



UNIVERSITATEA „POLITEHNICA” din BUCUREŞTI

ȘCOALA DOCTORALĂ ETTI-B

Nr. Decizie din

TEZĂ DE DOCTORAT

**CONTRIBUȚII LA OPTIMIZAREA ECHIPAMENTELOR
ELECTRONICE DE CONTROL NEDISTRUCTIV CU
ULTRASUNETE AL DIMENSIUNILOR TUBURILOR
METALICE**

**CONTRIBUTIONS TO THE OPTIMIZATION OF
ELECTRONIC EQUIPMENTS FOR NON-DESTRUCTIVE
CONTROL OF THE METAL TUBES DIMENSIONS**

Doctorand: Ing. Paul ION

COMISIA DE DOCTORAT

| | | | |
|------------------------|--|-------|--|
| Președinte | Prof. Dr. Ing. Gheorghe BREZEANU | de la | Univ. Politehnica Bucureşti |
| Conducător de doctorat | Prof. Dr. Ing. Dan Alexandru STOICHESCU | de la | Univ. Politehnica Bucureşti |
| Referent | Prof. Dr. Ing Constantin RĂDOI | de la | Universitatea Politehnica Bucureşti |
| Referent | Prof. Dr. Ing. Adrian Alexandru TULBURE | de la | Universitatea “1 Decembrie 1918” Alba-Iulia |
| Referent | Prof. Dr. Ing. Ioan LIȚĂ | de la | Universitatea Valahia Pitești |

BUCUREŞTI 2018

Rezumat

Testarea nedistructivă cu ultrasunete a materialelor, componentelor și subansamblelor, detectează discontinuități, abateri dimensionale sau diferențe de caracteristici, fără a afecta funcționalitatea părții testate.

Obiectivul acestei teze este acela de a realiza un sistem electronic performant și ieftin de măsurare cu ultrasunete a grosimii țevilor metalice.

Teza este structurată în 6 capitol. În primul capitol am prezentat domeniul, scopul și conținutul tezei de doctorat. Al doilea capitol descrie fenomenul piezoelectricității și aplicațiile sale în domeniul testării nedistructive cu ultrasunete a materialelor. În capitolul al treilea am prezentat stadiul actual al realizărilor generatoarelor de impulsuri de excitație pentru traductoarele ultrasonice și amplificatoarelor impulsurilor ecou. Capitolul patru cuprinde soluțiile originale realizate de mine pentru blocurile funcționale ale unui sistem electronic de control dimensional cu ultrasunete. În capitolul cinci am prezentat realizarea practică – Sistemul Automat pentru Determinarea Câmpului Acustic (S.A.D.C.A.) al traductoarelor piezoelectrice și determinările experimentale efectuate. În capitolul săse am scos în evidență rezultatele obținute și contribuțiile personale și am prezentat concluziile generale ale lucrării.

Abstract

Ultrasonic non-destructive testing of materials, components and subassemblies detects material discontinuities, dimensional deviations or characteristic differences without affecting the functionality of the tested part.

The thesis objective is to achieve a performant and inexpensive electronic ultrasonic thickness measuring system for metal pipes.

The thesis is structured in 6 chapters. In the first chapter I presented the scope, purpose and content of the thesis. The second chapter describes the phenomenon of piezoelectricity and its applications in the field of non-destructive ultrasound testing of materials. In the third chapter I presented the current stage of the excitation pulse generators for ultrasonic transducers and pulse-echo amplifiers. Chapter four covers my original solutions for the functional blocks of an electronic dimensional control system with ultrasound. In chapter five I presented the practical realization - The Automatic System for Determining the Acoustic Field (S.A.D.C.A.) of the piezoelectric transducers and the experimental measurements performed. In Chapter six I highlighted the results and my personal contributions and I presented the general conclusions of the thesis.

Mulțumiri

Doresc să mulțumesc domnului profesor dr. ing. Dan Alexandru STOICHESCU pentru sprijinul continuu și îndrumarea pe care mi le-a acordat de-a lungul perioadei în care am elaborat teza de doctorat; îi sunt recunoscător domnului profesor pentru discuțiile purtate, criticile constructive, corecturile făcute, pentru sprijinul acordat la elaborarea a două dintre articolele mele și pentru realizarea standului experimental utilizat în lucrare.

Îi mulțumesc d-lui prof. dr. ing. Gheorghe BREZEANU, directorul Școlii Doctorale “Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației” pentru atenția acordată rapoartelor mele științifice.

Mulțumesc, de asemenea, doamnei prof. dr. ing. Adriana FLORESCU, domnului ș.l.dr. ing. Bogdan Cristian FLOREA și doamnei ș.l. dr. ing. Marta Zamfir pentru că, în calitate de membri ai comisiei de îndrumare, m-au sfătuit și mi-au fost alături; în special criticile constructive aduse pentru definitivarea ultimului articol mi-au fost de un real folos.

Doresc să mulțumesc domnilor profesori dr. ing Gheorghe BREZEANU, directorul Școlii Doctorale “Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației”, dr. ing. Constantin RĂDOI, prof. dr. ing Ioan LIȚĂ, prof. dr. ing. Adrian Alexandru TULBURE pentru că au acceptat să facă parte din comisia de examinare a tezei mele de doctorat.

În final, doresc să menționez faptul că această cercetare a fost cofinanțată din Fondul Social European, prin Programul Operațional Sectorial Dezvoltarea Resurselor Umane 2007-2013, proiect numărul 187/1.5/S/155536, Cunoaștere, Inovare și Dezvoltare prin burse Doctorale.

Cuprins

| | |
|---|----------|
| Mulțumiri | iii |
| Lista tabelelor | xii |
| Lista figurilor | xiii |
| Lista abrevierilor | xv |
| 1. Introducere | 1 |
| 1.1 Prezentarea domeniului de doctorat | 1 |
| 1.2 Scopul tezei | 3 |
| 1.3 Conținutul tezei | 4 |
| 2. Stadiul actual al aplicațiilor efectului piezoelectric în controlul nedistructiv al materialelor..... | 5 |
| 2.1. Efectul piezoelectric | 5 |
| 2.2. Materiale piezoceramice | 7 |
| 2.3. Traductoare piezoelectrice de ultrasunete..... | 10 |
| 2.3.1 Proprietăți elastice ale mediului continuu..... | 10 |
| 2.3.2 Propagarea undelor elastice..... | 12 |
| 2.3.3 Conversia modurilor..... | 13 |
| 2.3.4 Atenuarea ultrasonică în mediul solid..... | 14 |
| 2.3.5 Posibilități de utilizare a materialelor piezoelectrice în traductoare | |

| | |
|---|-----------|
| ultrasonice..... | 16 |
| 3. Stadiul actual al cercetărilor privind sistemele de control dimensional cu ultrasunete | 23 |
| 3.1. Introducere..... | 23 |
| 3.2. Generatoare de ultrasunete utilizate în controlul nedistructiv | 25 |
| 3.2.1. Generator de impulsuri cu tranzistoare MOS-FET | 26 |
| 3.2.2. Generator de impulsuri cu cu tiristoare rapide..... | 31 |
| 3.2.3. Generator de impulsuri cu IGBT | 34 |
| 3.2.4. Generator de impulsuri cu tranzistoare..... | 36 |
| 3.2.5. Concluzii..... | 38 |
| 3.3. Amplificatoare de impulsuri utilizate în controlul nedistructiv..... | 39 |
| 3.3.1 Evoluția amplificatoarelor de impulsuri utilizate în NDT..... | 40 |
| 3.3.2 Concluzii..... | 47 |
| 4. Sistem de control dimensional cu ultrasunete al tuburilor metalice | 49 |
| 4.1 Introducere..... | 49 |
| 4.2 Generator de impulsuri de bandă largă cu tranzistoare bipolare în derivație..... | 55 |
| 4.2.1 Considerații teoretice necesare proiectării..... | 55 |
| 4.2.2 Proiectarea generatorului de impulsuri de excitație cu tranzistoare bipolare în derivație..... | 59 |
| 4.3 Sursa de înaltă tensiune..... | 64 |
| 4.4 Amplificator de impuls cu tranzistoare bipolare utilizat cu traductorul focalizat sferic, cu frecvență de 17MHz | 66 |
| 4.4.1 Etajul preamplificator..... | 68 |
| 4.4.2 Amplificatorul final..... | 74 |
| 4.5 Circuitul de comandă al sistemului..... | 80 |

| | |
|--|------------|
| 4.6 Sistem de procesare a datelor..... | 86 |
| 4.6.1 Circuit de prelucrare a semnalelor digitale,CPD..... | 86 |
| 4.6.2 Circuit de prelucrare a semnalelor analogice, CPA..... | 90 |
| 4.6.3 Subsistemul de achiziție a datelor, decizie și afișare..... | 101 |
| 5. Sistem Automat pentru Determinarea Câmpului Acustic (SADCA) al traductoarelor ultrasonice..... | 103 |
| 5.1 Introducere..... | 103 |
| 5.2 Prințipiu Schlieren de vizualizare a câmpului acustic..... | 104 |
| 5.3 Calculul presiunii acustice generate de traductoarele ultrasonice..... | 104 |
| 5.4 Sistem Automat pentru determinarea câmpului ultrasonic, SADCA..... | 105 |
| 5.4.1 Structura sistemului de determinare a câmpului ultrasonic, SADCA..... | 106 |
| 5.4.2 Funcționarea sistemului de determinare a câmpului ultrasonic (SADCA)-explicația cu ajutorul schemei bloc | 108 |
| 5.4.3 Funcționarea blocului electronic de generare a impulsurilor de excitație și de prelucrare a impulsurilor ecou electrice..... | 109 |
| 5.4.4 Funcționarea sistemului de comandă numerică a deplasării, tip CNC și de reprezentare grafică a câmpului acustic | 111 |
| 5.4.5 Determinări experimentale..... | 115 |
| 6. Concluzii | 125 |
| 6.1. Rezultate obținute | 125 |
| 6.1.1 Generatorul impulsurilor de excitație a traductorului..... | 126 |
| 6.1.2 Amplificatorul impulsurilor ecou electrice..... | 126 |
| 6.1.3 Sistemul de achiziție, interpretare a datelor și decizie..... | 126 |
| 6.1.4 Sistemul de determinarea câmpului acustic al traductoarelor ultrasonice, | |

| | |
|---|------------|
| SADCA..... | 126 |
| 6.2. Contribuții originale..... | 127 |
| 6.3. Lista lucrărilor originale | 127 |
| 6.4. Perspective de dezvoltare ulterioară | 129 |
| Anexe | 131 |
| A1. Program de achiziție a datelor..... | 131 |
| Bibliografie | 133 |

Lista figurilor

| | |
|--|----|
| Fig.1.1 Schema bloc a sistemului electronic de control cu ultrasunete..... | 2 |
| Fig.2.1 Efectul piezoelectric..... | 6 |
| Fig.2.2.Celulă hexagonală fără centru de simetrie..... | 6 |
| Fig.2.3 Polarizarea Titanatului de Bariu..... | 9 |
| Fig.2.4 Elemente piezoceramice active..... | 10 |
| Fig.2.5 Forma impulsului și spectrul de frecvență pentru un traductor ultrasonic de 4MHz..... | 11 |
| Fig.2.6 Conversia modurilor..... | 13 |
| Fig.2.7 Structura traductorului piezoceramic de ultrasunete..... | 17 |
| Fig.2.8 Tipuri de traductoare ultrasonice..... | 19 |
| Fig.2.9 Câmpul acustic al unui traductor ultrasonic cu pastilă piezocera- mică circulară..... | 20 |
| Fig.2.10 Traductoare cu focalizare cilindrică și sferică..... | 21 |
| Fig.2.11 Traductor ultrasonic focalizat sferic..... | 21 |
| Fig.2.12 Diagrama de impulsuri-ecou..... | 22 |
| Fig.3.1 Forma semnalului ecou al unui traductor piezoceramic de de1MHz..... | 24 |
| Fig.3.2 Schema echivalentă a cristalului piezoelectric..... | 25 |
| Fig.3.3 Generator de impulsuri cu tranzistor MOSFET..... | 26 |
| Fig.3.4 Impuls de excitație de bandă largă..... | 27 |
| Fig.3.5 Generator de impulsuri cu tranzistor MOSFET și circuit de amortizare selectivă..... | 28 |
| Fig.3.6 Schema echivalentă a generatorului de impulsuri cu tranzistor MOSFET..... | 28 |

| | |
|--|----|
| Fig.3.7.Generator de impulsuri cu trei tranzistoare V-MOS conectate în derivație..... | 29 |
| Fig.3.8.a Generator de impulsuri cu trei tranzistoare V-MOS conectate în derivație-schema electrică..... | 30 |
| Fig.3.8.b Generator de impulsuri cu tranzistoare V-MOS-foto..... | 31 |
| Fig 3.9.a Generator de impulsuri cu tiristoare rapide tip GB-301..... | 32 |
| Fig.3.9.b Generator de impulsuri cu tiristoare rapide tip GB-301-foto | 33 |
| Fig.3.10 Generator de impulsuri cu tiristoare - forme de undă | 34 |
| Fig.3.11 Schema de principiu a unui generator de impulsuri cu IGBT | 35 |
| Fig.3.12 Generator de impulsuri cu tranzistoare bipolare și inductanță de stocare..... | 36 |
| Fig.3.13 Generator cu tranzistoare bipolare și inductanță de stocare- forme de undă..... | 37 |
| Fig.3.14 Generator de impulsuri cu tranzistoare bipolare și condensator de ieșire..... | 38 |
| Fig 3.15 Schema bloc a amplificatorului de impuls..... | 41 |
| Fig 3.16 Amplificator cu zgomot redus (LNA)..... | 41 |
| Fig.3.17 Arhitectura generală a unui amplificator utilizat în NDT..... | 42 |
| Fig.3.18 Multiplexarea canalelor NDT..... | 43 |
| Fig.3.19 Amplificator cu compensarea câștigului în timp (TGC)..... | 44 |
| Fig 3.20 Amplificator integrat AD-604; schemă de principiu..... | 45 |
| Fig.3.21 Schema electrică a unei celule de amplificare CMOS pentru aria de traductoare ultrasonice, CMUT..... | 46 |
| Fig.3.22 Amplificator de impulsuri cu AO și reacție negativă activă..... | 46 |
| Fig 3.23 Amplificator de impulsuri pentru traductoare US cu impedanță mare..... | 47 |
| Fig.4.1 Cuva de măsură..... | 50 |
| Fig.4.2 a) Reflectarea impulsurilor de către peretele exterior și interior al țevii; b) Poziția în timp a impulsurilor..... | 52 |
| Fig.4.3 Schema bloc a sistemului electronic de control cu ultrasunete al dimensiunilor tuburilor metalice..... | 53 |
| Fig.4.4 Schema bloc- forme de undă..... | 54 |
| Fig.4.5 Generatorul impulsurilor de excitație-schema electrică..... | 56 |
| Fig.4.6 Circuitul echivalent al intrării generatorului de impulsuri..... | 57 |
| Fig.4.7 Schema echivalentă pentru calculul rezistențelor R_{12} și R_{13} | 58 |
| Fig.4.8 Diagrama impulsurilor generatorului cu trei tranzistoare ipolare..... | 60 |
| Fig.4.9 Generatorul impulsurilor de excitație..... | 63 |

| | |
|--|-----|
| Fig.4.10 Măsurarea impulsului de bandă largă..... | 63 |
| Fig.4.11 Măsurarea impedanței și defazajului cu impedanțmetrul Agilent 4296..... | 64 |
| Fig.4.12 Sursa de înaltă tensiune- schema electrică..... | 64 |
| Fig.4.13 Transformator de impulsuri pentru sursa de tensiune înaltă..... | 65 |
| Fig.4.14 Schema bloc a amplificatorului de semnale-ecou..... | 67 |
| Fig.4.15 Schema electrică a preamplificatorului de impulsuri..... | 68 |
| Fig.4.16 Schema echivalentă cu parametrii h a etajului preamplificator..... | 72 |
| Fig.4.17 Schema echivalentă a etajului de ieșire..... | 73 |
| Fig.4.18 Amplificatorul de impulsuri – schema electrică..... | 75 |
| Fig.4.19 Schema echivalentă cu parametri hibrizi a primului etaj amplificator..... | 76 |
| Fig.4.20 Schema bloc pentru calculul zgomotului în amplificator la recepție..... | 77 |
| Fig.4.21 Comparator- schema electrică..... | 77 |
| Fig 4.22 Amplificatorul impulsurilor ecou - foto..... | 78 |
| Fig.4.23 Stand experimental de măsurare..... | 78 |
| Fig.4.24 Caracteristica de frecvență a amplificatorului..... | 79 |
| Fig 4.25 Circuitul de comandă al sistemului,CCS -schema electrică..... | 81 |
| Fig 4.26 Circuitul de comandă al sistemului - diagrama de impulsuri..... | 82 |
| Fig.4.27 Ansamblul tranzistoarelor T ₁ și T ₂ | 84 |
| Fig.4.28 Circuitul de prelucrare digitală a semnalelor-ecou, CPD, schema electrică..... | 87 |
| Fig.4.29 Circuitul de prelucrare digitală- forme de undă | 88 |
| Fig.4.30 Circuitul de prelucrare analogică a semnalelor ecou- schema electrică..... | 91 |
| Fig.4.31.Schema de calcul pentru generatorul de curent IC ₁₄ | 96 |
| Fig.4.32 Schema de calcul pentru treapta I „DOMENIU„..... | 98 |
| Fig.4.33 Schema de calcul pentru treapta II „DOMENIU”..... | 99 |
| Fig.4.34 Schema de calcul pentru treapta III „DOMENIU”..... | 99 |
| Fig 4.35 Sistem de achiziție / interpretare a datelor – foto..... | 101 |
| Fig.4.36 Sistemul de cahiziție/ interpretare – afișarea rezultatelor măsurării..... | 102 |
| Fig. 5.1 Sistemul automat pentru determinarea câmpului acustic al traductoarelor de ultrasunete, SADCA – foto..... | 106 |
| Fig. 5.2 Sistem pentru determinarea câmpului acustic al traductoarelor US – schema bloc și de conexiuni..... | 107 |
| Fig 5.3 Traекторia reflectorului sferic..... | 108 |
| Fig.5.4 Circuit formator de impulsuri..... | 109 |
| Fig 5.5 Circuit de comandă a MPP - schema electrică..... | 113 |

| | |
|---|-----|
| Fig.5.6 Schema de interconexiuni PDA-1 și PDA-2..... | 114 |
| Fig.5.7 Definirea comenzilor..... | 115 |
| Fig.5.8 Secțiune longitudinală a câmpului acustic al traductorului US..... | 116 |
| Fig.5.9 Secțiune transversală prin câmpul acustic, A=47dB | 116 |
| Fig.5.10 Secțiune transversală prin câmpul acustic, A=44dB | 117 |
| Fig.5.11 Secțiune transversală în planul xoz la distanța y=0mm, refl.sferic, d=3mm..... | 117 |
| Fig 5.12 Secțiune transversală în planul xoz la distanța y=4mm, reflector sferic, d=3mm.. | 118 |
| Fig.5.13.Secțiune transversală în planul xoz la distanța y=10mm, reflector sferic d=3mm, A=47dB | 118 |
| Fig.5.14 Secțiune transversală în planul xoz, la distanța y=10mm, reflector sferic, d=3mm, A=50dB..... | 119 |
| Fig. 5.15 Secțiune în câmpul acustic, în planul xoz la distanța y=0 (la suprafața traductorului)..... | 119 |
| Fig 5.16 Secțiune în câmpul acustic, în planul xoz la distanța y=3,5mm..... | 120 |
| Fig.5.17 Secțiune în câmpul acustic, în planul xoz la distanța y=4mm..... | 120 |
| Fig 5.18 Secțiune în câmpul acustic, în planul xoz la distanța y=6mm..... | 120 |
| Fig 5.19 Secțiune în câmpul acustic, în planul xoz la distanța y=8mm..... | 121 |
| Fig. 5.20 Secțiune în câmpul acustic, în planul xoz la distanța y=10mm..... | 121 |
| Fig. 5.21 Secțiune în câmpul acustic, în planul xoz la distanța y=15mm..... | 121 |
| Fig 5.22 Secțiune în câmpul acustic, în planul xoy la distanța z=3mm de axa geometrică, A=42dB..... | 122 |
| Fig. 5.23 Secțiune în câmpul acustic, în planul xoy la distanța z=3mm de axa geometrică, A=44dB..... | 122 |
| Fig 5.24 Secțiune în câmpul acustic, în planul xoy la distanța z=3mm de axa geometrică, A=46dB..... | 123 |
| Fig.5.25 Secțiune în câmpul acustic, în planul xoy la distanța z=3,5mm de axa geometrică, A=42dB..... | 123 |
| Fig. 5.26 Secțiune în câmpul acustic, în planul xoy la distanța z=3,5mm de axa geometrică, A=44dB..... | 124 |

Lista tabelelor

| | |
|--|----|
| Tabelul 2.1: Caracteristici ale materialelor piezoelectrice | 8 |
| Tabelul 2.2: Impedanța acustică a câtorva materiale..... | 11 |
| Tabelul 2.3: Coeficientul de atenuare în modul de lucru puls-ecou..... | 15 |
| Tabelul 2.4: Viteza ultrasonică a undei longitudinale și transversale în materiale solide..... | 19 |
| Tabelul 4.1: Polarizarea tranzistoarelor generatorului de impulsuri..... | 60 |
| Tabelul 4.2: Comanda selectivă a amplificării..... | 68 |

Lista abrevierilor

ASTM- American Society of Testing Materials

CCD -“Charge Coupled Device”

CMUT-Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers

CNC – Control Numeric Computerizat

IGBT- Insulated Gate Bipolar Transistors- Tranzistor bipolar cu poartă izolată

ISCIR – Inspectia de Stat pentru Controlul Cazanelor, Recipientelor sub Presiune și Instalațiilor de Ridicat

LNA-Low Noise Amplifier- Amplificator cu zgomot redus

LUA – „Luna” (limba portugheză) – limbaj de programare

MPP – Motor pas cu pas

NDE – Non-Destructive Evaluation- Evaluare nedistructivă

NDT – Non – Destructive Testing-Control nedistructiv

p.s.f. – punctul static de funcționare

POD- Probability Of Detection – Probabilitatea de detectare

PZT-Titanat Zirconat de Plumb (material piezoceramic)

SADCA – Sistem Automat pentru Determinarea Câmpului Acustic al traductoarelor ultrasonice

TIA –Trans-Impedance Amplifier- Amplificator de transimpedanță

TGA- Time Gain Amplifier – Amplificator cu câștig variabil în timp

Capitolul 1

Introducere

Fiabilitatea echipamentelor și componentelor este un element important pentru asigurarea securității proceselor tehnologice. Atunci când este vorba de centrale nucleare electrice, asigurarea fiabilității componentelor și instalațiilor tehnologice este primul pas pentru evitarea unor evenimente cu consecințe grave.

