP(I),I=1,3)
0066 3140 FORMAT(3I2)
0067 DO 220 I=1,3
0068 IF(LIM(I,2).GE.LI*(I,1))GOTO 220
0069 VARS=LIM(I,2)
0070 LIM(I,2)=LIM(I,1)
0071 LIM(I,1)=VARS
0072 220 CONTINUE
0073 DO 230 I=1,3
0074 IF((LIM(I,2).EQ.LI*(I,1)).OR.(NRP(I).EQ.0))GOTO 270
0075 LIM(I,2)=(LIM(I,2)-LIM(I,1))/NRP(I)
0076 GOTO 230
0077 270 LIM(I,2)=0
0078 NRP(I)=0
0079 230 CONTINUE
0080 10 WRITE(5,2020)
0081 2020 FORMAT(' SCRITI MODIFICAREA VITEZELOR ? ')
0082 READ(5,1000)A
0083 IF(A.NE.'Y')GOTO 12
0084 KA=2
0085 WRITE(5,2022)
0086 2022 FORMAT(' DISPERSIA E ',F7.3,' SCRITI MODIFICAREA EI ? ')
0087 READ(5,1000)A
0088 IF(A.NE.'Y')GOTO 13
    
```

```

0093 WRITE(5,2024)
0094 FORMAT('3 INTRODUCETI NOUA VALORAE : ')
0095 READ(5,1010)S
0096 FORMAT(E12.5)
0097 13 SO=S
0098 12 WRITE(5,2030)
0099 2030 FORMAT('3 DORITI MODIFICAREA TIMPILOR DE PROPAGARE ? ')
0100 READ(5,1000)A
0101 IF(A.NE.'Y')GOTO 20
0103 IF(KA.EQ.2)GOTO 15
0105 KA=2
0106 GOTO 21
0107 15 KA=4
0108 21 WRITE(5,2026)RIV
0109 2066 FORMAT('1 NIVELUL DE INCROPERE E ',F7.3,
1 ' DORITI MODIFICAREA LUI ? ')
0110 READ(5,1000)A
0111 IF(A.NE.'Y')GOTO 33
0113 WRITE(5,2024)
0114 READ(5,1010)RIV
0115 33 WRITE(5,2026)FC
0116 2026 FORMAT('3 COEFICIENTUL E ',F7.3, ' DORITI MODIFICAREA LUI ? ')
0117 READ(5,1000)A
0118 IF(A.NE.'Y')GOTO 19
0120 WRITE(5,2024)
0121 READ(5,1010)FC
0122 19 FC=FC
0123 20 DO 210 I=1,4
0124 210 MET(I)=0
0125 WRITE(5,2040)
0126 2040 FORMAT('3 ALEGETI METODELE DE LOCALIZARE (Y/N):')
0127 DO 250 I=1,4
0128 WRITE(5,3150)(TXT(J,I),J=1,3),I
0129 3150 FORMAT(3A,11,'') : ')
0130 READ(5,1000)A
0131 250 IF(A.EQ.'Y') MET(I)=1
0133 WRITE(5,2050)
0134 2050 FORMAT('3 NUMARUL DE LOCALIZARI DE VOR FI ANALIZATE : ')
0135 READ(5,1030)NLOC
0136 1030 FORMAT(I3)
0137 DO 300 IZ=0,NRP(3)
0138 CORS(3)=LIM(3,1)+IZ*LIM(3,2)
0139 DO 300 IY=0,NRP(2)
0140 CORS(2)=LIM(2,1)+IY*LIM(2,2)
0141 DO 300 IX=0,NRP(1)
0142 CORS(1)=LIM(1,1)+IX*LIM(1,2)
0143 WRITE(5,4200)
0144 4200 FORMAT(' LOCALIZAREA 0')
0145 IF(LIMP.EQ.6) WRITE(6,3010)
0147 DO 310 I=1,4
0148 RAU(I)=0
0149 SP(I)=0.
0150 SD(I)=0.
0151 DO 310 K=1,4
    