Controlul în fluxul de fabricație al țevilor de inox și zirconiu utilizate în centralele nucleare este reglementat de prescripții tehnice severe.

Testarea cu ultrasunete a țevilor metalice este o metodă sigură și ieftină și dacă se efectuează în flux reduce substanțial costul de fabricație al acestor componente.

1.1 Prezentarea domeniului tezei de doctorat

Testarea nedistructivă (*Non – Destructive Testing, NDT*) este procesul de inspectare, testare sau evaluare a materialelor, componentelor sau ansamblurilor pentru a detecta discontinuități, abateri dimensionale sau diferențe de caracteristici, fără a afecta funcționalitatea părții sau a sistemului.

În prezent, testele nedistructive moderne sunt utilizate în controlul în flux, pentru a asigura integritatea și fiabilitatea produselor, în cadrul unui proces de fabricație, în vederea reducerii costurilor de producție și pentru a menține un nivel înalt de calitate a produsului finit.

Testarea cu ultrasunete a materialelor utilizează energia sonică de înaltă frecvență pentru a examina structura internă a materialelor și are ca obiective detectarea și evaluarea defectelor interne, caracterizarea materialului, măsurarea dimensiunilor acestuia.

Un sistem tipic de inspecție cu ultrasunete este format din mai multe blocuri funcționale (fig.1.1):

- generatorul impulsurilor de excitație;

- amplificatorul impulsurilor-ecou;
- traductorul piezoelectric de ultrasunete;
- circuitele de prelucrare a semnalelor ecou electrice;
- sistemul de achiziție și prelucrare a datelor, de evaluare, afișare și decizie;
- circuitul de comandă a sistemului.

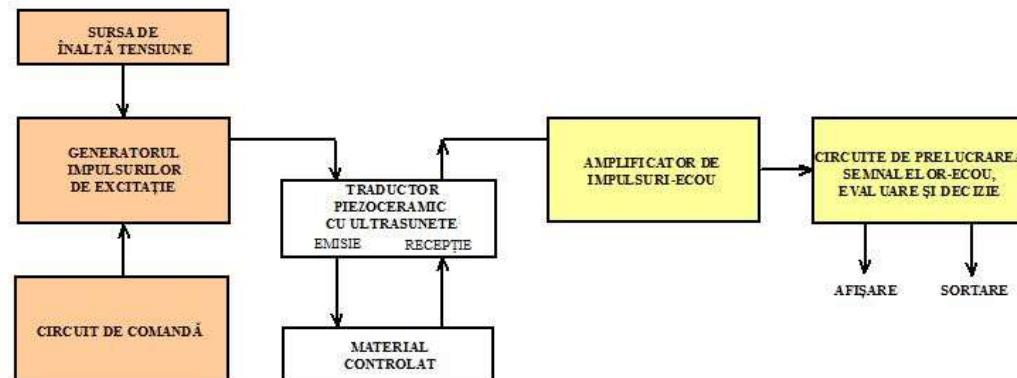


Fig.1.1 Schema bloc a sistemului electronic de control cu ultrasunete

Generatorul impulsurilor de excitație este un circuit electronic care produce impulsuri electrice de înaltă tensiune și înaltă frecvență, capabile să excite traductorul piezoelectric de ultrasunete.

Traductorul piezoelectric, excitat cu impulsurile de înaltă tensiune, generează impulsuri ultrasonice de înaltă frecvență.

Impulsurile ultrasonice sunt introduse în materialul inspectat și se propagă prin acesta sub formă de undă.

Atunci când există o discontinuitate (defect structural) sau o suprafață de separație în calea undei, o parte din energie se reflectă pe suprafață discontinuității. Unda reflectată este recepționată de traductor și convertită în semnal electric.

Timpul de deplasare a semnalului-ecou este direct proporțional cu distanța parcursă de undă prin material.

Semnalele-ecou oferă informații privind locația, dimensiunile și orientarea discontinuităților sau privind dimensiunile materialului străbătut de undă.

Față de alte metode de control, inspecția cu ultrasunete prezintă următoarele avantaje:

- sensibilitate mare în detecția defectelor de suprafață și a celor din adâncime;
- adâncimea penetrării pentru detectarea și măsurarea defectelor sau dimensiunilor este net superioară altor metode;
- când se utilizează metoda puls-ecou, este necesar accesul numai pe o parte a piesei controlate;
- prezintă o mare precizie în determinarea poziției discontinuității interne a materialului, în evaluarea dimensiunilor și orientării acesteia;
- pe lângă detectarea defectelor interne inspecția cu ultrasunete se poate utiliza și la măsurarea grosimilor pereților.

Testarea nedistructivă cu ultrasunete a fost inițiată cu multe decenii în urmă și a cunoscut o

evoluție rapidă, în pas cu progresul tehnologic în electronică și informatică.

Testarea cu ultrasunete a apărut ca o necesitate de detectare a defectelor interne, în vederea prevenirii avariilor în sistemele cu grad ridicat de periculozitate: țevi și recipienți sub presiune, conducte pentru transportul fluidelor toxice, etc.

În controlul nedistructiv cu ultrasunete al materialelor, evoluția tehnologică a anilor '80 a dus la mărirea capacitații sistemelor de a detecta defecte mici.

Determinarea cu precizie a dimensiunilor defectelor a devenit deosebit de importantă în industria de apărare și în energetica nucleară.

Odată cu perfecționarea detecției defectelor au apărut și concepte noi privind rejecția produsului necorespunzător normelor, concepte bazate pe studii de evoluție a defectelor interne, astfel încât criteriile de acceptabilitate s-au modificat conform unor legi statistice. S-au emis legi noi de predicție a ratei de creștere a fisurilor sub influența solicitărilor. A apărut, astfel, posibilitatea ca o piesă cu defecte să fie acceptată, dacă în urma studiului de rezistență la oboseală se atestă că defectele descoperite nu vor evoluă și nu pun în pericol funcționarea sistemului.

După anii '80 instrumentele s-au perfecționat continuu, au fost create sisteme informaționale de mare viteză cu capacitați foarte mari de memorare, oferind funcții suplimentare, precizie și un mai înalt nivel de adevară examinărilor cu ultrasunete.

1.2 Scopul tezei de doctorat

Motivația acestei lucrări este dorința de a realiza un sistem performant și ieftin de măsurare cu ultrasunete a dimensiunilor materialelor, în procesul de fabricație, de a investiga și eficientiza metodele de generare a fasciculului ultrasonic de energie mare simultan cu obținerea unei înalte rezoluții a măsurării dimensionale, utilizând semnalele-ecou de ultrasunete recepționate din materialul controlat.

Pornind de la un studiu al realizărilor anterioare privind fiecare parte componentă a sistemului de control cu ultrasunete, am adus îmbunătățiri ale performanțelor acestor blocuri funcționale, simultan cu scăderea prețului de cost, prin utilizarea unor soluții noi de realizare a următoarelor circuite electronice componente și anume:

- generatorul impulsurilor de excitație;
- amplificatorul impulsurilor-ecou;
- circuitul de comandă al generatorului impulsurilor de excitație;
- sursa de tensiune înaltă;
- circuitele de prelucrare analogică și digitală a semnalelor-ecou;
- sistemul de achiziție și prelucrare a datelor.

De asemenea, am conceput și realizat practic un stand automat pentru determinarea câmpului acustic al traductoarelor ultrasonice utilizate în controlul nedistructiv al materialelor.

1.3 Conținutul tezei de doctorat

Teza este structurată în şase capitole distincte. În primul capitol sunt prezentate domeniul, scopul și conținutul tezei de doctorat.

Al doilea capitol este rezervat fenomenului piezoelectricității și aplicațiilor sale în domeniul testării nedistructive cu ultrasunete a materialelor.

În capitolul al treilea am prezentat stadiul actual al realizărilor generatoarelor de impulsuri de excitație pentru traductoarele ultrasonice și amplificatoarelor impulsurilorecou, am analizat și explicat, comparativ, mai multe soluții pentru fiecare tip de circuit din punctul de vedere al aplicabilității în domeniul temei.

Capitolul patru cuprinde soluțiile originale propuse pentru blocurile funcționale principale ale unui sistem electronic de control dimensional cu ultrasunete al tuburilor metalice destinate a fi folosite în centralele nucleare: generatorul impulsurilor de excitație, amplificatorul impulsurilor-ecou, sursa de înaltă tensiune, circuitul de comandă a sistemului, circuitele de prelucrare analogică și digitală a semnalelor-ecou, sistemul de achiziție și prelucrare a datelor.

În capitolul cinci am prezentat realizarea practică – Sistemul Automat pentru Determinarea Câmpului Acustic (S.A.D.C.A.) al traductoarelor piezoelectrice și determinările experimentale efectuate.

În capitolul şase am scos în evidență rezultatele obținute și contribuțiile personale după care am prezentat concluziile generale ale lucrării.

Capitolul 2

Stadiul actual al aplicațiilor efectului piezoelectric în controlul nedistructiv cu ultrasunete al materialelor

2.1 Efectul piezoelectric

Piezoelectricitatea descoperita în anul 1880 de frații Pierre și Jaques Curie apare în anumite materiale izolatoare și constă în apariția sarcinilor electrice pe suprafețele unui monocrystal care este deformat mecanic [1].

Când celula nu este supusă nici unei forțe mecanice centrul de masă al sarcinilor negative și centrul de masă al sarcinilor pozitive se suprapun în punctul O (fig.2.1.a).

Aplicând o tensiune mecanică între două fețe paralele ale cristalului, are loc o separare a centrelor de masă ale sarcinilor electrice, pozitive și negative, creându-se astfel un dipol electric, caracterizat de un moment electric dipolar (fig.2.1.b). Diferența de potențial creată prin efect piezoelectric direct între cele două fețe ale cristalului este direct proporțională cu tensiunea mecanică aplicată.

Invers, cristalul se va forma mecanic dacă la bornele lui se aplică un câmp electric (efectul piezoelectric invers) iar direcția de deformare mecanică depinde de polaritatea tensiunii electrice aplicate. Fenomenul de piezoelectricitate este propriu cristalelor care nu au un centru de simetrie:

- a) când nu se aplică nici o forță asupra cristalului, centrul de masă al sarcinilor negative coincide cu centrul de masă al sarcinilor pozitive;
- b) aplicând o forță pe direcția oy, centrele de masă ale sarcinilor negative și pozitive se vor deplasa rezultând o polarizare P în direcția axei oy;
- c) dacă se aplică o forță pe direcția axei ox, rezultă o polarizare P tot în direcția axei oy, ca rezultat al deplasării atomilor în lungul axei oy.

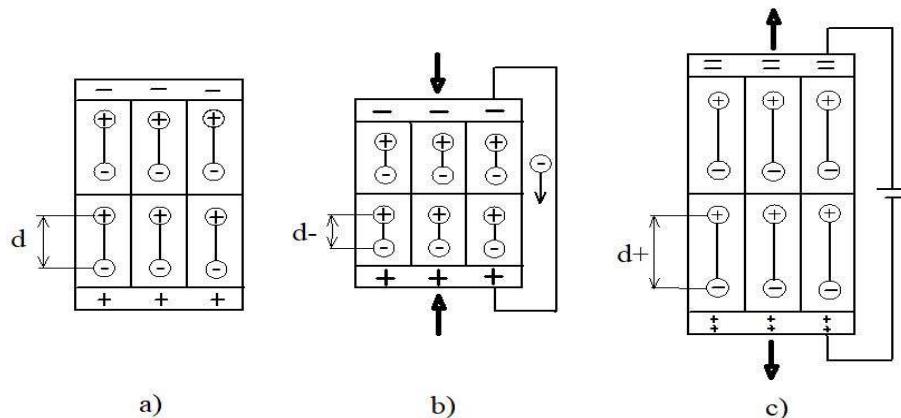


Fig 2.1.Efectul piezoelectric: a)stare inițială; b)generarea unei tensiuni electrice în urma comprimării cristalului (efectul piezoelectric direct); c) dilatarea cristalului la aplicarea unei tensiuni electrice (efect piezoelectric invers) [2].

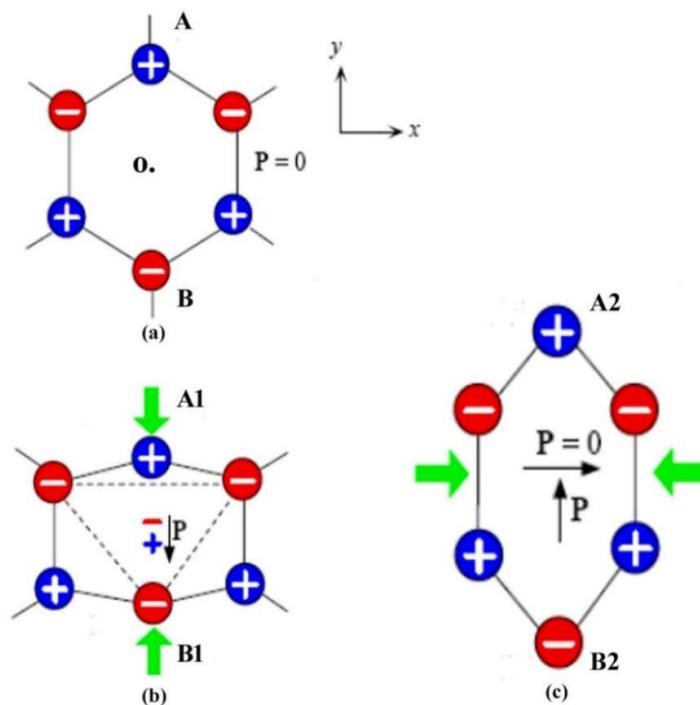


Fig.2.2.Celulă hexagonală fără centru de simetrie: a) nu se exercită forțe mecanice asupra celulei; b) se aplică o forță pe direcția oy; c) se aplică o forță pe direcția ox.

Atunci când celula este deformată mecanic, sarcina pozitivă din punctul A și sarcina negativă din punctul B se vor deplasa în punctele A1 și B1, rezultând o polarizare P , în lungul axei oy, ca și forța aplicată.

Dacă forță se aplică pe direcția axei ox va avea loc o deplasare a centrelor de masă pe direcția axei oy, datorită deplasării atomilor din punctele A și B în punctele A2 respectiv B2.

Deci, aplicând forță pe direcția axei ox, vom obține o polarizare pe direcția axei oy.

Dacă tensiunea mecanică aplicată pe direcția j este T_j iar polarizarea obținută pe direcția i

este P_i , între cele două mărimi există o relație liniară de forma :

$$P_i = d_{ij} T_j \quad (2.1)$$

unde d_{ij} se numește *coeficient piezoelectric*.

Efectul piezoelectric invers este descris de următoarea relație:

$$S_j = d_{ij} E_i \quad (2.2)$$

unde S_j este tensiunea mecanică pe direcția j iar E_i este câmpul electric aplicat pe direcția i .

2.2 Materiale piezoceramice

Studiul caracteristicilor diferitelor materiale piezoelectrice este necesar pentru proiectarea corectă a traductorului cu ultrasunete conform cerințelor aplicației propuse.

Deși, inițial, efectul piezoelectric se considera a fi o caracteristică a monocristalelor, ulterior (în anii 1950) s-au descoperit materialele piezoceramice cu constante dielectrice mult superioare acestora. Constanta dielectrică se definește ca raportul dintre permitivitatea dielectrică a materialului, ϵ , și cea a vidului, ϵ_0 :

$$K = \epsilon / \epsilon_0 \quad (2.3)$$

unde $\epsilon_0 = 8,84 \cdot 10^{-12} \text{ C}^2/\text{N}\cdot\text{m}^2$.

Materialele cu efect dielectric pronunțat, cu o valoare mare a constantei dielectrice sunt titanații : Titanatul de Bariu , Titanatul de Plumb (PT), Plumb Zirconat Titanatul (PZT), Plumb Metaniobatul, etc.

Se definește *impedanța acustică* ca raportul dintre presiunea sonică p și viteza v de vibrație a particulei într-un punct dat [3], [4]:

$$Z = p/v \quad (2.4)$$

În tabelul nr.2.1 sunt redate principalele caracteristici ale câtorva materiale piezoelectrice.

Coeficientul de cuplare pentru oscilații transversale, K_p arată în ce măsură energia unui piezoelement se transformă în oscilații transversale, când pastila piezoceramică se dilată și se contractă pe o direcție perpendiculară pe grosimea ei, adică pe o direcție paralelă cu axa mare a secțiunii.

Coeficientul de cuplare pentru oscilații în grosime, K_t este un coeficient de eficiență acustică, indicând modul în care se realizează transformarea energiei electrice în energie mecanică și invers .

Se observă că materialele piezoelectrice ceramice (Titanat de Plumb, Plumb Zirconat Titanat, Plumb Metaniobat) prezintă un coeficient de cuplare electromecanică ridicat.

La trecerea oscilației dintr-un mediu în altul, la suprafața de separație spre mediul de transmitere apar pierderi prin reflexie, astfel că numai o parte din energia undei ultrasonice

incidente trece în mediul de măsurat.

Tabelul 2.1: Caracteristici ale materialelor piezoelectrice [5]

| | Titanat de Plumb (PT) | Plumb Zirconat Titanat (PZT) | Plumb Metaniobat (PbNb ₂ O ₆) | PVDF, Copoly-meri | 1-3Compo- site |
|--|-----------------------|------------------------------|--|-------------------|-------------------|
| Impedanța acustica,Z (10 ⁶ Kg/m ² s) | 33,7 | 33 | 20,5 | 3,9 | 9 |
| Frecvența de rezonanță | <25 | <20 | <30 | 160-10 | <10 |
| Coeficient de cuplare pentru oscilații în grosime, Kt | 0,45 | 0,51 | 0,30 | 0,2 | 0,6 |
| Coeficient de cuplare pentru oscilații transversale, Kp | 0,58 | 0,01 | <0,1 | <0,12 | 0,1 |
| Permitivitate dielectrică relativă, ε _r | 1700 | 215 | 300 | 10 | 450 |
| Temperatura maxima, °C | 365 | 350 | 370 | 80 | 100 |

Sunt de preferat, în acest caz, materialele sintetice piezoelectrice , cum sunt PVDF (*Polyvinylidene Difluoride*) [6],[7], [8] sau copolymerii, datorită impedanțelor acustice mici, flexibilității ridicate și frecvențelor mari de lucru - pâna la 160 MHz. Dezavantajul utilizării acestora rezidă în sensibilitatea mică (coeficient de cuplare pentru oscilații în grosime, Kt , mic) și temperatura relativ scăzută de utilizare (80°C).

Materialele *1-3 Compozite* au o impedanță acustică scăzută, coeficientul de eficiență electro-mecanică pentru oscilații în grosime, Kr, foarte ridicat și coeficientul pentru oscilații transversale, Kp, mic.

Desigur , materialul piezoelectric ideal realizează transferul de energie electrică în energie mecanică și invers cu același randament. Există, însă, materiale care dezvoltă deformații mari la variații mici ale tensiunii electrice aplicate, numite *actuatori* și materiale care generează tensiuni electrice importante la tensiuni mecanice slabe, numite *senzori*.

Studiind fenomenul de polarizare în cazul titanatului de bariu (BaTiO₃), observăm o simetrie perfectă la temperaturi peste temperatura Curie (T>T_c), dar sub această temperatură cationii de Ba²⁺ și Ti⁴⁺ se deplasează față de anionul de oxigen, realizându-se o polarizare spontană.

Definim *coeficientul de cuplare piezoelectrică*, d, ca viteza de variație a polarizării, P, în funcție de tensiunea mecanică, σ, aplicată în condițiile unui câmp electric constant sau ca viteza de variație a deformației S în funcție de câmpul electric E, aplicat la polarizare constantă:

$$d = (\partial P / \partial \sigma)_{E=ct}, \quad [\text{C/N}] \quad (2.5)$$

$$d = (\partial S / \partial E)_{\sigma=ct}, \quad [\text{m/V}] \quad (2.6)$$

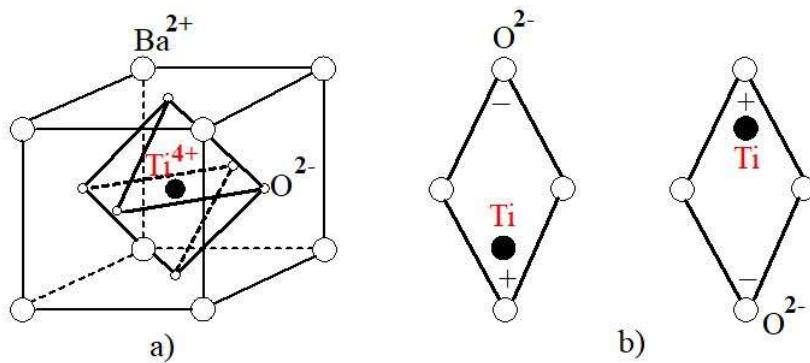


Fig.2.3.Polarizarea titanatului de bariu, BaTiO₃:

a). $T > T_c$ -celula nepolarizată; b). $T < T_c$ - cationul de Ti⁴⁺ se deplasează la aplicarea unui câmp electric alternativ.[1]

Coeficientul de tensiune, notat g , este definit ca variația câmpului electric E produs de o tensiune mecanică, σ , în condiții de polarizare constantă, $P=ct$:

$$g = (-\partial E / \partial \sigma)_{P=ct}, \text{ [m}^2/\text{C}] \quad (2.7)$$

Întrucât materialele piezoelectrice prezintă asimetrie cristalină, coeficienții de cuplare, d_{ij} , se exprimă tensorial (i indică direcția câmpului electric sau polarizării iar j direcția tensiunii mecanice sau deformației.)

Din aceste considerente, titanatii, având coeficientul d mare sunt utilizati ca *actuatori* iar fluorura de poliviniliden, cu coeficientul g mare se utilizează la obținerea *senzorilor*.

Aplicând o tensiune electrică unui actuator, acesta va exercita o forță mecanică asupra mediului (efect piezoelectric invers) prin deformarea cristalului. Un actuator de calitate înaltă are timpi de reacție mici și coeficienți de cuplare piezoelectrică mari.

Titanatul Zirconat de Plumb (PZT) este materialul piezoceramic cel mai des utilizat în producerea traductoarelor electromecanice, însă proprietățile sale piezoelectrice se manifestă sub temperatura Currie de $T_c=+386^\circ\text{C}$.

Modificând compozitia chimică a materialelor ceramice de tip PZT, se pot obține materiale noi, cu proprietăți piezoelectrice superioare. Un exemplu este titanatul stano-zirconat de niobiu și plumb, notat PNZST, obținut prin presarea izostatică la 1200°C a oxizilor de plumb (PbO), niobiu (Nb₂O₅), zirconiu (ZrO₂), staniu (SnO₂) și titan (TiO₂), material care dezvoltă o polarizare de $0,4\text{C/m}^2$ și o deformație reversibilă de 85% dacă i se aplică un câmp de 3KV/mm la temperatura de 26°C .

De asemenea, prin tratarea PZT cu lantan, se obține titanatul zirconat de lantan și plumb, notat PLZT, având formula stoichiometrică Pb_{0,88}La_{0,08}Zr_{0,35}Ti_{0,65}O₃. Acest material are coeficientul de cuplare piezoelectrică de trei ori mai mare decât PZT.

Întrucât materialele piezoceramice sunt fragile, asociind elementul activ piezo-ceramic cu o matrice polimerică pasivă s-a obținut un produs nou- *piezocompozitul* - care întrunește proprietățile inițiale ale celor două componente.[9]. Cele două cifre cu care se notează piezocompozitele semnifică gradul de conectivitate al părții active, piezoceramice (prima cifră) în noua structură și conectivitatea părții pasive - matricea polimerică (a doua cifră).

De exemplu *piezocompozitul 1-3* se obține din bare piezoceramice conectate pe o singură dimensiune (1) într-o matrice polimerică conectată pe toate cele trei dimensiuni (3). Cu acest piezocompozit se pot obține actuatori și senzori suficient de elastici pentru a rezista unui regim de lucru cu unde de soc (ex.:explozii submarine).

2.3.Traductoare piezoelectrice de ultrasunete

2.3.1. Proprietăți elastice ale mediului continuu

Materialele piezoelectrice cunoscute prezintă caracteristici diferite (v. tab 2.1) și acest lucru face posibilă obținerea unor traductoare ultrasonice cu proprietăți specifice pentru diferite aplicații.[10]

Unda ultrasonică este generată prin aplicarea unui impuls scurt de tensiune pe pastila piezoelectrică. Impulsul de tensiune de bandă largă de frecvență determină materialul PZT să vibreze mecanic pe frecvența proprie pentru care a fost proiectat.

Energia ultrasonică generată este transferată de discul PZT mediului cu care se află în contact. Dacă materialul PZT este realizat sub formă de disc subțire, cea mai mare parte din energia ultrasonică generată se va deplasa între suprafețele superioară și inferioară ale acestuia.



Fig.2.4 Elemente piezoceramice active [11]

Pentru analiza caracteristicilor piezoelectrice voi face referiri la metaniobatul de plumb, acesta fiind materialul piezoceramic cu cea mai mică impedanță acustică.

Impedanța acustică, Z a unui material determină cantitatea de energie care se reflectă și care se refractă la suprafața de separație dintre două medii cu impedanțe acustice diferite. Din acest considerent impedanța acustică este deosebit de importantă în calculul traductoarelor ultrasonice și în evaluarea absorbției ultrasunetelor în mediul în care se propagă. Suma dintre energia undei reflectate și energia undei refractate la suprafața de separație dintre două medii este egală cu energia undei incidente. Cu cât diferența de impedanță acustică dintre cele două medii este mai mare cu atât se reflectă mai puternic unda incidentă.

Cunoscând impedanțele acustice ale celor două medii se poate calcula fracțiunea din unda incidentă care se reflectă utilizând *coeficientul de reflecție*, R, definit de relația:

$$R = [(Z_2 - Z_1) / (Z_2 + Z_1)]^2 \quad (2.8)$$

unde Z_1 este impedanța acustică a mediului 1 iar Z_2 este impedanța acustică a mediului 2.

Tabelul 2.2: Impedanța acustică a câtorva materiale[2]

| | Otel | Aluminiu | Cupru | Titan | Apă, T=20°C | Aer T=20°C |
|----------------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-----------------|-------------------|---------------|
| $Z(\text{Kg/m}^2\text{s})$ | $46,1 \cdot 10^6$ | $17,1 \cdot 10^6$ | $41,6 \cdot 10^6$ | $28 \cdot 10^6$ | $1,48 \cdot 10^6$ | 413 |

Impedanța acustică a corpului de atenuare din spatele elementului activ se impune a fi apropiată sau egală cu impedanța acustică a oscilatorului, pentru atenuarea completă a oscilațiilor pe această direcție. Din acest punct de vedere metaniobatul de plumb se poate amortiza acustic ușor, construind în spatele elementului activ un corp de atenuare din materiale sintetice și pulberi de metale grele. Aceste materiale depuse în spatele discului piezoelectric diminuează, totuși, amplitudinea undei utile generate.

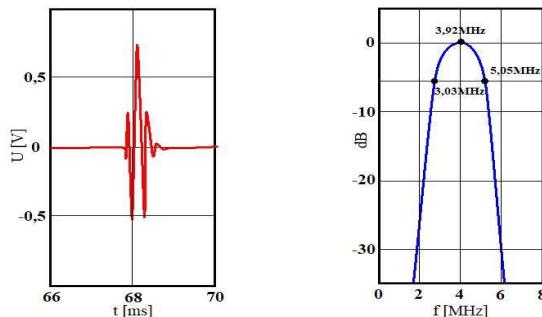


Fig.2.5 Forma impulsului și spectrul de frecvență pentru un traductor ultrasonic de 4 MHz

Se obțin, astfel, traductoare ultrasonice de înaltă rezoluție, care generează impulsuri extrem de scurte, foarte utile în măsurările dimensionale de mare precizie.

De asemenea, impedanța mică a metaniobatului de plumb este o caracteristică deosebit de utilă pentru realizarea traductoarelor ultrasonice unghiulare de bandă largă și a traductoarelor duble emisie-recepție.

În fața elementului activ există o pană intermediară prin care se transmite energia undei ultrasonice în mediul testat și care protejează traductorul la uzură. Pentru adaptarea impedanței acustice a elementului activ la impedanța mediului controlat, se va alege pană intermediară cu impedanță acustică, Z_p , care va respecta condiția:

$$Z_p = (Z_0 \cdot Z_m)^{1/2} \quad (2.9)$$

unde Z_0 este impedanța acustică a discului piezoelectric și Z_m este impedanța acustică a mediului controlat. Prin respectarea condiției (2.10) transferul de energie de la elementul activ prin pană intermediară spre materialul investigat este maxim.

Frecvența de oscilație, f , a discului piezoceramic este determinată de grosimea acestuia, d_t și de viteza ultrasonică prin traductor, v_t :

$$f = v_t / 2d_t \quad (2.10)$$

2.3.2. Propagarea undelor elastice

Câteva considerații teoretice privind propagarea undelor elastice prin mediile cristaline anizotrope, cum ar fi vitezele de propagare pe diferite direcții și modulele de elasticitate, care depind de direcțiile eșantionului de material, sunt absolut necesare.

Considerând materialul testat anizotrop pe direcțiile axială, radială și circumferențială putem asimila structura acestuia ca fiind ortorombică. Aceasta este caracterizată de nouă coeficienți elastici independenți, conform matricei C_{ij} :

$$C_{ij} := \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & 0 & 0 & 0 \\ c_{12} & c_{22} & c_{23} & 0 & 0 & 0 \\ c_{13} & c_{23} & c_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{55} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_{66} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Sistemul de coordonate cartezian, x_i corespunde coordonatelor cristalografice ale materialului, astfel încât din ecuațiile de mișcare se obțin coeficienții diagonali, C_{ii} , cunoscând viteza ultrasunetului pe direcțiile axelor cristalografice principale:

$$C_{11} = \rho v_1^2; C_{22} = \rho v_2^2; C_{33} = \rho v_3^2; C_{44} = \rho v_{23}^2; C_{55} = \rho v_{31}^2; C_{66} = \rho v_{12}^2; \quad (2.12)$$

unde v_i este viteza undei quasi-longitudinale ce se propagă pe direcția i iar v_{ij} este viteza undei quasi-transversale ce se propagă în direcția i , mediul fiind polarizat în direcția j .

De asemenea, coeficienții elastici care nu sunt pe diagonala matricei se determină din ecuațiile de propagare a undei pe direcțile $(i+j)\sqrt{2}$:

$$C_{12} = [(C_{11} + C_{66} + 2\rho v_{12}^2) + (C_{22} + C_{66} - 2\rho v_{12}^2)]^{1/2} - C_{66}; \quad (2.13)$$

$$C_{13} = [(C_{11} + C_{55} - 2\rho v_{13}^2) + (C_{33} + C_{55} - 2\rho v_{13}^2)]^{1/2} - C_{55}; \quad (2.14)$$

$$C_{23} = [(C_{22} + C_{44} - 2\rho v_{23}^2) + (C_{33} + C_{44} - 2\rho v_{23}^2)]^{1/2} - C_{44} \quad (2.15)$$

unde cu v_{ij} am notat viteza undei longitudinale sau transversale care străbate materialul pe direcția $(i+j)\sqrt{2}$, polarizat în planul (i,j) .

Din ecuațiile de propagare ale undelor elastice printr-un mediu solid izotrop se deduc expresiile modulelor de elasticitate:

-modulul Young: $E = \rho V_T^2 (3V_L^2 - 4V_T^2) / (V_L^2 - V_T^2); \quad (2.16)$

-modulul de forfecare: $G = \rho \cdot V_T^2 \quad (2.17)$

-modulul de compresibilitate: $K = \rho \cdot (3V_L^2 - 4V_T^2)/3$ (2.18)

-modulul de întindere: $L = \rho \cdot V_T^2$ (2.19)

-raportul Poisson: $\nu = (V_L^2 - 2V_T^2)/(2V_L^2 - 2V_T^2)$ (2.20)

2.3.3. Conversia modurilor

Unda ultrasonică incidentă pe suprafața de separație dintre două medii se reflectă în mediul din care provine și se refractă în mediul al doilea după Legea lui Snell:

$$\sin\theta_1 / \sin\theta_2 = v_{L1}/v_{L2} \quad (2.21)$$

unde: θ_1 =unghiul de incidență;

θ_2 = unghiul de refracție;

v_{L1} = viteza undei longitudinale în mediul 1;

v_{L2} = viteza undei longitudinale în mediul 2.

Unghiiurile θ_1 și θ_2 se măsoară față de normală la suprafața de separație dintre cele două medii (fig.2.6).

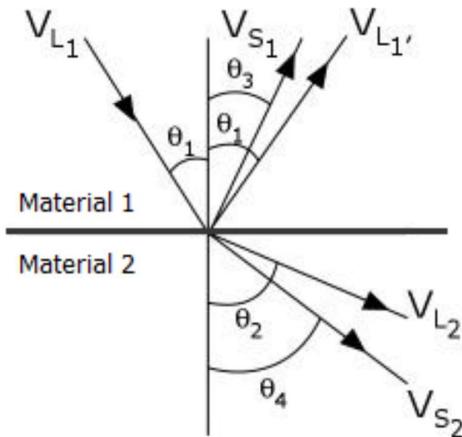


Fig.2.6 Conversia modurilor.

Atunci când unda ultrasonică se propagă într-un mediu solid, energia undei se transformă dintr-o formă în alta.

Altfel spus, o parte din energia undei longitudinale incidente la suprafața de separație dintre cele două medii solide poate provoca mișcarea particulelor pe direcția transversală, astfel încât, în al doilea mediu apare o undă ultrasonică transversală ("de forfecare"). Această *conversie a modurilor* apare de fiecare dată când unda incidentă întâlnește o suprafață de separație a două medii cu *impedanțe acustice diferite* și incidența are loc sub un unghi diferit de 90° .

Conversia modurilor are loc atât pentru unda care se propagă în mediul al doilea cât și pentru unda care se reflectă înapoi, în mediul 1.

Când diferența de viteze acustice între cele două materiale este mare apare cu preponderență fenomenul de refracție.

Deosebit de important este fenomenul de generare a undei transversale în mediul 1: unghiul sub care apare unda transversală în mediul 1 (θ_3) este mai mic decât unghiul de reflexie (θ_1).

Acest lucru se întâmplă pentru că, în același material, viteza undelor transversale este mai mică decât viteza undelor longitudinale.

Legea lui Snell este valabilă atât pentru undele ultrasonice longitudinale cât și pentru undele transversale:

$$\sin\theta_1/v_{L1} = \sin\theta_2/v_{L2} = \sin\theta_3/v_{S1} = \sin\theta_4/v_{S2} \quad (2.22)$$

unde: v_{L1} , v_{L2} : viteza undei longitudinale în materialul 1, respectiv în materialul 2;

v_{S1} , v_{S2} : viteza undei transversale în materialul 1, respectiv în materialul 2;

θ_1 : unghiul de incidentă al undei ultrasonice longitudinale;

θ_2 : unghiul de refracție al undei longitudinale;

θ_3 : unghiul de reflexie al undei convertite transversale;

θ_4 : unghiul de refracție al undei convertite transversale.

Când unda ultrasonică longitudinală trece dintr-un material cu viteză de propagare mică într-un material cu viteză de propagare mare și se și reflectă, există o valoare a unghiului de incidentă pentru care unghiul de refracție al undei longitudinale devine egal cu 90° . Aceasta este *primul unghi critic Rayleigh*. Când unda longitudinală cade pe suprafața de separație sub unghiul critic, o mare parte din energia acustică a undei se pierde la suprafața de separație prin transformarea într-o undă de suprafață neomogenă, care se deplasează de-a lungul suprafeței de separație și se atenuează exponențial cu adâncimea.

Dacă unghiul de incidentă este mai mare decât primul unghi critic, în materialul al doilea se propagă numai undă refractată transversală, acest lucru fiind util la obținerea traductoarelor ultrasonice inclinate, utilizate pentru detectarea defectelor interne ale materialelor.

Un *al doilea unghi critic* de incidentă este unghiul care determină unghiul de refracție al undei transversale să devină egal cu 90° . În acest caz, toată energia undei incidente este convertită în energie a undei transversale reflectată sau refractată la suprafața de separație. Dacă unghiul de incidentă este mai mare decât al doilea unghi critic, la suprafața de separație se produc *unde de suprafață* tip Rayleigh.

2.3.4. Atenuarea ultrasonică în mediul solid

Cunoașterea atenuării undei într-un mediu de propagare solid este utilă în proiectarea amplificatorului impulsurilor-ecou specific sistemelor de control nedistructiv cu ultrasunete.

Atenuarea undei ultrasonice este definită ca pierderea de energie a impulsului ultrasonic la traversarea unui mediu elastic și are loc prin împrăștiere sau prin absorbție.

Împrăștierea fasciculului ultrasonic este cauzată de reflexiile undei pe neomogenitățile structurii materialului, pe neomogenitățile structurii de granulă și de limită de granulă, sau pe discontinuitățile mediului în care se propagă.

Absorbția undei ultrasonice are loc prin transformarea energiei ultrasonice în căldură.

Considerând două puncte diferite de pe traекторia fasciculului ultrasonic, x_1 respectiv x_2 , coeficientul de atenuare se definește ca :

$$\alpha = \frac{20}{x_2 - x_1} \lg \frac{\sigma(x_1)}{\sigma(x_2)}, [\alpha] = \text{dB/ unitatea de lungime} \quad (2.23)$$

unde $\sigma(x_i)$ este amplitudinea undei ultrasonice în punctul x_i de pe traectorie.

Atenuarea ultrasonică depinde de compoziția spectrală a semnalului. Diferite componente ale spectrului semnalului inițial sunt atenuate diferit, în funcție de microstructura materialului traversat de semnalul ultrasonic, acest lucru oferind informații asupra structurii cristaline a materialului. Pentru aceasta este necesar să se cunoaște conținutul spectral al semnalului. Diferite structuri de materiale vor altera diferit semnalul inițial, fapt ce poate fi pus în evidență prin analiza semnalului reflectat în domeniul frecvență.

Dependența spectrală a atenuării ultrasonice oferă informații privind dimensiunea medie a granulelor materialului.