```

```

0152 DO 310 J=1,2
0153 AMD(K,I,J)=0.
C----- CICLU PESTE NUMARUL DORIT DE LOCALIZARI
0154 DO 400 ILOC=1,NLOC
0155 WRITE (5,4100)ILOC
0156 4100 FORMAT('LOCALIZAREA ',I3)
0157 DO 40 I=1,8
0158 IF (KA.EQ.1.OR.KA.EQ.3)GOTO 22
0160 CALL GAUSS(IXI,S,1.,XA)
0161 VA=CORS(4)*XA
0162 22 TIM(I)=SQRT((CORS(1)-CORT(I,1))**2+(CORS(2)-CORT(I,2))
      *2+(CORS(3)-CORT(I,3))**2)/YA
0163 IF (KA.NE.3.AND.KA.NE.4)GOTO 40
0165 IF (RAN(I,12).GT.C.5)TIM(I)=TIM(I)+FC*TIM(I)
0167 40 CONTINUE
0168 DO 400 IMET=1,4
0169 IF (MET.EQ.0) GOTO 400
0171 LAU=0
0172 GOTO (500,600,700,800),IMET
0173 800 CALL GEOMIT(LAU)
0174 GOTO 450
0175 500 CALL PLAKE('D',LAU)
0176 GOTO 450
0177 600 CALL PLAKE('E',LAU)
0178 GOTO 450
0179 700 CALL GANEW(LAU)
0180 450 IF (LAU.EQ.0) GOTO 410
0182 RAU(IMET)=RAU(IMET)+1
0183 GOTO 400
C----- CALCULUL MERIZI, DISPERSIIE SI ABATERII MEDII PATRATICE
0184 400 DO 70 I=1,4
0185 AMD(IMET,I,1)=AMD(IMET,I,1)+REZ(1)
0186 AMD(IMET,I,2)=AMD(IMET,I,2)+REZ(1)**2
0187 70 DP=(CORS(1)-REZ(1))**2+(CORS(2)-REZ(2))**2+(CORS(3)-
      REZ(3))**2
0188 SP(IMET)=SP(IMET)+DP
0189 SD(IMET)=SD(IMET)+SQRT(DP)
0190 400 CONTINUE
0191 DO 90 J=1,4
0192 IF (MET(J).EQ.0) GOTO 90
0194 IF (NLOC-RAU(J)) 90,90,75
0195 75 DO 80 I=1,4
0196 AMD(J,I,1)=AMD(J,I,1)/(NLOC-RAU(J))
0197 AMD(J,I,2)=SQRT(AMD(J,I,2)/(NLOC-RAU(J))-AMD(J,I,1)**2)
0198 DM(J)=SD(J)/(NLOC-RAU(J))
0199 DP(J)=SP(J)/(NLOC-RAU(J))-DM(J)**2
0200 90 CONTINUE
C----- TIPARIREA REZULTATELOR FINALE
0201 CALL CLSCRN
0202 DO 300 NP=5,LIMP
0203 WRITE (NP,2060)(CORS(I),I=1,4),50,KIV,FCC
0204 2060 FORMAT(/,COORDONATELE EXACTE ALE Sursa : ',F11.5)/
      1 ' VITEZA : ',F8.3, ' COEFICIENTI DE VARIATIE : ',F7.4,IX
      2 ',F7.4,IX,F7.4)

```

```
0205 WRITE(NP,2070)
0206 2070 FORMAT(/, 'METODA LOCALIZARI ',14X, 'COORDONATELE MEDIATE ALE
1 'SURSEI ',7X, 'CORECTE',7X, 'Y',12X, 'Z',10X,
2 'VITEZA')
0207 DO 1100 IMET=1,4
0208 IF ((MET(IMET).EQ.0)GOTO 1100)
0210 WRITE(NP,2085)IMET,NLDC-RAU(IMET),NLDC, (AMD(IMET,I,1), I=1,4)
0211 2085 FORMAT(I3,10X,I3,7, I3,7X,4(1X,E12.5))
0212 1100 CONTINUE
0213 WRITE(NP,2100)
0214 2100 FORMAT(/,28X, 'ABATEREA MEDIE STANDARD A COORDONATELOR SURS(1)')
0215 DO 1200 IMET=1,4
0216 IF ((MET(IMET).EQ.0) GOTO 1200)
0218 WRITE(NP,2090)IMET, (AMD(IMET,I,2), I=1,4)
0219 2090 FORMAT(I3,24X,4(1X,E12.5))
0220 1200 CONTINUE
0221 DO 1300 IMET=1,4
0222 IF ((MET(IMET).EQ.0) GOTO 1300)
0224 1 DIST(IMET)=(COS(1)-AMD(IMET,1,1))*2+(COS(2)-AMD(IMET,2,1))*2+
1 (COS(3)-AMD(IMET,3,1))*2
2 DIST(IMET)=SORT(DIST(IMET))
0225 1300 CONTINUE
0226 WRITE(NP,2080)
0227 2080 FORMAT(/, 'METODA',20X, 'DISTANTA',4X, 'DIST.MEDIE',4X,
0228 1 'ABAT.MEDIE A DIST.MEDIE')
0229 DO 300 IMET=1,4
0230 IF ((MET(IMET).EQ.0).OR.((NLDC-RAU(IMET)).EQ.0)) GOTO 300
0232 WRITE(NP,2095)IMET,DIST(IMET),DX(IMET),SORT(DX(IMET))
0233 2095 FORMAT(I3,24X,3(1X,E12.5))
0234 300 CONTINUE
0235 WRITE(5,3000)
0236 3000 FORMAT(/, 'SUBSTITI SA CONTINUATI ? ')
0237 READ(5,1000)A
0238 IF (A.EQ.'Y') GOTO 360
0240 WRITE(5,3010)
0241 3010 FORMAT(/,/,/,/,/)
0242 CALL CLSCRN
0243 GOTO 100
0244 360 IF (LIMP.EQ.6) CALL CLOSE(6)
0246 STOP
0247 END
```

```

0001 SUBROUTINE GANEW(IT)
C-----
C SUBROUTINA PENTRU LOCALIZARE ITERATIVA
C (METODA GAUSS-NEWTON)
C-----
0002 COMMON M,COR(8,3),TIM(8),REZ(4),CORDM(3)
0003 REAL COEF(5,5),SQL(5),VA(5),TIMP(6),TIME(6),SOLD(5)
0004 DATA TS/0.,EPS/1.E-5/,ITMAX/50/,SQL(1)/0./
C-----
C DETERMINAREA VALORILOR INITIALE
DO 10 I=1,6
0005 DO 10 I=1,6
0006 TIMP(I)=TS+TIM(I)
0007 DO 120 I=1,3
0008 120 SQL(I+1)=CORDM(I)
0009 SQL(5)=5000.
C-----
C CALCULUL COEFICIENTILOR
IT=0
0010 CRIT=0.
0011 CRIT=0.
0012 80 CRIT=0.
0013 DO 70 I=1,5
0014 DO 70 J=1,5
0015 VA(I)=0.
0016 70 COEF(I,J)=0.
0017 COEF(1,1)=6.
0018 DO 40 I=1,6
0019 D=SQRT((SQL(2)-COR(I,1))*2+(SQL(3)-COR(I,2))*2+
1(SQL(4)-COR(I,3))*2)
0020 CX=(SQL(2)-COR(I,1))/(D*SQL(5))
0021 CY=(SQL(3)-COR(I,2))/(D*SQL(5))
0022 CZ=(SQL(4)-COR(I,3))/(D*SQL(5))
0023 CV=-D/SQL(5)**2
0024 COEF(1,2)=COEF(1,2)+CX
0025 COEF(1,3)=COEF(1,3)+CY
0026 COEF(1,4)=COEF(1,4)+CZ
0027 COEF(1,5)=COEF(1,5)+CV
0028 COEF(2,2)=COEF(2,2)+CX*CX
0029 COEF(2,3)=COEF(2,3)+CX*CY
0030 COEF(2,4)=COEF(2,4)+CX*CZ
0031 COEF(2,5)=COEF(2,5)+CX*CV
0032 COEF(3,3)=COEF(3,3)+CY*CY
0033 COEF(3,4)=COEF(3,4)+CY*CZ
0034 COEF(3,5)=COEF(3,5)+CY*CV
0035 COEF(4,4)=COEF(4,4)+CZ*CZ
0036 COEF(4,5)=COEF(4,5)+CZ*CV
0037 COEF(5,5)=COEF(5,5)+CV*CV
0038 TIME(I)=SQL(I)+0./SQL(5)
0039 CR=TIMP(I)-TIME(I)
0040 CRIT=CRIT+CR**2
0041 VA(1)=VA(1)+CR
0042 VA(2)=VA(2)+CR*CX
0043 VA(3)=VA(3)+CR*CY
0044 VA(4)=VA(4)+CR*CZ
0045 40 VA(5)=VA(5)+CR*CV
0046 IF((CRIT.GE.CRIT0).AND.(IT.GT.5)) GOT 130
0048 IT=IT+1
    