Coeficientul de atenuare pentru materialele la care atenuarea de împrăștiere a undei este preponderentă are expresii diferite în funcție de lungimea de undă:

- împrăștierea Rayleigh: $\lambda > 2\pi D$, $\alpha = B_1 f + A_4 V f^4$;
- împrăștierea stochastică: $\lambda < 2\pi D$, $\alpha = A_2 V f^2$;
- împrăștierea difuzivă: $\lambda << 2\pi D_{\min}$, $\alpha = B_1 f + B_2 f^2 + A_0/D$

unde : -Ai sunt coeficienții de împrăștiere care depind de coeficienții elastici ai materialului;

- Bi sunt constante;
- α este un coeficient de atenuare ;
- D este dimensiunea medie de granulă;
- V este volumul mediu de granulă.

În modul de lucru *puls-ecou* există două posibilități de plasare a materialului controlat față de punctul de focalizare al fasciculului ultrasonic: înainte de focar (în câmpul apropiat) sau după focar (în câmpul îndepărtat).

Coeficientul de atenuare are expresii diferite în cele două situații (v.tab.2.3)

Tabel 2.3.-Coeficientul de atenuare în modul de lucru puls-ecou

| | Materialul este în câmpul apropiat | Materialul este în câmpul îndepărtat |
|--|------------------------------------|--------------------------------------|
| Traductorul este în contact direct cu materialul | $\alpha = (1/2d) \cdot RE$ | $\alpha = (1/2d)(RE - RA)$ |
| Intre traductor și material există o linie de întârziere | $\alpha = (1/2d)(RE - RR)$ | $\alpha = (1/2d)(RE - RA - R'A)$ |

Semnificația simbolurilor din tabelul 2.3:

- d-distanța parcursă de unda ultrasonică în materialul investigat;
- RE- raportul amplitudinilor E_i și E_{i+1} a două ecouri succesive (dB);

$$RE = 20 \cdot \lg(E_i/E_{i+1}) \quad (2.24)$$

-RR-corecția introdusă pentru compensarea pierderilor prin reflexie la interfața dintre linia de întârziere și material:

$$RR = 20 \cdot \lg \frac{1}{R} = 20 \cdot \lg \left(\frac{Z_2 + Z_1}{Z_2 - Z_1} \right)^2 \quad (2.25)$$

-R-coeficient de reflexie între linia de întârziere și material (eq.2.8)

- $Z_2 = \rho_p v$ - impedanță acustică a materialului;

- $Z_1 = \rho_s v_s$ - impedanță acustică a liniei de întârziere;

-RA – atenuarea datorată împrăștierii fasciculului ultrasonic în câmpul îndepărtat;

$$RA = 20 \cdot \lg \left(\frac{n+1}{n} \right); \quad (2.26)$$

$$RA = 20 \cdot \lg \left[\frac{\frac{s \cdot v_s}{v + (n+1)d}}{\frac{s \cdot v_s}{v+n}} \right] = 20 \cdot \lg \left[\frac{v + nd}{v + (n+1)d} \right] \quad (2.27)$$

-s-spațiul parcurs de undă ultrasonică în linia de întârziere, cu viteza v_s ;

-v-viteza ultrasonică în materialul investigat.

2.3.5. Posibilități de utilizare a materialelor piezoelectrice în traductoarele ultrasonice

Diferitele materiale piezoelectrice prezentate în secțiuna 2.2 se pot utiliza cu succes la fabricarea diferitelor tipuri de traductoare ultrasonice (fig.2.8).

Din punct de vedere electronic, determinarea vitezei ultrasunetelor într-un material înseamnă măsurarea precisă a unor intervale de timp foarte mici, ceea ce presupune eliminarea tuturor erorilor introduce de fronturile, durata și forma impulsurilor, de răspunsul tranzistoriu și de mediul de cuplaj. Detaliile constructive conținute în fig.2.7 sunt deosebit de importante : grosimea elementului activ este egală cu $\lambda/2$ iar grosimea penei de adaptare acustică este $\lambda/4$, unde λ se calculează cu relația :

$$\lambda = \frac{v_m}{f} \quad (2.28)$$

unde: v_m - viteza ultrasonică prin materialul testat;

f - frecvența de oscilație a pastilei piezoceramice.

În cazul testării cu ultrasunete a metalelor, cu cât frecvența ultrasonică a traductorului crește, lungimea de undă, λ scade întrucât viteza ultrasunetelor într-un material omogen este constantă și, astfel, pot fi detectate discontinuități de dimensiuni mici ale rețelei cristaline.

Discontinuitatea detectabilă are dimensiuni mai mari decât semilungimea de undă, $\lambda/2$ a fasciculului ultrasonic utilizat.

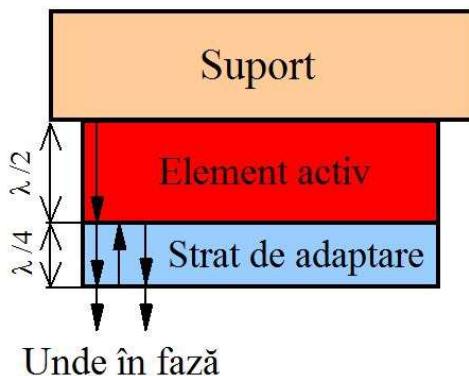


Fig. 2.7.Structura traductorului piezoceramic cu ultrasunete

Prin urmare, sensibilitatea metodei de detecție cu ultrasunete a defectelor (abilitatea de a detecta defecte mici) crește odată cu frecvența ultrasonică a semnalului incident.

Rezoluția este capacitatea sistemului de control de a detecta discontinuități apropiate între ele sau situate în apropierea suprafeței. Rezoluția sistemului crește cu frecvența undei ultrasonice. Creșterea frecvenței de control poate duce, însă, la rezultate nefavorabile dacă dimensiunea granulelor materialului are efect semnificativ de împrășiere a ultrasunetelor.

Prin urmare, frecvența optimă de lucru se stabilește în funcție de structura materialului de dimensiunea minimă a discontinuităților ce urmează a fi detectate, tipul, mărimea și locația probabilă a acestora [12].

Fenomenul de împrășiere a ultrasunetelor datorită particularităților structurale ale materialului se manifestă cu preponderență la frecvențe mari și diminuează puterea de penetrare sau adâncimea maximă din material la care defectele mai pot fi detectate.

În mod evident și în cazul măsurărilor dimensionale cu ultrasunete frecvența de control se alege astfel încât să se asigure precizia măsurării (impuls îngust, de frecvență mare) și adâncime de penetrare corespunzătoare grosimii materialului măsurat.

Pentru realizarea dezideratelor de precizie și calitate a măsurării este necesar să se țină seama de forma și amplitudinea semnalului de excitare aplicat elementului activ, de proprietățile specifice ale materialului piezoelectric, de proprietățile materialului suport și de forma lentilei sonice depuse în fața pastilei piezoelectrice, calculată astfel încât să asigure focalizarea corespunzătoare a fasciculului ultrasonic în materialul controlat.

Viteza ultrasunetelor prin material este un parametru esențial în măsurarea dimensională și depinde de densitatea materialului și de proprietățile elastice ale acestuia, conform relației:

$$v = c_{ij}/\rho \quad (2.29)$$

unde: v = viteza ultrasunetului; c_{ij} = constanta elastică a materialului; ρ = densitatea materialului.

Indicii i,j atașați constantei de elasticitate semnifică direcționalitatea acesteia în raport cu tipul

de undă, respectiv direcția de deplasare a acesteia. Valoarea constantei de elasticitate diferă cu direcția la materialele anizotrope deoarece granulele sunt alungite pe o direcție și comprimate pe alta.

De aceea, în aceste materiale, viteza undelor longitudinale este diferită de viteza undelor transversale. Ecuația 2.29 are forme diferite în funcție de tipul de undă (longitudinală sau transversală) și de constanta elastică utilizată. În cazul undelor longitudinale, viteza ultrasunetelor în materialele solide se calculează după relația:

$$v_L = \left[\frac{E(1-\nu)}{\rho(1+\nu)(1-2\nu)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.30)$$

unde: v_L - viteza ultrasonică a undei longitudinale, (m/s);

E - modulul lui Young (N/m²) (2.16);

ν -rata (raportul) Poisson (2.20).

În cazul undelor transversale, viteza ultrasunetelor are expresia:

$$v_T = \left[\frac{G}{\rho} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.31)$$

unde : v_T - viteza ultrasonică a undei transversale, (m/s);

G - Modulul de elasticitate transversal, (N/m²);

$$G = \frac{E}{2}(1+\nu) \quad (2.32)$$

Întrucât masa particulelor atomice și constantele elastice au valori diferite pentru fiecare material , viteza ultrasunetelor va lua valori distincte, proprii materialului prin care se propagă. În tabelul 2.4 am redat vitezele ultrasonice longitudinale și transversale în aluminiu, oțel, titan, cupru și fontă.

Important este ca metoda de măsurare a dimensiunilor să includă algoritmi de compensare a variațiilor de viteză a sunetului în material care să țină seama de deviațiile de temperatură, zonele de neomogenitate structurală și de alți factori de eroare.

Pentru traductoarele ultrasonice înclinate se utilizează un unghi de incidență între cele două unghiuri critice astfel încât unda transversală este introdusă în materialul inspectat pe o direcție optimă, specificată în tehnologia de control.

Traductorul vertical (fig.2.8,a) conține elementul piezoelectric care transformă energia electrică a impulsului de excitație în energie mecanică a undei ultrasonice și invers.

În spatele elementului piezoelectric, cuplat acustic cu acesta, se află un strat atenuator acustic adaptat, care atenuază oscilațiile elementului piezoelectric și absoarbe (amortizează) componentele sonore din spatele oscillatorului.[13]

Traductorul înclinat (fig.2.8,b) și traductorul dublu emisie-recepție (fig.2.8,c) utilizează pene intermediare din plexiglas, polistyrol sau materiale sintetice care permit propagarea undei ultrasonice cu atenuare neglijabilă.

În fața elementului piezoelectric există un strat de protecție și adaptare, care asigură transmiterea și pătrunderea unei părți cât mai mari din energia ultrasunetului în inspectat și

protejează traductorul împotriva deteriorărilor mecanice sau agenților corozivi.

Tabelul 2.4. Viteza ultrasonică a undelor longitudinale și transversale în materiale solide:[5]

| Material | Viteza longitudinală $V_L(m/s)$ | Viteza transversală $V_T(m/s)$ |
|----------|------------------------------------|-----------------------------------|
| Aluminiu | 6320 | 3130 |
| Otel | 5890 | 3240 |
| Titan | 6070 | 3310 |
| Cupru | 4660 | 2330 |
| Fontă | 4800 | 2400 |

Traductorul dublu E-R este compus din două elemente active, de emisie și de recepție ale căror câmpuri acustice se suprapun în materialul controlat.

Traductorul cu linie de întârziere este utilizat la inspecția materialelor în stratul de suprafață. Datorită liniei de întârziere suplimentare, se suprimă ecoul datorat semnalului de emisie și se mărește, astfel, rezoluția măsurării. Întrucât oscilațiile ultrasonice produse de un traductor provin de la mai multe puncte de pe suprafața elementului piezoelectric, este normal să apară mai multe unde care interferă sau interacționează între ele. Controlul acestor interferențe este important în proiectare pentru obținerea unui traductor ultrasonic performant. Prin urmare, este important să ținem seama de faptul că două unde de aceeași amplitudine, care se suprapun și sunt în fază generează o presiune acustică rezultantă dublă; dacă, însă, cele două unde sunt în antifază, se vor anula reciproc.

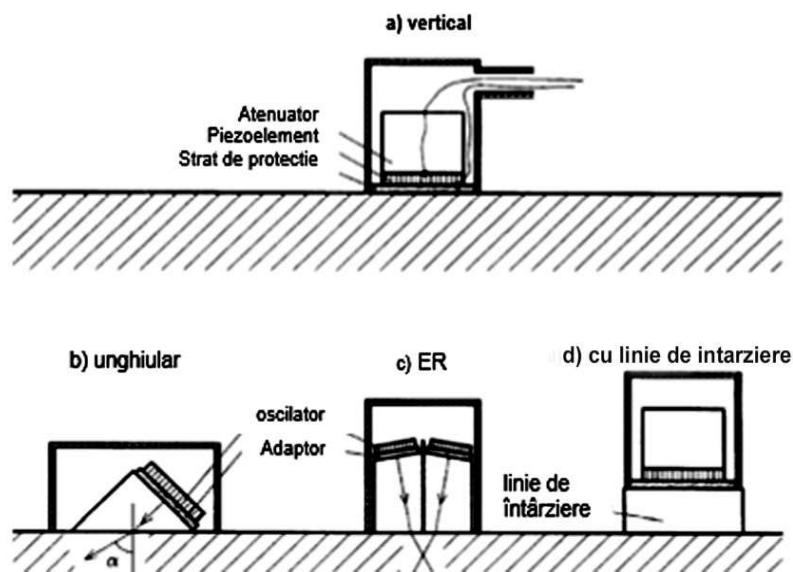


Fig.2.8 Tipuri de traductoare ultrasonice: a) vertical; b) unghiular (înclinat sub un unghi față de suprafața incidentă); c) dublu (emittor-receptor); d) cu linie de întârziere.[2]

Când cele două unde nu sunt complet în fază, unda rezultată este suma amplitudinilor

tuturor punctelor frontului de undă.

În cazul în care undele interacționează în apropierea feței traductorului, va rezulta un câmp ultrasonic slab și neuniform. Acesta este *câmpul apropiat* sau zona Fresnel[14]. Uniformitatea câmpului acustic se obține departe de suprafața traductorului, în *câmpul depărtat* sau zona Fraunhofer. Traductorul dezvoltă un câmp intens și uniform la o distanță oarecare de suprafața sa, centrat pe aceasta.

Fasciculul ultrasonic prezintă două forme distincte: este convergent în câmpul apropiat și divergent în câmpul depărtat. Lungimea N a câmpului apropiat [15], [16] și unghiul de divergență depind de diametrul elementului activ, de frecvență și de viteza sunetului prin material, conform relației:

$$N = \frac{D^2}{4v} f \quad (2.34)$$

unde: D – diametrul pastilei piezoceramice;

f - frecvența traductorului;

v- viteza undei ultrasonice longitudinale.

Forma fasciculului ultrasonic este importantă la alegerea tipului de traductor pentru o anumită aplicație (fig. 2.9 și fig. 2.10), [17],[18],[19].

Traductoarele care funcționează în imersie au toate conexiunile etanșe și sunt prevăzute cu o lentilă de adaptare a impedanței care imprimă câmpului acustic o formă focalizată cilindric sau sferic. Efectul acestei focalizări este concentrarea unei cantități mari de energie într-o zonă mică din piesa controlată mărindu-se astfel sensibilitatea și rezoluția măsurării.

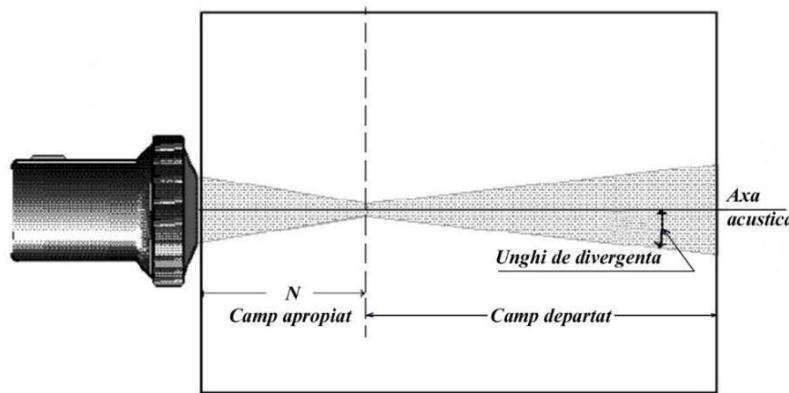


Fig.2.9.Câmpul acustic al unui traductor ultrasonic cu pastilă piezoceramică circulară

Pentru măsurarea dimensiunilor tuburilor metalice, cele mai bune rezultate se obțin cu traductorul ultrasonic cu focalizare sferică ale cărui caracteristici și performanțe determină metoda optimă de măsurare a dimensiunilor.

Pentru a realiza o etalonare inițială corectă a traductorului ultrasonic în vederea obținerii amplitudinii maxime a semnalului ecou s-a montat pastila piezoceramică (elementul activ) într-un corp sferic (fig.2.11.), care asigură un reglaj mecanic cu trei grade de libertate, fiind lipită o lentilă sonică de focalizare pe fața pastilei piezoceramice.

Un sistem de măsurare a dimensiunilor țevilor metalice conține o cuvă rotitoare prin care țeava de măsurat se deplasează cu viteza v_t .

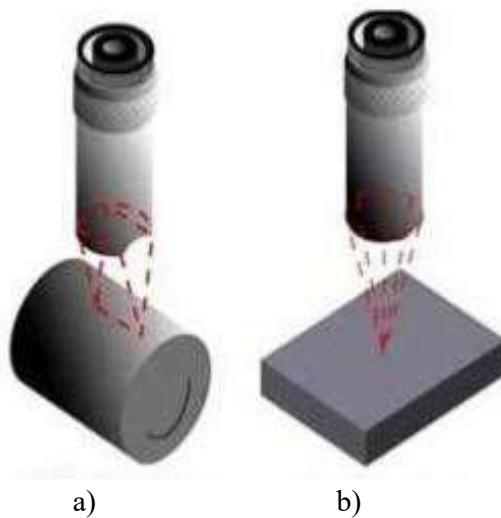


Fig.2.10 Traductoare cu focalizare cilindrică (a) și sferică (b)

Cuva conține suportul cu traductorul ultrasonic și se rotește în jurul țevii. Fasciculul ultrasonic emis de traductor trece prin apă, se reflectă la suprafața exterioară a țevii, pătrunde în peretele țevii și apoi se reflectă la suprafața interioară a țevii.

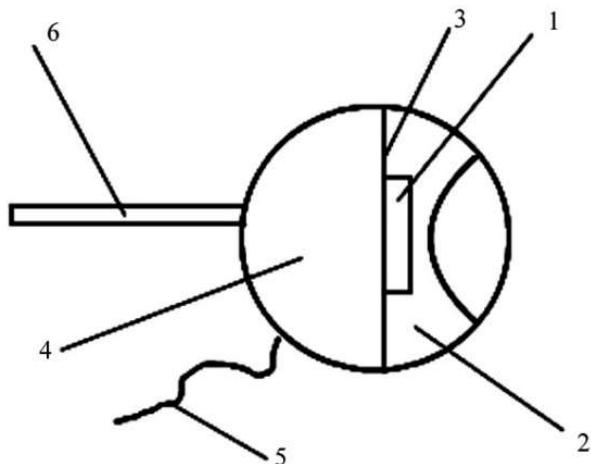


Fig.2.11 Traductor ultrasonic focalizat sferic
*1-disc piezoceramic (elementul activ); 2-lentilă sonică; 3-suport; 4-amortizor ultrasonic;
 5-cablu electric; 6-tijă de reglaj.*

Datorită diferenței mari dintre impedanță acustică a apei și cea a metalului din care este confecționată țeava, vor apărea mai multe reflexii succesive de la suprafața interioară a peretelui țevii (fig. 2.12).

Cunoscând viteza de propagare a ultrasunetelor prin materialul din care este confecționată țeava, măsurăm cu precizie intervalul de timp dintre două impulsuri succesive recepționate de la peretele interior și determinăm drumul parcurs de undă prin țeavă, care este egal cu dublul grosimii.

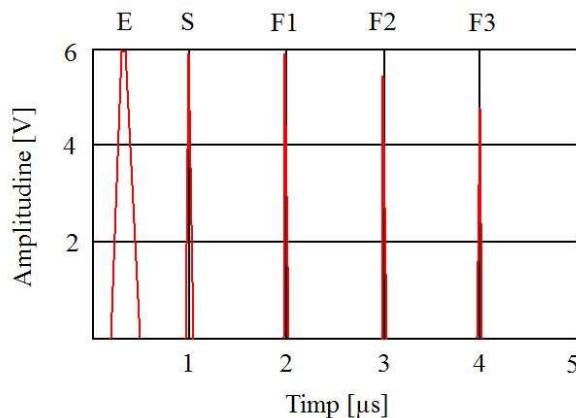


Fig.2.12 Diagrama de impulsuri-ecou

Semnificațiile notațiilor din figura 2.11 sunt următoarele:

E-impuls de emisie; S- impuls-ecou de la suprafața țevii; F1, F2, F3- impulsuri-ecou successive de la peretele interior al țevii.

Aceste informații împreună cu coordonata punctului curent de pe axa longitudinală a tubului sunt transmise spre un sistem de achiziție și prelucrare a datelor care calculează abaterile dimensionale, le compară cu valorile admisibile prevăzute în standardele de calitate, afișează rezultatele și decide admiterea sau respingerea tubului.

Capitolul 3

Stadiul actual al cercetărilor privind sistemele de control dimensional cu ultrasunete

3.1 Introducere

Echipamentele de control nedistructiv cu ultrasunete al materialelor au în structura lor un generator de impulsuri pentru excitarea traductorului piezoelectric , un amplificator de semnale ecou și un sistem de achiziție și prelucrare a informațiilor provenite de la impulsurile-ecou (fig.1.1).

Frecvența de repetiție a pulsului de excitație este suficient de mică pentru a permite recepția și prelucrarea informației primite de la materialul inspectat între două impulsuri de emisie succesive dar suficient de mare pentru a asigura controlul complet al materialului.

Pentru excitarea traductorului cu ultrasunete se utilizează două metode fundamentale:

- aplicarea unui tren de impulsuri sinusoidale cu frecvență de oscilație egală cu frecvența proprie de oscilație a pastilei piezoelectrice din componenta traductorului;
- aplicarea unui impuls de bandă largă cu amplitudine mare (sute de volți) și timp de cădere foarte scurt (8ns-15ns); acest impuls are un spectru de frecvență centrat pe frecvența fc egală cu frecvența proprie de rezonanță a pastilei piezoelectrice.

Prima metodă este utilizată în aparatura de ecografie medicală, pentru excitarea unor baterii de traductoare ultrasonice cu trenuri de impulsuri de amplitudine relativ mică ($U < 100V$). Energia undei transmise în mediul investigat este în acest caz suma energiilor transmise de

traductoarele componente [20].

A doua metodă este utilizată preponderent în sistemele electronice de *control nedistructiv* cu ultrasunete al materialelor.

Impulsurile de excitație a traductorului, de amplitudine mare, au un timp de cădere scurt, de ordinul nanosecundelor. Analiza acestor impulsuri în domeniul frecvență este posibilă prin transformarea Fourier a funcției de timp (fig.3.1) .

Rezultă, astfel, o funcție amplitudine - frecvență care oferă informații despre componența spectrului de frecvență al impulsului de excitație [21]:

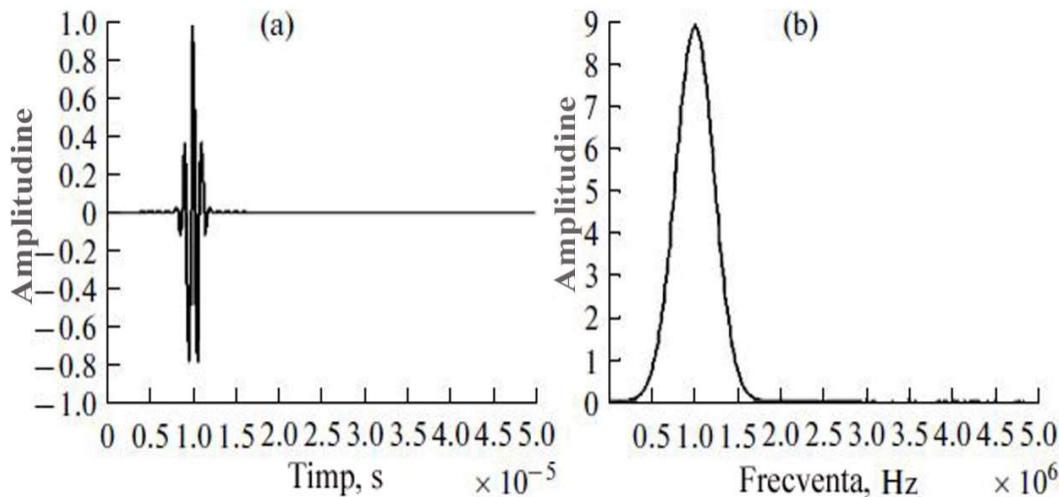


Fig.3.1 Forma semnalului-ecou recepționat de la un traductor piezoceramic de 1 MHz
a) formă de undă limitată temporal (răspunsul în timp al unui traductor cu pastilă PZT); -b- transformata Fourier a acestui semnal, în domeniul frecvență

Pastila piezoceramică oscilează cu amplitudine maximă dacă spectrul de frecvență al impulsului de bandă largă este centrat pe frecvența f_c egală cu frecvența proprie de oscilație a pastilei. Ideal, frontul de cădere al impulsului de excitație trebuie să fie cu 10% - 30% mai mic decât $\lambda/4$, unde λ este lungimea de undă corespunzătoare frecvenței centrale a pastilei piezoelectrice.

Poziția elementului controlat în raport cu axa longitudinală a fasciculului ultrasonic, dimensiunile secțiunii câmpului acustic intersectat de piesa controlată, unghiul de incidență al fasciculului ultrasonic la suprafața de separație dintre mediul cuplant și piesă, distanța focală sunt elemente esențiale ce se iau în calcul pentru a asigura eficiența metodei de inspectie cu ultrasunete.

În acest capitol sunt trecute în revistă cercetările efectuate de mine pentru realizarea generatorului impulsurilor de bandă largă de excitare a traductoarelor ultrasonice și a amplificatorului impulsurilor ecou.

Am experimentat mai multe scheme electrice ale acestor circuite, pe care le-am realizat practic; în capitol precizez componentele utilizate, calculul timpilor de comutație și prezint rezultatele experimentale obținute referitoare la amplitudinea impulsului de excitație, frecvența centrală a spectrului impulsului generat, formele de undă ale semnalelor ecou.

3.2 Generatoare de impulsuri utilizate în controlul nedistructiv cu ultrasunete

Voi considera mai întâi schema echivalentă a traductorului (elementul activ piezoelectric) conform modelului Butterworth-Van Dyke [22],[23], format din capacitatea piezoelementului, C_0 , în paralel cu circuitul rezonant serie format din elementele R_m , L_m și C_m . În figura 3.2 sunt redată această schemă echivalentă, variația impedanței echivalente, Z și a reactanței (inductivă sau capacativă) piezoelementului cu frecvență.

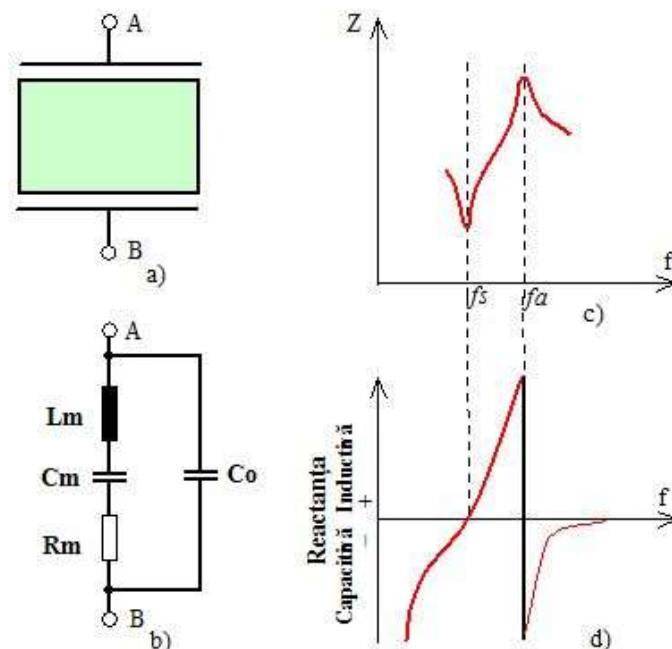


Fig 3.2 Schema echivalentă a cristalului piezoelectrică [23]:
 a) cristal piezoelectric; b) circuitul electric echivalent; c) impedanță echivalentă în funcție de frecvență; d) reactanță echivalentă în funcție de frecvență.

Dimensiunile geometrice ale cristalului piezoceramic sunt modelate de R_m și C_m iar masa acestuia este descrisă de inductanță L_m .

Proiectanții au căutat mereu soluții de implementare a generatorului de impulsuri, în conformitate cu cerințele particulare ale aplicației căreia îi este dedicat, urmărind un transfer maxim de energie acustică de la traductor spre mediul inspectat, sub forma unei unde ultrasonice cu frecvență fixă, specificată în procedura de control și o geometrie a câmpului acustic (apertură, distanță focală, dimensiuni ale petei focale, unghi de deviație, caracteristică de directivitate) conformă cu defectele interne care trebuie să fie detectate sau cu dimensiunile piesei controlate, care trebuie să fie măsurate.

Prin apertura am definit dimensiunile câmpului ultrasonic, determinate experimental în

zona activă a elementului piezoelectric.

Punctul focal, F_p este punctul situat de-a lungul axei acustice a fasciculului ultrasonic, în apă, unde se obține amplitudinea maximă a semnalului de răspuns de la un reflector sferic.

Distanța focală se definește ca distanța dintre suprafața trădutorului și punctul focal.

Pata focală este o suprafață perpendiculară pe axa acustică, care conține punctul focal și punctele în care amplitudinea semnalului de răspuns de la un reflector sferic scade cu maximum 3dB față de amplitudinea semnalului obținut de la același reflector, aflat în punctul focal.

Unghiul de deviație este unghiul dintre axa acustică (geometrică) și axa de simetrie a câmpului acustic, determinată prin măsurători experimentale.

3.2.1 Generatoare de impulsuri cu tranzistoare MOS-FET

In fig 3.3 este prezentat principial un generator de impulsuri cu un transistor MOS iar în fig 3.4 este redată forma unui impuls de excitație de bandă largă obținut cu acest generator. Am utilizat trădutorul piezoceramic tip S-217 (fabricat de Sonotec Polonia) cu $f_c=500\text{KHz}$; $R_m=410\text{K}\Omega$; $C_m=173\text{pF}$; $L_m=561\mu\text{H}$; $C_0=480\text{pF}$.

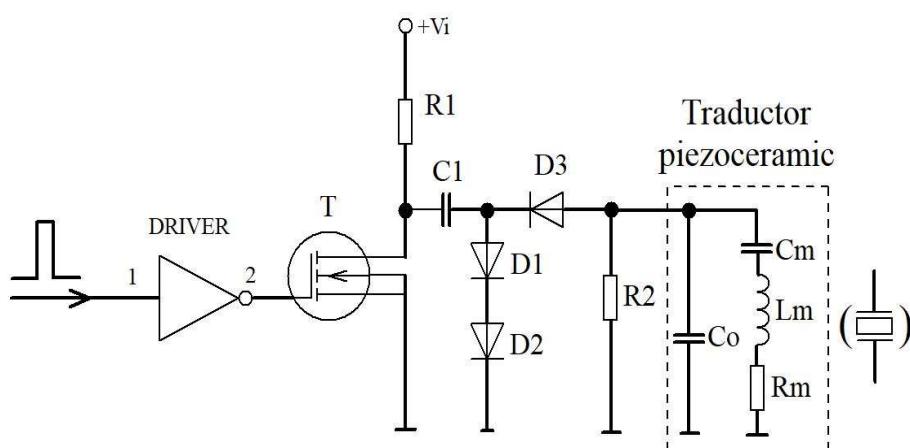


Fig 3.3.Generator de impulsuri cu tranzistor MOSFET [24],[25]

Sarcina generatorului de impulsuri este, în principiu, capacitatea C_0 a trădutorului piezoelectric. Încărcarea condensatorului de cuplaj, C_1 dintre generator și trădutorul piezoceramic trebuie să înceze înainte de următorul ciclu de excitare a trădutorului.

Frecvența ultrasonică a trăductoarelor utilizate în cazul cuplajului prin aer este relativ mică (aici $f=500\text{KHz}$).

Schema nu este recomandată pentru generarea de trenuri de impulsuri întrucât rezistența R_1 trebuie să fie de valoare mică pentru a reduce durata frontului posterior al impulsului generat. Rezistorul R_2 este necesar pentru revenirea la zero a semnalului generat după dispariția impulsului de excitație; puterea consumată de acest rezistor pe durata impulsului de excitație are expresia [25] redată în egalitatea 3.1, unde f_c este frecvența trădutorului, V_i este tensiunea înaltă de excitație, f_{RP} este frecvența de repetiție a impulsurilor iar N este numărul de impulsuri

din trenul de impulsuri sinusoidale aplicat traductorului.

$$P_{R2} = f_{RP} \cdot V_i^2 \cdot N / 2R_2 f_C \quad (3.1)$$

În cazul controlului nedistructiv, excitarea traductorului se face cu un impuls de bandă largă, $N=1$.

Frecvența de repetiție a impulsurilor de excitație este limitată de performanțele sursei de alimentare a generatorului și de puterea disipată de elementul comutator prin efect termic.

Performanțele schemei sunt limitate de viteza de comutație a tranzistorului MOSFET.

Utilizând un tranzistor tip RVM 60 am obținut cu schema din fig.3.3 rezultatele: $t_f=20\text{ns}$ pentru $V_i=300\text{V}$ și $f_{RP}=1,2\text{KHz}$ [25].

În abordările convenționale ale generatoarelor de impulsuri pentru excitarea tructoalor piezoelectrice se presupune că generatorul impulsurilor de excitație are impedanță de ieșire rezistivă.

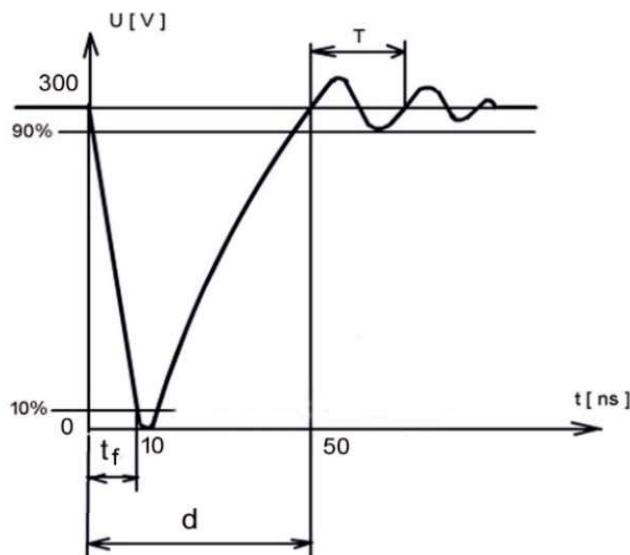


Fig 3.4 Impuls de excitație de bandă largă [25]

t_f = timp de cădere; d = durata impulsului; T = perioada de amortizare a oscilației.

În fig.3.5 este data schema electrică a unui al doilea generator de impulsuri de excitație construit și experimentat de mine. Aplicând transformarea Fourier inversă funcției de transfer a acestui generator se obține dependența de frecvență a amplitudinilor componentelor din spectrul impulsului [26].

Condensatorul C_g se încarcă prin rezistența R_c și diodele D_1-D_4 când tranzistorul MOSFET este blocat, și se descarcă prin tranzistor când acesta se deschide.

Amplitudinea impulsului pe terminalele traductorului este determinată de interacțiunea circuitului generator de impulsuri cu rețeaua de amortizare selectivă (R_p în paralel cu L_p) și cu impedanța traductorului piezoelectric.

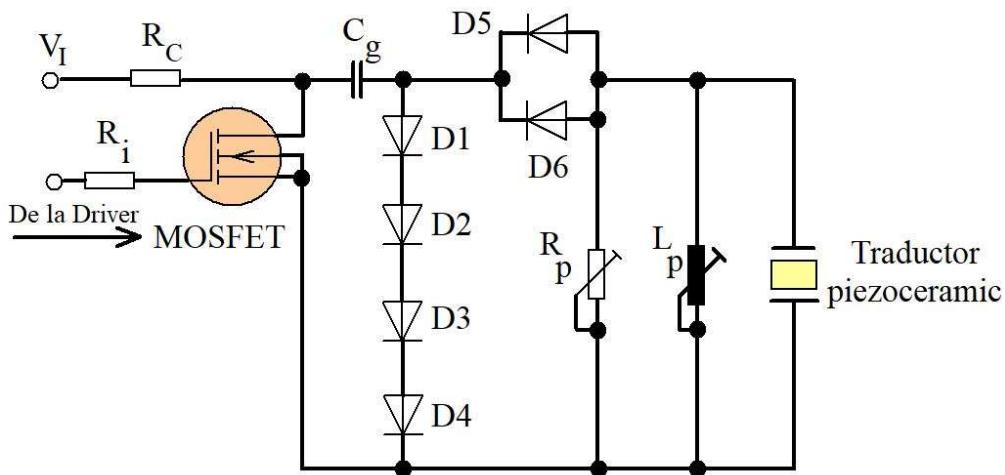


Fig 3.5. Generator de impulsuri cu transistor MOSFET și circuit de amortizare selectivă [26]

Traductorul piezoelectric este aproximat, la rezonanță electrică serie, cu o capacitate C_0^S în paralel cu rezistența sa dinamică (fig. 3.6)

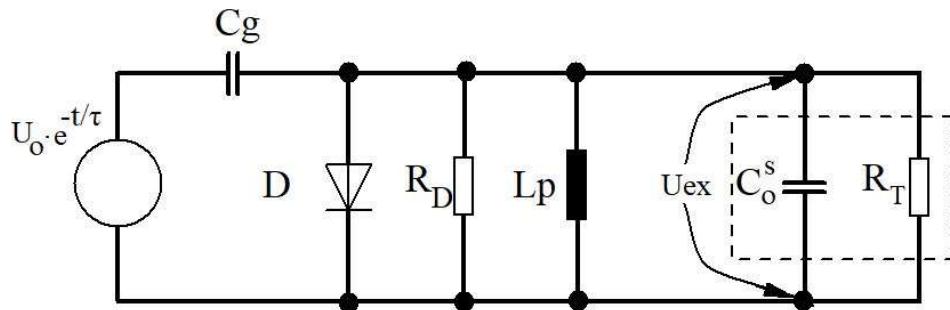


Fig 3.6. Schema echivalentă a generatorului de impulsuri din fig. 3.5

În fig.3.6, C_g este capacitatea de descărcare, U_0 este tensiunea inițială pe capacitatea de descărcare iar tensiunea de excitație, U_{ex} are expresia [26]:

$$U_{\text{ex}} = \frac{-CgU_o}{(1+j\omega\tau)[j\omega(Cg + C_o^S) + (\frac{1}{RE}) + (\frac{1}{j\omega Lp})]} \quad (3.2)$$

unde: $-R_E$ este rezistența echivalentă a rezistențelor R_D (rezistență de adaptare) și R_T (rezistența traductorului), legate în paralel, la frecvența de rezonanță, $R_T=1/G_{max}$.

- U_0 este tensiunea inițială pe condensatorul de descărcare, C_g ;

$-\tau$ -constanta de timp determinată de timpul de comutare al tranzistorului

Inductanța L_P adaptează impedanța generatorului cu impedanța traductorului.

Această inductanță produce o oscilație a tensiunii înalte care se poate evita dacă se introduc diode redresoare rapide în circuitul generatorului de impulsuri.

Atunci când acest reglaj cu inductanță paralel lipsește, efectul diodelor asupra duratei impulsului sonic generat de traductor se poate neglija și ecuația 3.2 este o aproximare rezonabilă

a amplitudinii impulsului de excitație.

Un alt generator de impulsuri scurte ($t_f=20-30\text{ns}$) și tensiune înaltă ($U_{ex}=1000\text{V}$) pentru excitarea traductoarelor ultrasonice utilizate în tratarea materialelor biologice [27] s-a obținut cu tranzistorul MOS de putere IXZRO8N120B comandat cu circuitul MOS-FET DRIVER tip DEIC 420.(fig.3.7)

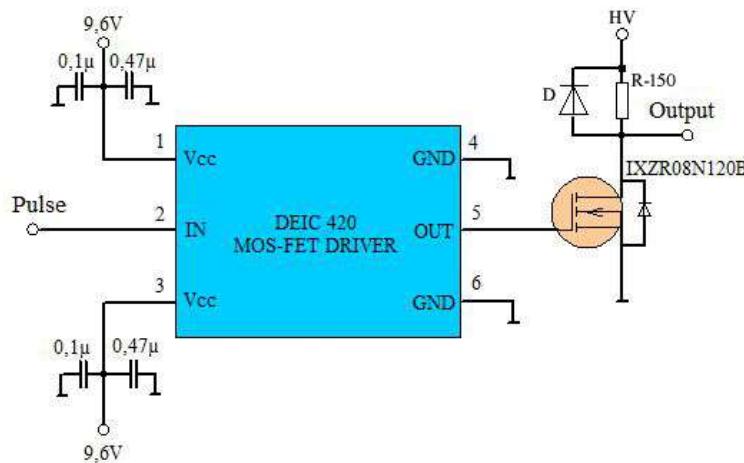


Fig.3.7 Generator de impulsuri cu tranzistor MOSFET și circuit driver DEIC 420

Acest generator transmite mediului o cantitate mare de energie datorită tensiunii mari, U_{DS} , acceptate de tranzistorul MOSFET de putere, producând un impuls electric de durată între 25ns și 20μs, cu o frecvență de repetiție $f_{rep}=1-5\text{KHz}$.