```

```
0049      CRITO=CRIT
0050      DO 50 I=2,5
0051      DO 50 J=1,I-1
0052      COEF(I,J)=COEF(J,I)
C-----
0053      CALL RLESG(5,COEF,VA,J)
0054      DO 60 I=1,5
0055      SOLC(I)=SOL(I)
0056      SOL(I)=SOL(I)+VA(I)
C-----
0057      TIPARIREA REZULTATELOR INTERMEDIARE
0059      2030 IF(M.CT.1)WRITE(5,2030)IT,(SOL(I),I=1,5)
          1  FORMAT(' ITERATIA ',I3,'/5X',%TS=' ',%12.5,
          C-----
          1  CRITERIU DE OPRIRE AL ALGORITMULUI
0060      IF(IT-1.LT.ITMAX)GOTO 10
0062      130 IF(CRITO.LE.EPS) GOTO 90
0064      IF(M.CT.0)WRITE(5,2020)IT
0066      2020 FORMAT(' NU S-A OPTINUT CONVERGENTA DUPA ',I2,' ITERATII')
0067      110 IR=IR+1
0068      GOTO 20
C-----
0069      REZULTATELE FINALE
          90 IF(M.EQ.1)WRITE(5,2010)IT,(SOLC(I),I=1,5)
0071      2010 FORMAT(' REZULTATUL DUPA ',I2,' ITERATII :',%5X,%TS=' ',%12.5,
          1  ' X=',%12.5,' Y=',%12.5,' Z=',%12.5,' V=',%12.5)
0072      DO 100 I=1,4
0073      100 REZ(I)=SOLC(I+1)
0074      20  RETURN
0075      END
```