Se impune a se folosi un circuit driver datorită curentului inițial mare necesar pentru încărcarea porții tranzistorului MOSFET care are o capacitate relativ mare, (1960pF).

Schema prezintă inconvenientul că timpul de cădere al impulsului generat în sarcină are o variație mare, în funcție de mediul în care se propagă unda ultrasonică.

Proiectarea unui generator de impulsuri de tensiune înaltă și cu timp de cădere al impulsului foarte scurt este dificilă. De obicei, se urmărește realizarea unor generatoare capabile să excite traductoare de frecvență mare, la o tensiune de ordinul sutelor de volți și obținerea unui timp de cădere mic al impulsului de excitație. De aceea au fost implementate generatoare de impulsuri care produc impulsuri de tensiune mare (ex. 1KV) dar frecvența de funcționare a acestora nu depășește 1MHz din cauza limitării vitezei de comutație a driverului.

De asemenea, se produc generatoare de frecvență înaltă, pâna la 60MHz, cu tranzistoare MOS-FET complementare, care produc trenuri lungi de impulsuri.

Acestea au pierderi intrinseci mici, dar nu pot produce impulsuri de excitație de înaltă tensiune, lucrând cu tensiuni pâna la 150V.

În concluzie, generatoarele de impulsuri cu tranzistoare MOSFET produc impulsuri de ieșire cu un timp de creștere foarte mic, dar au amplitudinea limitată la o tensiune maximă de funcționare de 300V.

Am obținut performanțe satisfăcătoare privind timpul de comutație la tensiune înaltă cu o schemă construită și experimentată de mine, în care am folosit tranzistoare tip RVM60, conectate în paralel [28] (fig.3.8a și fig 3.8b).

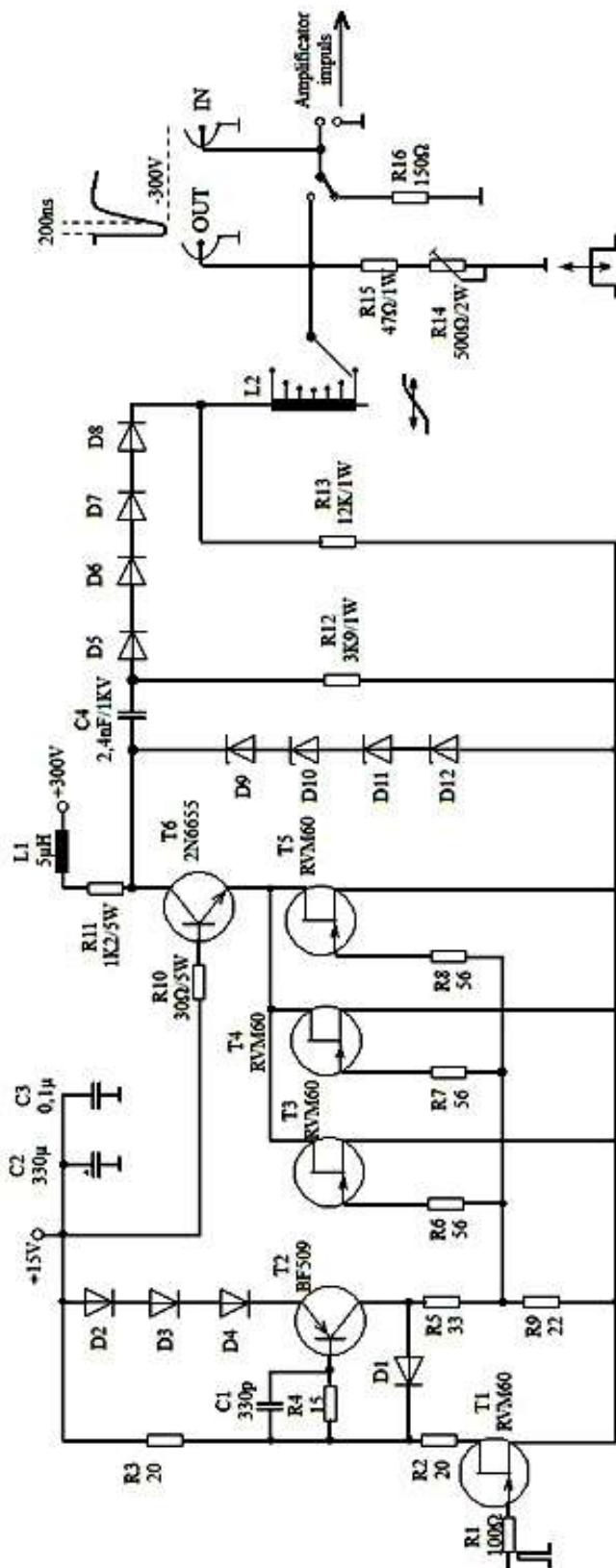


Fig 3.8 a. Generator de impulsuri cu trei tranzistoare V-MOS conectate în derivăție-schema electrică[28]



Fig.3.8 b Generator de impulsuri cu tranzistoare V-MOS-foto

Circuitul formator al impulsurilor de comandă are, în această configurație, un rol esențial. Cele trei tranzistoare de putere sunt comandate simultan cu un impuls scurt, $t_c=200\text{ns}$, cu fronturi de comutație rapide. Emitterul tranzistorului T_6 este pus la masă prin tranzistoarele T_3 , T_4 și T_5 , care conduc pe durata impulsului scurt aplicat pe poartă. Acest impuls este format de tranzistorul T_2 . În baza acestui tranzistor există circuitul de accelerare R_4C_1 care transformă impulsul de comandă de la intrare într-un impuls scurt, cu durată de 200ns. Acest impuls aplicat pe porțile tranzistoarelor T_3 , T_4 și T_5 comandă deschiderea acestora și asigură condiția de comutare a tranzistorului T_6 .

Dioda D_1 îmbunătășește comutarea tranzistorului T_2 prin eliminarea rapidă a purtătorilor de sarcină din bază. Inductanța L_2 , reglabilă în trepte, realizează adaptarea impedanței interne a generatorului de impulsuri cu impedanțele traductoarelor ultrasonice utilizate.

Generatorul de impulsuri realizat cu acest circuit are avantajul de a lucra cu o tensiune de comutație mare (circa 300V) dar timpul de cădere al impulsului de ieșire este egal cu sau mai mare decât 20ns, astfel că spectrul de frecvență al impulsului de bandă largă obținut la ieșire pentru excitarea traductorului este centrat pe o frecvență $f_c < 10 \text{ MHz}$.

Acest generator se utilizează cu succes pentru excitarea traductoarelor cu frecvențe de 2-10MHz, în defectoscopia cu ultrasunete a semifabricatelor din oțel inox.

Datorită timpului de cădere mare al impulsului generat, ($t_f \geq 20\text{ns}$), generatorul de impulsuri prezentat nu se poate utiliza pentru excitarea traductoarelor destinate măsurării grosimilor, care lucrează la frecvențe mai mari de 10MHz.

3.2.2 Generator de impulsuri cu tiristoare rapide

Schema generatorului de impulsuri cu tiristoare prezentat în fig.3.9.a, construit și experimentat de mine pune în practică ideea comenzii duble, sincrone a etajului comutator de putere.

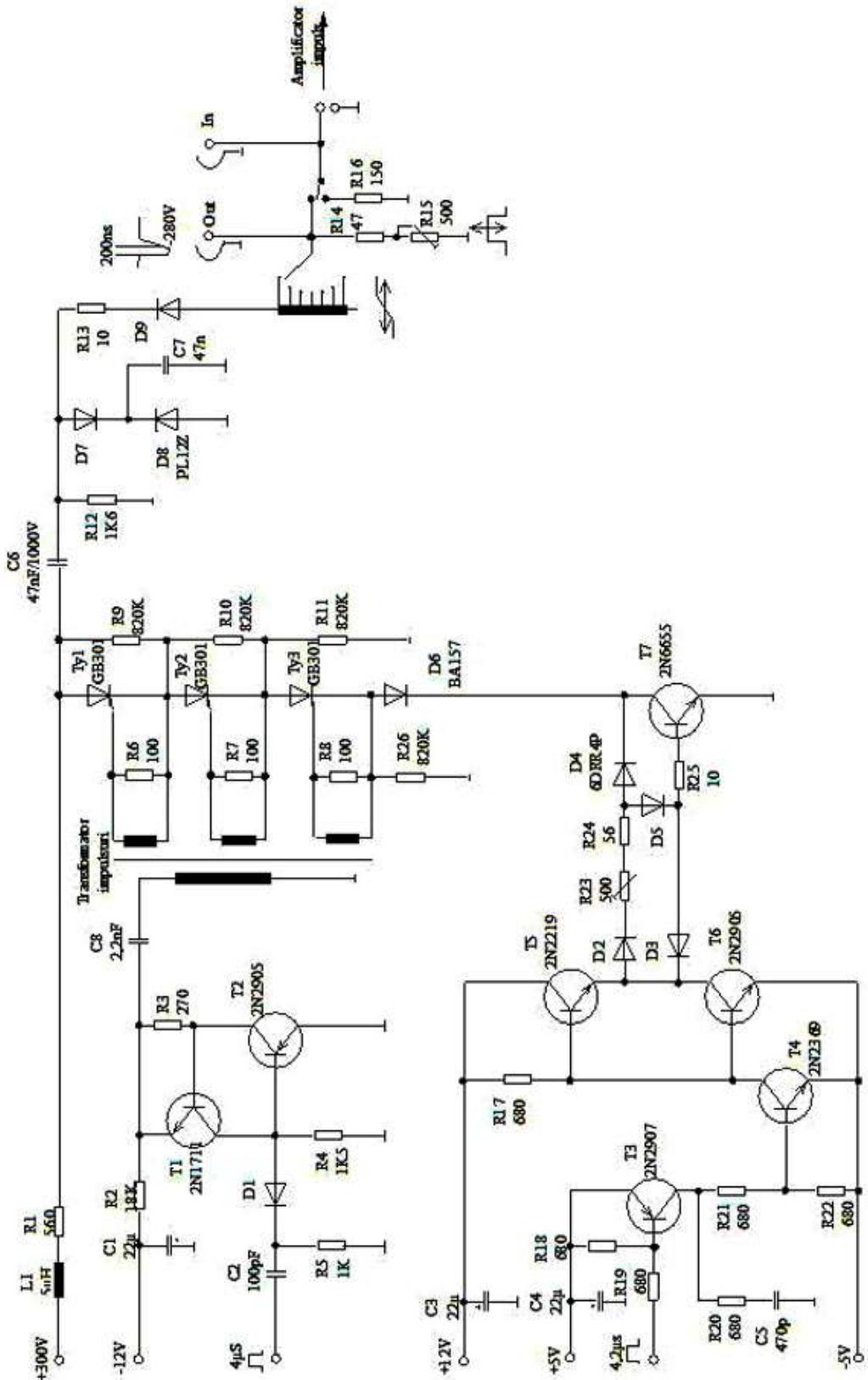


Fig 3.9,a Generator de impulsuri cu tiristoare rapide tip GB-301

Acest comutator, (fig3.9,b) este realizat din trei tiristoare rapide, conectate în cascadă și comandate sincron pe porți cu impulsuri scurte, obținute prin prelucrarea impulsurilor de comandă, cu durată de 4 μ s, cu un circuit de derivare, format din grupul C_2R_5 , dioda de comutație D_1 și amplificatorul de impulsuri T_1-T_2 .



Fig.3.9.b-Generator de impulsuri cu tiristoare rapide tip GB-301-foto

Circuitul de derivare C_2R_5 are constanta de timp:

$$\tau = C_2 R_5 = 100 \text{ pF} \cdot 1 \text{ K}\Omega = 0,1 \mu\text{s} \quad (3.3)$$

Considerând frecvența de repetiție a impulsurilor de excitație, $f_{REP}=1,2 \text{ KHz}$, perioada de repetiție este:

$$T = \frac{1}{f_{REP}} = \frac{1}{1,2 \cdot 10^3} = 0,83 \text{ ms} \quad (3.4)$$

Se observă că este îndeplinită condiția de obținere a impulsurilor de durată cât mai mică:

$$\tau \ll T \quad (3.5)$$

Tranzistorul de comutație T_7 tip 2N6655 ($U_{CE}=600V$, $t_{on}=20\text{ns}$) constituie a doua parte a comutatorului. Impulsul cu durată de $4,2\mu\text{s}$ (fig.3.10) utilizat pentru comanda tranzistorului T_7 este generat sincron cu impulsul de $4\mu\text{s}$ utilizat pentru comanda tiristoarelor rapide.

Cu ajutorul circuitului formator, realizat cu tranzistoarele T_3, T_4, T_5, T_6 și componente aferente, am obținut un impuls de comandă scurt, stabil, pe baza lui T_7 .

Tiristoarele Th_1, Th_2, Th_3 și tranzistorul T_7 sunt deschise simultan o perioadă scurtă de timp, egală cu diferența dintre duratele celor două impulsuri de comandă: impulsul aplicat pe porțile tiristoarelor, cu durata $t_1=4\mu\text{s}$ și impulsul aplicat pe baza tranzistorului T_7 , cu durata $t_2=4,2\mu\text{s}$.

Conducția simultană a celor trei tiristoare și a tranzistorului T_7 determină descărcarea condensatorului C_6 prin ele și prin sarcină, care, în acest caz, este traductorul piezoelectric. După un timp de $0,2\mu s$ tranzistorul T_7 se blochează.

Frontul crescător al impulsului de ieșire este îmbunătățit de diodele rapide D_4-D_5 care facilitează eliminarea rapidă a purtătorilor de sarcină din baza tranzistorului T_7 .

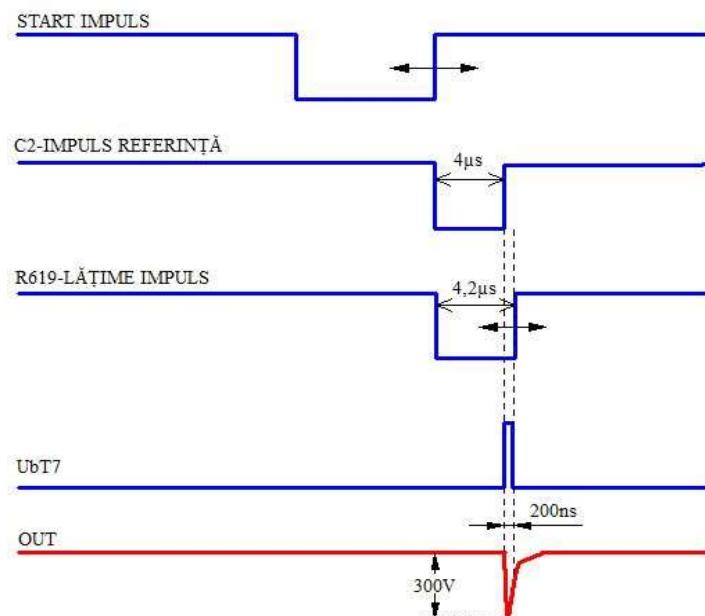


Fig.3.10 Generator de impulsuri cu tiristoare - forme de undă

Prin urmare , grupul Th_1, Th_2 și Th_3 asigură un front rapid de cădere al impulsului de ieșire în timp ce tranzistorul T_7 realizează blocarea rapidă a comutatorului și asigură durată scurtă și forma frontului crescător al impulsului de ieșire. Circuitul $R_{14}-R_{15}$ regleză fin amplitudinea impulsului de ieșire.

Cu inductanță de ieșire conectată în serie cu sarcina, reglabilă în trepte, (zece trepte a $1\mu H$ /treaptă) se poate modifica, în anumite limite, frontul de cădere al impulsului de ieșire, astfel încât generatorul să poată fi utilizat cu mai multe tipuri de traductoare.

Până la următorul impuls de comandă, condensatorul de ieșire, C_6 se încarcă la valoarea tensiunii de alimentare.(fig.3.10). Cu acest generator de impulsuri se obțin impulsuri de bandă largă cu front de cădere de 25ns, cu un spectru de frecvență centrat pe $f_c=8MHz$. Schema funcționează bine cu traductoare piezoceramice având frecvență proprie de rezonanță în domeniul 4-10MHz însă utilizarea ei pentru excitarea traductorului US de 17MHz destinat măsurării grosimii pereților unor piese de metal este neficientă.

3.2.3 Generator de impulsuri cu IGBT

IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistors) sunt tranzistoare de putere controlate în tensiune formate dintr-o combinație între intrarea tip MOSFET, de impedanță mare și un tranzistor

bipolar la ieșire. Utilizarea IGBT în scheme electrice de generator de impulsuri [29] face posibilă obținerea unor impulsuri de ieșire cu amplitudinea de aproape două ori mai mare decât tensiunea de alimentare fapt care le recomandă pentru aplicații în NDT precum:

- măsurarea dimensiunilor cu impulsuri-ecou, în medii absorbante;
- măsurarea atenuării de bandă largă;
- determinarea directivității câmpului acustic în funcție de frecvență și a sensibilității traductoarelor receptoare.

Traductoarele focalizate sunt dispozitivele frecvent utilizate pentru generarea unei regiuni de presiune acustică înaltă.

Atunci când nu sunt necesare câmpuri ultrasonice focalizate, sau când trebuie să fie mărită presiunea acustică într-o zonă a câmpului, soluția constă în creșterea amplitudinii impulsurilor de excitație.

IGBT oferă o combinație de compromis între obținerea unui impuls cu timp de creștere rapid, capabilitatea de blocare rapidă și o viteză de creștere a impulsului de ieșire mai bună decât a unui MOSFET, de putere comparabilă.

În schema generatorului de impulsuri redată în fig. 3.11, pe durata impulsului generat, dioda D₁ de încărcare a condensatorului C₂ este supusă unui vârf de tensiune inversă de 1200V [30]. În plus, D₁ trebuie să se blocheze rapid, pentru a permite generarea unui impuls de curent cu front crescător scurt și având valoarea de vârf egală cu 80A.

Cu ajutorul IGBT se poate obține un generator de impulsuri de excitație de amplitudine mare (1000-1200V), cu rezistență internă mică, dar durata frontului de cădere al impulsului generat este mai mare de 25ns – inacceptabil pentru excitarea traductoarelor focalizate utilizate la măsurarea grosimilor pereților.

Întrucât condensatorul C₂ nu permite salturi rapide de potențial, terminalul său, conectat la anodul diodei D₁, care a fost inițial la potențialul masei, se încarcă la un potențial negativ, egal cu valoarea tensiunii de alimentare.

Cum sarcina este conectată la terminalul încărcat negativ al condensatorului C₂, sarcina electrică acumulată în condensator se descarcă pe impedanța de sarcină, care, în acest caz, este impedanța traductorului piezoelectric.

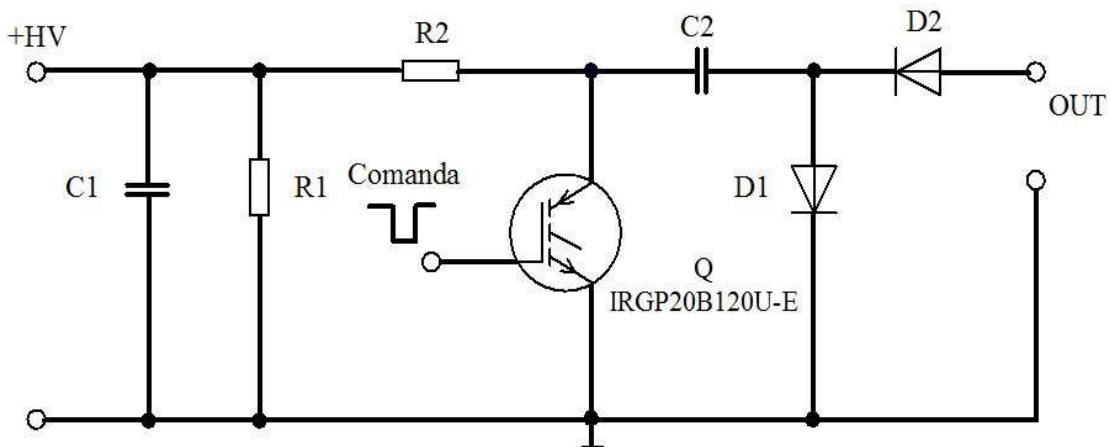


Fig 3.11. Schema de principiu a unui generator de impulsuri cu IGBT[29]

Nu este necesar ca dioda D₂ să reziste la tensiunea înaltă pentru că ea conduce pe durata impulsului.

Valoarea rezistenței R₂ trebuie să satisfacă o condiție de compromis. Ea trebuie să fie suficient de mică pentru a reîncărca rapid condensatorul C₂ dar suficient de mare pentru a nu se depăși curentul admisibil prin tranzistor pe durata impulsului.

Pentru o valoare a condensatorului de cuplaj, C₂=0,1μF/3KV și tensiunea de lucru de 1200V rezultă valoarea rezistenței de încărcare, R₂=750Ω/2W.

Disipația termică se calculează astfel încât să corespundă condițiilor critice: cazul când frecvența de repetiție este maximă și rezistența de sarcină este minima (50Ω).

Întrucât IGBT este utilizat ca dispozitiv de comutare, deci nu funcționează în mod continuu, energia este degajată prin disipație termică numai pe durata impulsurilor generate. Prin urmare, în proiectare ne vom asigura că puterea disipată termic nu depășește puterea maximă admisibilă a tranzistorului IRGP20B120U-E prevăzută în catalog.

Utilizarea acestor tranzistoare speciale crește semnificativ costul generatorului obținut, și performanțele oarecum limitate în ce privește valoarea redusă a frecvenței centrale a spectrului impulsului generat restricționează utilizarea lui pe scară largă în aplicațiile industriale de control nedistructiv. Un alt inconvenient este utilizarea condensatorului C₂, care este un condensator de tensiune înaltă, prevăzut să reziste, în impuls, la o tensiune de 3 KV.

3.2.4. Generatoare de impulsuri cu tranzistoare bipolare

In fig. 3.12 este prezentat un generator de impulsuri de excitație [31] care, principal, blochează rapid un circuit de curent constant care conține o inductanță. Fenomenul de apariție a tensiunii autoinduse la bornele inductanței L (fig.3.12) generează un impuls cu timp de creștere scurt.

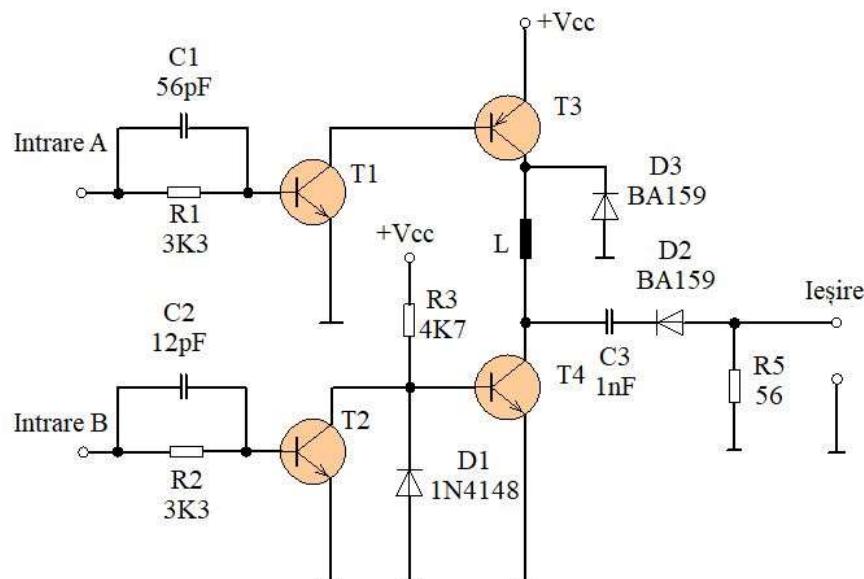


Fig.3.12 Generator de impulsuri cu tranzistoare bipolare și inductanță de stocare [31]

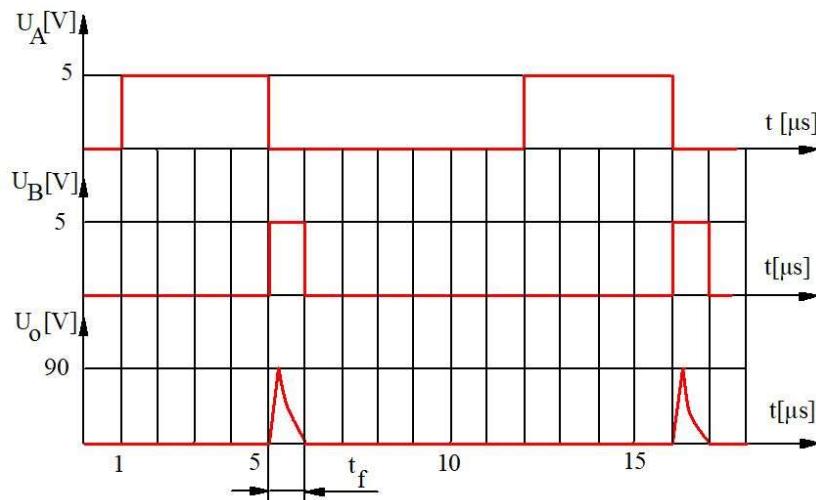


Fig 3.13. Generator cu tranzistoare bipolare și inductanță de stocare- forme de undă

La limită fenomenul tranzitoriu de trecere a curentului spre traductor în timpul $t=t_f$ va atinge valoarea de vârf dată de egalitatea:

$$I=U_{vv}/Z_0=92V/35\Omega=2,7A \quad (3.6)$$

Acest timp de creștere scurt (fig 3.13) este determinat, în principiu, de timpul de blocare al tranzistorului T_4 .

Am obținut astfel un impuls de excitație a traductorului cu amplitudinea $U=92V$ și durata $t<1\mu s$ pentru valorile: $L=174\mu H$, $V_{cc}=6,5V$. Condensatorul C_3 , cu valoarea de $1nF$ se încarcă cu tensiunea autoindusă în inductanță L și se descarcă rapid prin tranzistorul T_4 , aplicând astfel traductorului piezoceramic un impuls electric scurt de amplitudine $U=92V$.

Circuitele R_1C_1 și R_2C_2 realizează accelerarea impulsurilor de comandă din bazele tranzistoarelor de comutație T_1 și T_3 . Dioda D_2 și rezistorul R_5 formează un circuit de amortizare selectivă și adaptare a impedanței de ieșire a generatorului cu impedanță traductorului piezoceramic.

Energia consumată, calculată conform relației 3.7 [31], este mică astfel că acest generator de impulsuri se poate utiliza în aparatura portabilă, alimentată din baterii de acumulatori:

$$W=U \cdot I_{vv} \cdot t_f \cdot f_{RP} = 92V \cdot 2,7A \cdot 0,8\mu s \cdot 500Hz = 99mWs \quad (3.7)$$

În concluzie, generatorul de impulsuri analizat poate fi utilizat pentru excitarea traductoarelor US cu frecvențe până la 2 MHz, în aplicații de transmitere prin aer a undei sonice, generând impulsuri de amplitudine mică dar nu este oportună utilizarea sa în aplicații NDT.

În cazul schemei generatorului de impulsuri prezentată în fig.3.14, construit parțial de mine, amplitudinea impulsului de ieșire este mai mică decât tensiunea de alimentare dar am obținut rezultate experimentale deosebite în ce privește reducerea duratei timpului de creștere al impulsului ($t_f=35ns$).

În cadrul experimentelor cu această schemă am utilizat T_3,T_4 de tip 2N6654.

Practic amplitudinea impulsului generat ajunge la $U=425V$ pe o sarcină de 50Ω iar

impedanța internă a generatorului este $Z_i \leq 38\Omega$. Aceste date se obțin cu condiția utilizării unor tranzistoare de comutație rapidă în etajul final.

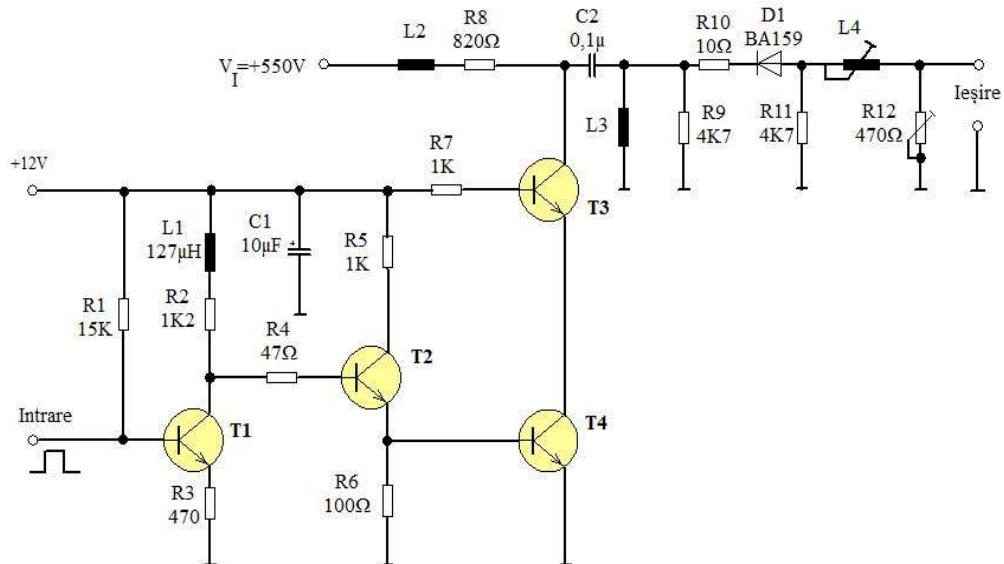


Fig 3.14 Generator de impulsuri cu tranzistoare bipolare și condensator de ieșire [31]

Un rol esențial are în schemă inductanța de acord, L_4 care, împreună cu pastila piezoceramică, formează un circuit oscilant acordat ai căruia parametri sunt aleși pentru a asigura un transfer maxim de energie către traductor.

Am realizat reglajul inductanței L_4 astfel încât generatorul lucrează cu traductoare având frecvențe în intervalul 2-10MHz; schema este neutilizabilă pentru excitarea traductoarelor US de frecvență mai mare.

Experimental am utilizat un traductor cu frecvență de 2,5MHz [TU2.5-IFTM] și am obținut, cu un acord optim, la amplitudinea maximă a impulsului de excitație, curentul maxim vârf la vârf, I_{vv} :

$$I_{vv} = U/Z_t = 425V/50\Omega = 8,5A \quad (3.8)$$

3.2.5 Concluzii

Generatoarele de impulsuri de excitație a traductoarelor ultrasonice studiate în acest paragraf, deși utilizează în etajul de comutație componente speciale, relativ scumpe, au performanțe modeste care nu corespund cerințelor din domeniul măsurării cu precizie a grosimii peretelui tuburilor metalice. Pornind de la studiul teoretic, realizarea practică a acestor scheme și măsurări experimentale, am proiectat, construit și experimentat practic un generator de impulsuri de excitație cu tranzistoare bipolare de comutație de uz general, având performanțe care îl recomandă pentru utilizarea în sistemele electronice de control cu ultrasunete al dimensiunilor țevilor metalice. Acest generator este prezentat în capitolul 4.

3.3. Amplificatoare de impulsuri utilizate în controlul nedistructiv

Impulsurile-ecou ultrasonice receptionate de traductor de la discontinuitățile interne ale structurii cristaline sau de la suprafețele de separație dintre mediile de propagare a undei ultrasonice au amplitudini mici și traductorul de ultrasunete le convertește în impulsuri ecou electrice de ordinul zecilor de microvolți, care, pentru a fi utilizate ca informații în controlul nedistructiv cu ultrasunete, trebuie să fie amplificate.

Un amplificator de semnale-ecou este necesar să îndeplinească anumite cerințe:

- să nu schimbe forma și faza semnalului amplificat;
- să aibă o sensibilitate înaltă;
- să fie imun la zgomotele electrice externe și să nu genereze zgomot termic propriu;
- să amplifice semnalele-ecou astfel încât acestea să poată fi prelucrate și interpretate;
- să se adapteze optim la impedanța traductorului (la intrare) și la impedanța și nivelele logice ale circuitelor de prelucrare a semnalului (la ieșie);
- să aibă o caracteristică de amplificare care să compenseze atenuarea undei acustice în mediul de propagare;
- amplificarea să fie reglabilă, manual sau automat;
- să poată lucra cu diferite tipuri de traductoare ultrasonice;
- să permită rejecția interferențelor radio.

Există o multitudine de variante de amplificatoare cu zgomot redus, (*"Low Noise Amplifier"*, *LNA*), realizate cu componente active tip transistoare MOSFET, tranzistoare bipolare sau circuite integrate de amplificare specializate; soluțiile de implementare sunt adaptate aplicației căreia îi sunt destinate. De asemenea, soluțiile adoptate în cazul aparaturii portabile cu alimentare din baterii, unde este dificil să se utilizeze surse simetrice sunt diferite de soluțiile proprii echipamentelor staționare.

Componentele active utilizate sunt selectate pentru fiecare aplicație în parte în funcție de impedanța electrică a traductorului, impedanța acustică a mediului cuplant, distanțele parcuse de ultrasunet prin mediul cuplant sau diferența de indice de refracție dintre mediul cuplant și piesa controlată.

În continuare voi trece în revistă cele mai utilizate soluții de amplificare a semnalelor-ecou electrice, cu avantajele și dezavantajele lor.

Pentru ca un impuls să fie amplificat fără distorsiuni, amplificatorul de impulsuri trebuie să asigure independența de frecvență a amplificării iar defazajul dintre tensiunea de intrare și cea de ieșire să fie o funcție liniară de frecvență:

$$u(\omega)=U_o; \Phi(\omega)=T_o \cdot \omega \quad (3.9)$$

Dacă se exprimă tensiunea aplicată la intrarea amplificatorului cu ajutorul integralei Fourier:

$$u_i(t)=\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} U_i(\omega) e^{j[\omega t - \psi(\omega)]} d\omega \quad (3.10)$$

unde $Ui(\omega)$ este transformata Fourier a tensiunii $u_i(t)$, expresia tensiunii de ieșire este:

$$u_{out}(t) = \frac{U_o}{2} \int_{-\infty}^{\infty} Ui(\omega) e^{j[\omega - \omega_o T_o - \psi(\omega)]} d\omega \quad (3.11)$$

Timpul de întârziere sau de propagare a fazei este panta caracteristicii de fază a amplificatorului:

$$T_p = \frac{d\Phi}{d\omega} = T_o \quad (3.12)$$

Cu alte cuvinte, dacă viteza de propagare a fazei nu depinde de frecvență, rezultă că nu există distorsiuni de fază. Aceasta este cazul amplificatorului de impulsuri ideal care realizează transmisia impulsului de la intrare la ieșire fără distorsiuni.

În realitate, de la o anumită frecvență în sus amplificarea scade și această pantă a scăderii amplificării modifică forma impulsului la ieșire.

La un amplificator cu scădere asimptotică a amplificării cu 6dB pe octavă, dacă admitem că acesta are o comportare asemănătoare unei celule RC, între timpul de creștere, T_a și frecvența limită la 3dB, f_c , există relația (3.13):

$$f_c \cdot T_a = 0,35; \quad f_c = \frac{1}{2\pi R C} ; \quad T_a = 2,2RC \quad (3.13)$$

și impulsul de ieșire are o variație exponențială.

În majoritatea cazurilor amplificarea scade cu creșterea frecvenței mai rapid decât în cazul unui element RC.

Cerință ca amplificatorul să furnizeze la ieșire impulsuri de amplitudine mare ne obligă să luăm în considerație modificările parametrilor tranzistoarelor în regim de semnal mare și acest lucru mărește complexitatea calculului.

Voi aborda proiecarea amplificatorului de impulsuri, prin calculul etajelor de amplificare descrise de schemele echivalente cu elemente concentrate de circuit.

3.3.1 Evoluția amplificatoarelor de impulsuri utilizate în NDT

Pe calea de recepție a semnalului ecou *amplificatorul cu zgomot redus* (Low Noise Amplifier, LNA) este primul bloc electronic, conectat la traductorul ultrasonic printr-un cablu coaxial cu impedanță de 50Ω .

Preamplificatorul cu zgomot redus din fig.3.15,[32] este un LNA a cărui amplificare nu este foarte mare, rolul său fiind acela de a reduce zgomotul electric de radiofrecvență suprapus peste semnalele-ecou și de a elimina semnalele parazite rezultante din reflexii secundare, care au amplitudini mici, comparabile cu zgomotul electric.

Semnalele-ecou de la ieșirea preamplificatorului se aplică, printr-un atenuator, la intrarea amplificatorului. După amplificare semnalele-ecou se redresăză astfel încât la intrarea circuitelor de prelucrare să avem impulsuri de polaritate pozitivă.

Pentru a obține o rezoluție a măsurării dimensiunilor mai mică de $10\mu\text{m}$ în oțel unde viteza undelor ultrasonice este de circa 5700m/s , frecvența de lucru a traductorului ultrasonic trebuie să fie egală sau mai mare de 17MHz .

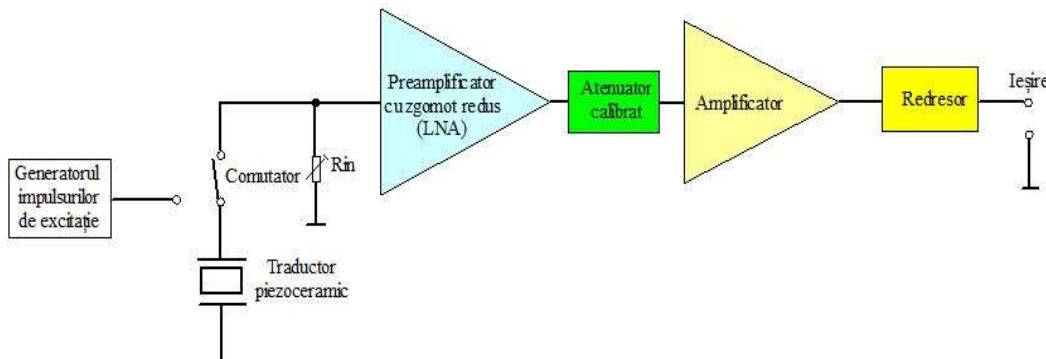


Fig 3.15 - Schema bloc a amplificatorului de impuls [32]

În aceste condiții, amplificatorul lucrează cu impulsuri scurte, cu durată mai mică de 30ns și timpi de creștere/ cădere sub 10ns . Problema amplificatorului de impulsuri cu zgomot redus, LNA, cunoaște multiple abordări, fiecare autor căutând răspuns pentru aplicații specifice, în care zgomotul sursei de semnal, impedanța acesteia la frecvența de lucru sau defazajul introdus de sarcină sunt elemente esențiale pentru determinarea corectă a funcției de transfer a circuitului utilizat ca amplificator.

În ultimii ani au fost publicate mai multe variante bune de LNA, fiecare având performanțe adaptate unui domeniu restrâns de utilizare.

În fig.3.16, [32] se prezintă schema de principiu a unui amplificator cu zgomot redus, (LNA), realizat cu două amplificatoare și un etaj sumator.

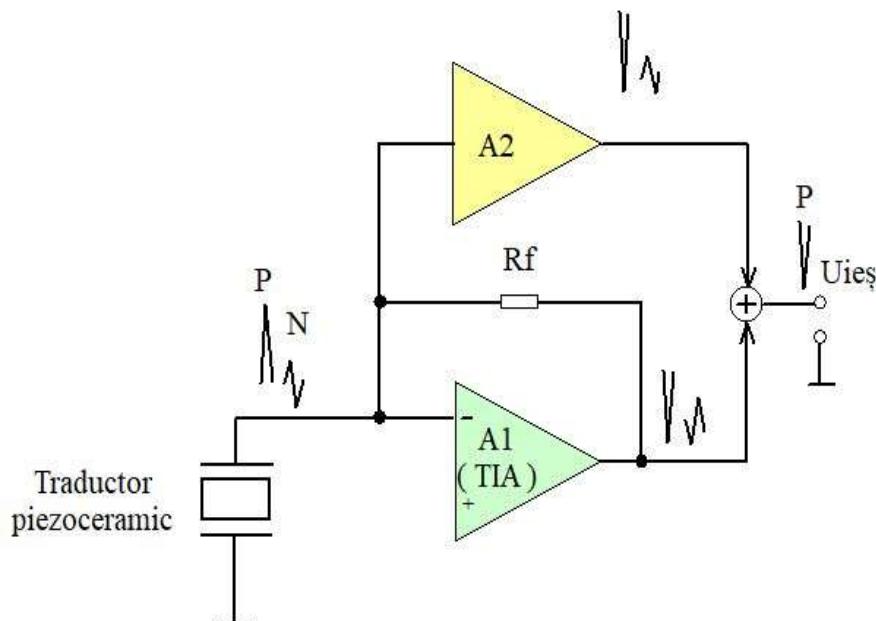


Fig 3.16 Amplificator cu zgomot redus (LNA): $P=impuls-ecou$; $N=zgomot$ [32]

Amplificatorul 1 este un *amplificator de transimpedanță*, (*Trans Impedance Amplifier, TIA*), realizat cu un amplificator operațional în conexiunea de amplificator inversor. El este atacat în curent și furnizează la ieșire o tensiune astfel că, dimensiunea amplificării semnalelor-ecou este o impudență, conform relației :

$$A_1 = \frac{U_{ies}}{I_{int}} \quad [\Omega] \quad (3.14)$$

Se observă că semnalul de ieșire, amplificat și defazat cu 180° este compus din semnalul ecou, util, P, și zgometul electric, N.