```

0001 SUBROUTINE BLAKE(A,IP)
C-----
C SUBROUTINA PENTRU LOCALIZAREA DIRECTA A EVENIMENTELOR
C ACUSTICE (METODA BLAKE) -DACA A.E.G.'A' = SAU 'PT'
C METODA CELOR MAI MICI PATRATE -DACA A.E.G.'A' = 'P'
C-----
0002 COMMON M,COR(8,3),TIM(8),SEZ(4),CONDA(3)
0003 REAL COEF(6,4),SOL(5),DTS(7),COEFA(4,4),SOLE(4)
0004 REAL COEFF(4,4),SOLE(4)
0005 BYTE A
0006 DO 10 I=1,7
0007 10 DTS(I)=TIM(I+1)-TIM(I)
0008 IF(A.EQ.'D') GOTO 80
0009 DO 140 J=1,4
0010 SOLE(I)=0.
0011 DO 140 J=1,4
0012 140 COEFF(I,J)=0.
0013 C----- LOCALIZAREA PROPRIU-ZISA A CALCULUL COEFICIENTILOR
0014 80 DO 30 J=1,6
0015 DO 40 J=1,3
0016 40 COEFF(I,J)=2.*((COR(I,J)-COR(I+1,J))/DTS(I)-(COR(I,J)-
0017 1*(COR(I+2,J))/DTS(I+1))
0018 30 SOL(I)=SQRT(COEF(I,1)**2+COEF(I,2)**2+COEF(I,3)**2)
0019 C----- NORMALIZEAZA COEFICIENTII
0019 DO 50 I=1,6
0020 DO 50 J=1,4
0021 50 COEFF(I,J)=COEF(I,J)/SOL(I)
0022 C----- CALCULAREA TERMENII LIBERI
0022 B=COR(1,1)**2+COR(1,2)**2+COR(1,3)**2
0023 DO 60 I=1,6
0024 60 SOL(I)=(C*(COR(I+1,1)**2+COR(I+1,2)**2+COR(I+1,3)**2)/DTS(I)-
1*(B-COR(I+2,1)**2-COR(I+2,2)**2-COR(I+2,3)**2)/DTS(I+1))
2/SOL(I)
0025 IF(A.EQ.'D') GO TO 120
C----- COEFICIENTII PT. METODA ESTIMATIVA
0027 DO 90 I=1,4
0028 DO 90 J=1,4
0029 DO 90 K=1,6
0030 90 COEFF(I,J)=COEFF(I,J)+COEF(K,1)*COEF(K,J)
0031 DO 100 I=2,4
0032 DO 100 J=1,I-1
0033 100 COEFF(I,J)=COEFF(J,I)
C----- TERMENII LIBERI PT. METODA ESTIMATIVA
0034 DO 110 I=1,4
0035 DO 110 K=1,5
0036 110 SOLE(I)=SOLE(I)+COEF(K,1)*SOL(K)
C----- REZOLVA SISTEMUL DE ECuatII
0037 CALL PLESQ(4,COEFF,SOLE,J)
0038 IF(SOLE(4).GE.0.)GOTO 150
0039 IR=IR+1
0040 GOTO 170
0041 150 SOLE(4)=SQRT(SOLE(4))
0042 DO 20 I=1,4
0043

```

```
0044 20 REZ(I)=SOLA(I)
0045 GO TO 130
0046 120 DO 180 I=1,4
0047 SOLA(I)=SOL(I)
0048 DO 180 J=1,4
0049 180 COEFA(I,J)=COEF(I,J)
0050 CALL RLES6(4,COEFA,SOLA,J)
0051 IF(SOLA(4).GE.0.)GO TO 160
0053 IR=IR+1
0054 GO TO 170
0055 160 SOLA(4)=SORT(SOLA(4))
0056 DO 70 I=1,4
0057 70 REZ(I)=SOLA(I)
0058 2030 FORMAT(/ ' COORDONATELE CALCULATE ALE SURSEI SINT: ',3(1X,E12.5)/
0059 I ' VITEZA SUNETULUI: ',F8.3/)
0059 130 IF(M.GT.0.AND.J.NE.0)WRITE(5,2020)J
0061 2020 FORMAT(' ATENTIE, IER=',I1)
0062 IF(M.GT.0)WRITE(5,2030)(REZ(I),I=1,4)
0064 170 RETURN
0065 END
```



```

0001 SUBROUTINE GEDMIT(IR)
C-----
C SUBROUTINA PENTRU LOCALIZARE GEOMETRIC-ITERATIV
C ( SINGURUL PARAMETRU VARIABIL E VITEZA )
C-----
0002 COMMON M,CURT(8,3),TIM(8),PFZ(4),CORRM(3)
0003 REAL COEF(5,4),SGL(4),DTS(6),E(3),COEFX(4,4),SOLA(4)
0004 DATA EPS/1.E-5/,ITMAX/50/
0005 V=5000.
0006 DO 20 I=1,6
0007 20 DTS(I)=TIM(I)-TIM(1)
C-----
0008 CALCULUL COEFICIENTILOR CONSTANTI
0009 DO 30 I=1,5
0010 DO 40 J=1,3
0011 30 COEF(I,J)=2.*(CURT(I+1,J)-CURT(I,J))
0012 E(I)=CURT(I+1,1)**2-CURT(I,1)**2+CURT(I+1,2)**2-CURT(I,2)
0013 1 **2+CURT(I+1,3)**2-CURT(I,3)**2
0014 CRIT=0
0015 IT=1
C-----
0016 CICLU PESTE NUMARUL DE ITERATII NECESARE
0017 50 S1=0.
0018 S2=0.
0019 CRIT=0.
0020 DO 60 I=1,5
0021 COEF(I,4)=2.*(DTS(I+1)-DTS(I))*V**2
0022 SOLA(I)=E(I)-(DTS(I+1)**2-DTS(I)**2)*V**2
0023 DO 100 I=1,4
0024 SOL(I)=0.
0025 DO 100 J=1,4
0026 COEFX(I,J)=0.
0027 DO 105 I=1,4
0028 DO 105 K=1,5
0029 SOL(I)=SOL(I)+COEF(K,I)*SOLA(K)
0030 DO 105 J=1,4
0031 COEFX(I,J)=COEFX(I,J)+COEF(K,I)*COEF(K,J)
0032 CALL RLESG(4,COEFX,SOLA,J)
0033 IF(M.GT.1)WRITE(5,2000)IT,(SOL(I),I=1,4),V
0034 2000 FORMAT(' ITERATIA',I3/5X,' X=',F12.5,' Y=',F12.5,' Z=',
0035 F12.5,' T1=',F12.5,' V=',F12.5)
0036 DO 70 I=1,5
0037 D=SQRT((SOL(1)-CURT(I,1))**2+(SOL(2)-CURT(I,2))**2+(SOL(3)-
0038 CURT(I,3))**2)
0039 TE=0/V-SGL(4)
0040 CRIT=CRIT+(TE-DTS(I))**2
0041 S1=S1+(DTS(I)-TE)*0
0042 70 S2=S2+D**2
0043 IF(M.GT.1)WRITE(5,2010)CRIT,CRIT0
0044 2010 FORMAT(' CRIT=',F12.5,' CRIT0=',F12.5)
0045 IF((CRIT.GE.CRIT0).AND.(IT.GT.5)) GOTO 130
0046 80 CRIT0=CRIT
0047 DO 85 I=1,4
0048 SOL(I)=SOL(I)
0049 V=V
0050 DV=0.25*(S1*V**2)/S2
  
```

```
0049      V=V+DV
0050      IT=IT+1
C----- TIPARILEA REZULTATELOR
0051      IF (IT-1.LT.ITMAX)GOTO 50
0053 130    IF (CRIT.LT.EPS) GOTO 110
0055      IF (M.EI.0)WRITE(5,2020)IT
0057      IR=IR+1
0058 2020  FORMAT(' NU S-A OBTINUT CONVERGENTA DUPA ',I2,' ITERATII')
0059      GOTO 90
0060 110    DO 120 I=1,3
0061 120    REZ(I)=SOLC(I)
0062      REZ(4)=V0
0063      IF (M.EC.2)WRITE(5,2040)IT,(SOLC(I),I=1,4),V0
0065 2040  FORMAT(' REZULTATUL DUPA ',I2,' ITERATII : /5X,' X=',F12.5,
1        ' Y=',F12.5,' Z=',F12.5,' TL=',F12.5,' V=',F12.5)
0066 90    RETURN
0067      END
```

2500#1100CAL

```
*****
*
* PROGRAM DE STIMULARE SI LOCALIZARE A EVENIMENTELOR *
*           ACUSTICE SI ANALIZA STATISTICA           *
*
*****
```

Doriti listarea la imprimanta ? Y

Parametrul de listare M (0,1,2): 0

Reteaua de 8 traductoare este plasata in punctele :

	X	Y	Z
T1	0.00	0.00	0.00
T2	-5.00	203.00	5.00
T3	215.00	87.00	-75.00
T4	170.00	-25.00	18.00
T5	92.00	217.00	-143.00
T6	201.00	185.00	-2.00
T7	-14.00	127.00	-108.00
T8	107.00	-14.00	-39.00

Modificati coordonatele traductoarelor ? N

Limitele zonei de supraveghere sint :

X	0.00	200.00
Y	200.00	0.00
Z	0.00	-200.00

Modificati coordonatele zonei de supraveghere ? Y

Specificati limitele zonei de supraveghere (X,Y,Z):

75., 125.

75., 125.

-50., -100.

Programul analizeaza precizia localizarii

in 10*10*10 puncte.

Modificati numarul punctelor analizate (A*B*C) : Y

Introduceti noile valori (A,B,C) : 4,4,4

Doriti modificarea vitezelor ? Y

Dispersia e 0.010 Doriti modificarea ei ? N

Doriti modificarea timpilor de propagare ? N

Alegeti metodele de localizare (Y/N):

Directa (1) : Y

Estimativa (2) : Y

Iterativa (3) : Y

Geometric-iterativa (4) : Y

Numarul de localizari ce vor fi analizate : 25

Localizarea 1

COORDONATELE EXACTE ALE SURSEI : 0.75000E+02 0.75000E+02 -0.10000E+01
 VITEZA : 5000.000 COEFICIENTI DE VARIATIE : 0.0100 0.0000 0.0000

METODA	LOCALIZARI CORECTE	COORDONATELE MEDIATE ALE SURSEI			
		X	Y	Z	VITEZA
1	13/ 25	0.32482E+02	0.11031E+02	-0.24488E+03	0.22681E+01
2	20/ 25	0.74044E+02	0.69074E+02	-0.11036E+03	0.57076E+01
3	25/ 25	0.75017E+02	0.74702E+02	-0.10034E+03	0.50200E+01
4	25/ 25	0.74904E+02	0.74979E+02	-0.10034E+03	0.49228E+01
		ABATEREA MEDIE STANDARD A		COORDONATELE SURSEI	
1		0.12720E+03	0.19165E+03	0.63795E+03	0.37065E+01
2		0.40889E+01	0.17098E+02	0.38652E+02	0.25189E+01
3		0.24035E+01	0.44953E+01	0.28655E+01	0.46577E+01
4		0.27017E+01	0.47863E+01	0.10103E+02	0.50249E+01
METODA		DISTANTA	DIST.MEDIE	ABAT.MEDIE A	DIST.MEDIE
1		0.16373E+03	0.16602E+03	0.49392E+03	
2		0.11875E+02	0.23748E+02	0.29214E+02	
3		0.61341E+00	0.41127E+01	0.33977E+01	
4		0.16774E+00	0.91039E+01	0.91039E+01	

COORDONATELE EXACTE ALE SURSEI : 0.87500E+02 0.75000E+02 -0.10000E+01
 VITEZA : 5000.000 COEFICIENTI DE VARIATIE : 0.0100 0.0000 0.0000

METODA	LOCALIZARI CORECTE	COORDONATELE MEDIATE ALE SURSEI			
		X	Y	Z	VITEZA
1	19/ 25	0.85605E+02	0.69012E+02	-0.11100E+03	0.64122E+01
2	21/ 25	0.85753E+02	0.68324E+02	-0.11162E+03	0.69733E+01
3	25/ 25	0.87461E+02	0.73068E+02	-0.10394E+03	0.52120E+01
4	25/ 25	0.87239E+02	0.73348E+02	-0.10257E+03	0.51418E+01
		ABATEREA MEDIE STANDARD A		COORDONATELE SURSEI	
1		0.50189E+01	0.11262E+02	0.21057E+02	0.40116E+01
2		0.21743E+01	0.63756E+01	0.12309E+02	0.19971E+01
3		0.17029E+01	0.39164E+01	0.56721E+01	0.52491E+01
4		0.16927E+01	0.40491E+01	0.95624E+01	0.57966E+01
METODA		DISTANTA	DIST.MEDIE	ABAT.MEDIE A	DIST.MEDIE
1		0.12735E+02	0.18417E+02	0.26456E+02	
2		0.13568E+02	0.18948E+02	0.10923E+02	
3		0.40498E+01	0.66503E+01	0.59187E+01	
4		0.30664E+01	0.36508E+01	0.67281E+01	

COORDONATELE EXACTE ALE SURSEI : 0.10000E+02 0.71000E+02 -0.10000E+01
 VITEZA : 5000.000 COEFICIENTI DE VARIATIE : 0.0100 0.0000 0.0000

METODA	LOCALIZARI CORECTE	COORDONATELE MEDIATE ALE SURSEI			
		X	Y	Z	VITEZA
1	23/ 25	0.99408E+02	0.73448E+02	-0.10357E+03	0.82195E+01
2	22/ 25	0.98742E+02	0.71525E+02	-0.10706E+03	0.69327E+01
3	25/ 25	0.99428E+02	0.76242E+02	-0.95093E+02	0.42968E+01
4	25/ 25	0.99253E+02	0.76540E+02	-0.97724E+02	0.48913E+01
		ABATEREA MEDIE STANDARD A		COORDONATELE SURSEI	
1		0.26502E+01	0.51306E+01	0.14987E+02	0.32134E+01
2		0.29946E+01	0.34869E+01	0.14501E+02	0.21750E+01
3		0.22864E+01	0.37487E+01	0.74706E+01	0.42430E+01
4		0.20356E+01	0.33792E+01	0.74961E+01	0.44511E+01
METODA		DISTANTA	DIST.MEDIE	ABAT.MEDIE A	DIST.MEDIE
1		0.40307E+01	0.72979E+01	0.20700E+01	
2		0.87905E+01	0.92009E+01	0.12110E+01	
3		0.23440E+01	0.73350E+01	0.24172E+01	
4		0.28695E+01	0.76530E+01	0.50326E+01	

COORDONATELE EXACTE ALE SURSII : 0.112500+03 0.750000+02 -0.100000
 VITEZA : 5000.000 COEFICIENTI DE VARIATIE : 0.0100 0.5000 0.0000

METODA	LOCALIZARI CORRECTE	COORDONATELE ABILITATE ALE SURSII		
		X	Y	Z
1	25/ 25	0.114000+03	0.741310+02	-0.101200+02
2	25/ 25	0.114440+03	0.737160+02	-0.103050+02
3	25/ 25	0.114180+03	0.741090+02	-0.102000+02
4	25/ 25	0.113780+03	0.741660+02	-0.101250+02

METODA	ABATERSA CORRECTE	MEDIA	STANDARD	COORDONATELE
1	25/ 25	0.220460+01	0.511310+01	0.110660+02
2	25/ 25	0.400110+01	0.235030+01	0.112000+02
3	25/ 25	0.363310+01	0.335660+01	0.109100+01
4	25/ 25	0.373230+01	0.343640+01	0.113110+01

METODA	DISTANTA	DIST.MEDIE	ABAT.MEDIE
1	0.255470+01	0.422270+01	0.509130+01
2	0.440090+01	0.145130+02	0.107300+02
3	0.240090+01	0.861890+01	0.459430+01
4	0.202510+01	0.862910+01	0.652900+01

COORDONATELE EXACTE ALE SURSII : 0.125000+03 0.750000+02 -0.100000
 VITEZA : 5000.000 COEFICIENTI DE VARIATIE : 0.0100 0.5000 0.0000

METODA	LOCALIZARI CORRECTE	COORDONATELE ABILITATE ALE SURSII		
		X	Y	Z
1	25/ 25	0.125440+03	0.740970+02	-0.102040+02
2	25/ 25	0.124010+03	0.745960+02	-0.100590+02
3	25/ 25	0.124090+03	0.744190+02	-0.101900+02
4	25/ 25	0.124400+03	0.747130+02	-0.100370+02

METODA	ABATERSA CORRECTE	MEDIA	STANDARD	COORDONATELE
1	25/ 25	0.631250+01	0.457220+01	0.105860+02
2	25/ 25	0.628870+01	0.445720+01	0.124320+02
3	25/ 25	0.503380+01	0.455740+01	0.352770+01
4	25/ 25	0.589550+01	0.442280+01	0.972720+01

METODA	DISTANTA	DIST.MEDIE	ABAT.MEDIE
1	0.227540+01	0.107870+02	0.792440+01
2	0.730020+00	0.110420+02	0.648700+01
3	0.121200+01	0.101290+02	0.455340+01
4	0.741220+00	0.104890+02	0.674210+01