Amplificatorul 2 este un amplificator inversor cu prag de tensiune. El detectează tensiunea compusă din semnalele-ecou și zgometul electric, provenite de la traductorul piezoelectric. Semnalul de ieșire al amplificatorului 2 este compus din semnalele-ecou, P, amplificate și defazate cu 180° și din zgometul electric, N, nefazat.

Amplificatorul sumator furnizează la ieșire numai semnalele-ecou, amplificate să fără zgomet. Cu această schemă se obține reducerea zgometului de radiofrecvență, în condițiile adaptării impudenței de intrare cu impudența traductorului, pe calea de recepție a semnalelor-ecou ultrasonice.

Datorită consumului relativ mic, schema se recomandă pentru utilizarea în aparatula ultrasonică portabilă (aparate de măsurat grosimea, defectoscoape portabile).

O altă variantă de rezolvare a problemei zgometului din amplificatoarele de impulsuri [33] constă în prelucrarea semnalelor-ecou la nivel mic de semnal, imediat după LNA, prin utilizarea unui comparator de precizie pentru conversia analog digitală a acestora (fig. 3.17). Amplificatorul de semnal, adaptat la intrare cu impudența traductorului ultrasonic este implementat cu două amplificatoare operaționale (AO) tip LTC6248 (4xAO/capsulă), fiecare precedat de câte un filtru “trece bandă”. Aceste filtre suprimă semnalele din afara benzii de lucru.

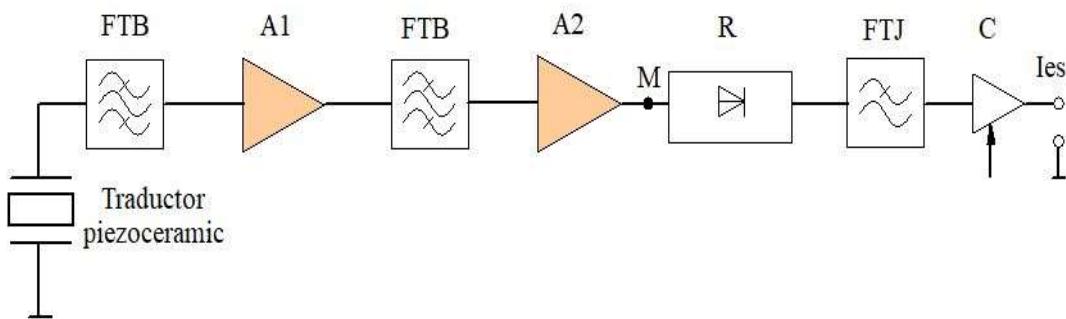


Fig 3.17 Arhitectura generală a unui amplificator utilizat în NDT [33]: FTB- filtru de bandă; A1,A2-amplificatoare; FTJ-filtru „trece jos”; C-comparator

Impulsurile de la ieșirea amplificatorului (punctul M) sunt aplicate unui redresor de precizie cu diodă Schottky (detector de anvelopă); semnalul de ieșire al redresorului este aplicat comparatorului printr-un filtru „trece jos” .

Această variantă oferă avantajele unei implementări ieftine datorită posibilității de a extinde sistemul, prin multiplexare, până la opt canale, utilizând același generator de impulsuri de excitație și același amplificator pentru cele opt canale.

Pentru aceasta se folosesc multiplexoarele bidirectionale ADG708 (Mux 8:1) și ADG 701 (Mux 2:1), comandate cu un microcontroler (ex. MSP430F5308) (fig.3.18).

Cu multiplexorul Mux 8:1 se selectează traductorul cu care se lucrează iar cu multiplexorul Mux 2:1 se selectează funcția acestuia: emițător de ultrasunete apoi receptor de semnale - ecou. Excitarea traductorului se face cu un semnal dreptunghiular cu fronturi rapide, generat de către unitatea de microcontroler. Apoi microcontrolerul comandă Mux 2:1 care comută traductorul conectîndu-l pe calea de recepție, unde semnalele ecou sunt amplificate și interpretate de microcontroler.

Urmează comutarea Mux 8:1, care, pe ieșirea nr.2 conectează traductorul nr.2 la multiplexorul Mux:1 și succesiunea funcțiilor de excitare a traductorului nr.2 și recepție-amplificare a semnalelor ecou recepționate de acesta se repetă similar ca la traductorul nr.1. Operațiile se repetă pentru fiecare din cele 8 tructoare, care, în acest fel, utilizează pe rând același generator de impulsuri de excitație și același amplificator de semnale ecou. Schema, prezentată în fig.3.18 are avantajul prețului scăzut prin utilizarea unui singur echipament electronic de emisie-recepție a ultrasunetelor pentru cele 8 tructoare piezoelectrice utilizate.

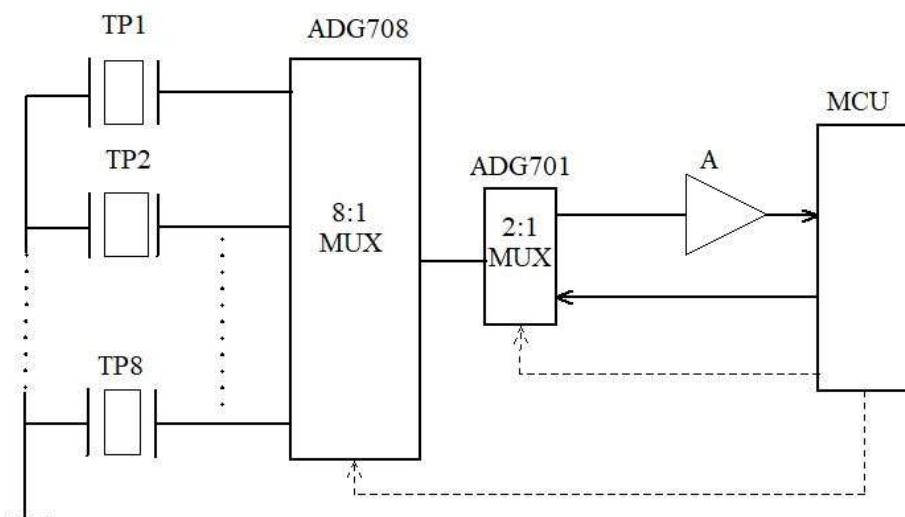


Fig.3.18 Multiplexarea canalelor NDT [33]:

TP- traductor piezoelectric; MUX-multiplexor analogic bidirectional; MCU-unitate de microcontroler; A- amplificatorul semnalelor-ecou.

Acest lucru determină și un consum mai mic de energie față de cazul utilizării unui canal electronic de excitare și amplificare pentru fiecare traductor piezoelectric.

În unele aplicații, [34], [35] pentru controlul cu ultrasunete a materialelor cu grosimi mari, unde atenuarea undei ultrasonice în material este semnificativă, este necesară amplificarea diferită a semnalelor ecou recepționate de la pereții materialelor de grosime mare față de semnalele-ecou recepționate de la pereții de grosime mică.

Apare astfel necesitatea utilizării unor amplificatoare care să compenseze atenuarea semnalelor-ecou în peretele piesei inspectate. Acest lucru se realizează cu *amplificatorul cu compensarea câștigului în timp* (Time Gain Compensation, TGC).

Soluția oferită în [34] (fig.3.19) constă în utilizarea unor circuite integrate specializate, din familia TI – AFE58XX sau ADI- AD9271, care au în componență un amplificator cu zgomot redus (LNA), un etaj de compensare a amplificării în timp, (TGC) și un convertor analog-digital. Amplificatorul cu compensarea câștigului în timp (TGA) este realizat cu un amplificator cu câstig variabil, (ACV), comandat cu un generator de rampă (GR).

Rampa este calculată în funcție de drumul parcurs de unda ultrasonică prin material și modifică amplificarea ACV în funcție de acesta.

Filtrul *antialiasing* are rolul de a elimina componentele de frecvență mare ale semnalului care nu sunt utile aplicatiei.

Amplificatorul cu compensarea câștigului în timp trebuie să aibă un zgomot redus pentru a asigura sensibilitatea și precizia necesare măsurării grosimilor. TGC este util acolo unde se cere un câștig variabil pentru amplificarea semnalelor reflectate de la diferite adâncimi de penetrare a materialului inspectat, astfel încât aceste semnale să poată fi convertite în domeniul de intrare al convertorului analog-digital, ADC.

În proiectarea TGC se tine seama de următoarele cerințe:

- amplificatorul trebuie să aibă un zgomot redus pentru a conserva sensibilitatea și precizia;
 - amplificatorul trebuie să aibă un câștig mic pentru semnalele de intrare cu amplitudine mare, pentru a evita saturarea, în timp ce un etaj cu câștig ridicat este esențial pentru atenuarea zgomotului de intrare în etajul următor, mai ales pentru semnalele-ecou slab reflectate;
 - este necesară o lățime de bandă suficientă pentru a minimiza distorsiunile armonice.

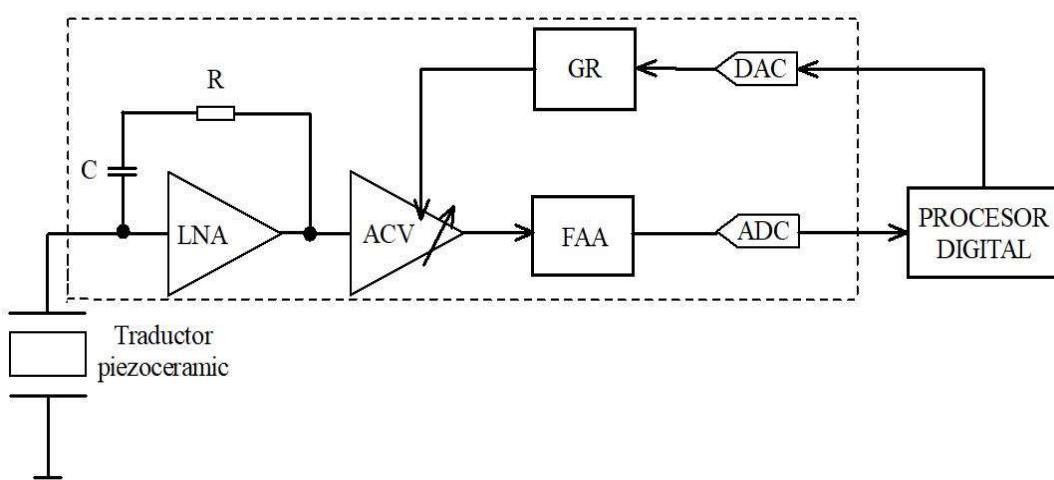


Fig. 3.19. Amplificator cu compensarea câștigului în timp (TGC) [34]

Semnificațiile notațiilor din fig. 3.17,a sunt următoarele: LNA-amplificator cu zgomot mic; ACV-amplificator cu câștig variabil; GR-generator de rampă; FAA-filtru antialiasing; ADC-convertor analog-digital.

Implementarea în tehnologie CMOS monolitică are un cost redus dar prezintă dezavantaje în ceea ce privește zgomotul, liniaritatea și lățimea de bandă față de structura bipolară.

În concluzie proiectarea TGC implică o atenție sporită asupra corelației dintre zgomot, liniaritate, lățime de bandă și stabilitate.

Unii proiectanți [36] utilizează circuitul AD604, (fig.3.20) care este un amplificator dual, cu câștig variabil și zgomot mic, dedicat aplicațiilor cu ultrasunete.

S-a dorit crearea unui amplificator universal, cu dinamică mare a semnalului de intrare și cu zgomot redus, cu două etaje succesive de amplificare (unul pe post de preamplificator) și un attenuator la intrare. Amplificatorul AD604 are impedanță mare de intrare și este alimentat dintr-o singură sursă.

Domeniul semnalelor-ecou de intrare este limitat jos de nivelul zgomotului termic propriu structurii monolitice.

În schimb semnalele de amplitudine mare, provenite de la reflexiile undei ultrasonice la suprafața de separație dintre mediile de propagare diferite trebuie să fie atenuate la intrarea în circuit.

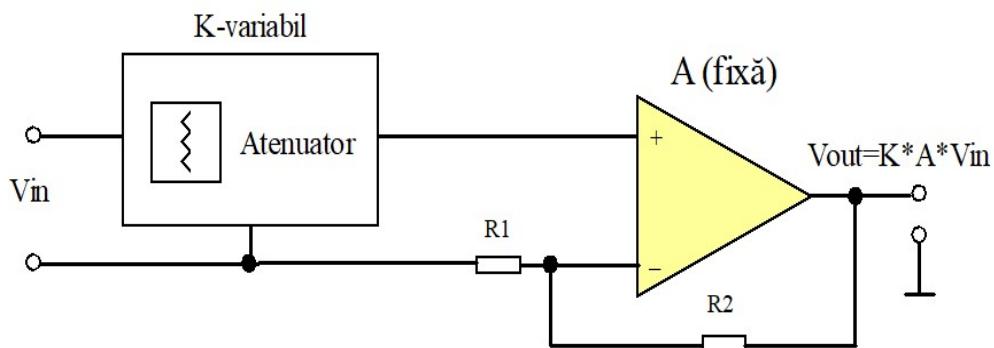


Fig 3.20 Amplificator integrat AD-604; schemă de principiu [36]

Preamplificatorul cu zgomot redus prezintă o impedanță de intrare mare spre sursa de semnal și utilizează o topologie de amplificator activ cu reacție, cu intrare diferențială.

Schema nu rezolvă cerințele de răspuns în frecvență (15-17MHz) ale aplicației de control dimensional propusă în temă.

În articolul [37], autori prezintă un amplificator de transimpedanță integrat, în tehnologie CMOS, care amplifică semnale-ecou electrice în banda de frecvență 7,5MHz-12,5MHz recepționate de la traductoare ultrasonice integrate (Capacitive Micromachined Ultrasound Transducers, CMUT) (fig.3.21).

La ieșirea amplificatorului se regăsesc semnalele-ecou cu amplitudine de 1Vvv.

Pentru a obține curentul maxim de intrare, trebuie minimizată rezistența de intrare, R_{in} :

$$R_{in} = R_f(A+1) \quad (3.15)$$

unde A este amplificarea în buclă deschisă a TIA . Valoarea rezistorului de reacție, R_f este critică pentru stabilirea amplificării, lățimii benzii de frecvență și pentru reducerea zgomotului. Un astfel de amplificator are câștigul maxim de aproximativ 22dB insuficient în cazul controlului dimensional al tuburilor metalice.

Amplificatoare cu zgomot mic prezentate în [38], [39], [40], sunt aplicate în sistemele de imagistică medicală. Autorii [39] utilizează un preamplificator de semnale ecou realizat cu un amplificator operațional cu buclă de reacție activă (fig.3.22) care îmbunătățește considerabil liniaritatea caracteristicii de frecvență, cu precădere în domeniul frecvențelor joase.

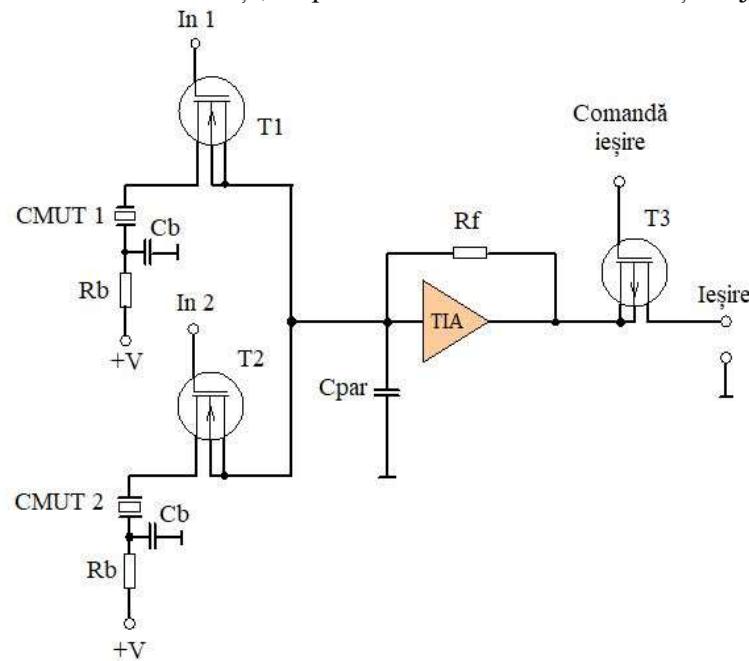


Fig.3.21 Schema electrică a unei celule de amplificare CMOS pentru aria de traductoare ultrasonice, CMUT: TIA- amplificator de transimpedanță; In1,In2- semnale logice de selecție a intrării; CMUT1,CMUT2- traductoare piezoelectrice; T1,T2,T3- tranzistoare MOS având rolul de comutatoare logice

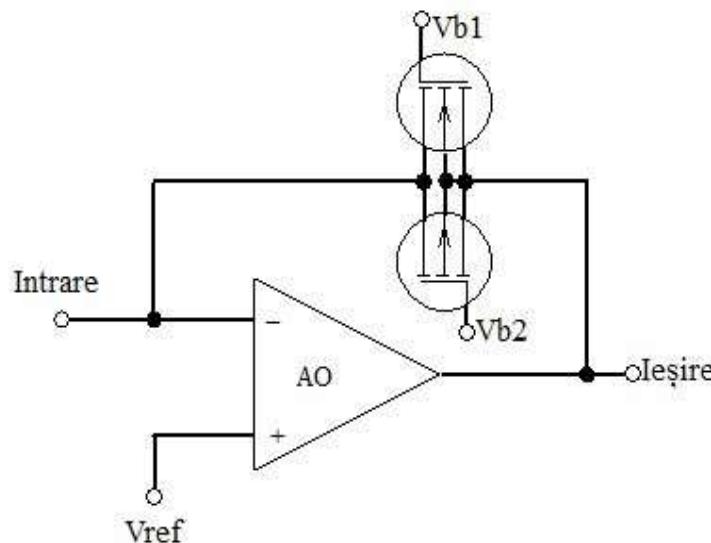


Fig.3.22. Amplificator de impulsuri cu AO și reacție negativă activă

S-au proiectat amplificatoare cu zgomot redus [41], [42], cu intrarea adaptată cu impedanță mare a traductoarelor piezoelectrice neamortizate folosind AO într-o conexiune care reduce la minim curentul de intrare (fig. 3.23).

Valoarea rezistenței R_T de compensare a curentului I_B de intrare în AO se deduce conform relațiilor:

$$\frac{R_T \cdot R_Z - R_1 \cdot R_2}{R_T + R_Z} \rightarrow R_T = \frac{R_1 R_2 R_Z}{R_Z(R_1 + R_2) - R_1 R_2} \quad (3.16)$$

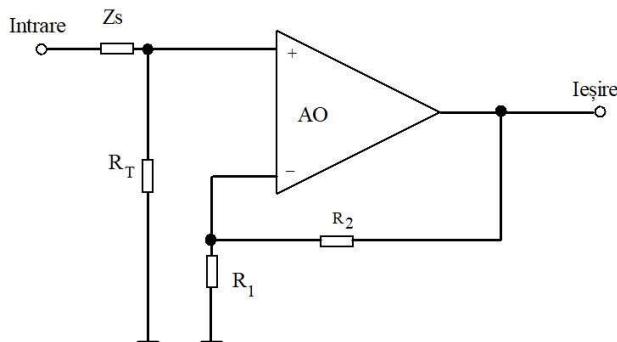


Fig 3.23. Amplificator de impulsuri pentru traductoare US cu impedanță mare

Compensarea rezistivă a curentului de intrare în schema prezentată în fig. 3.23 reduce considerabil zgomotul raportat la intrarea amplificatorului.

3.3.2 Concluzii

Din analiza schemelor de amplificatoare de impulsuri realizate cu tranzistoare MOSFET, amplificatoare integrate specializate și amplificatoare operaționale cu reacție se poate concluziona că fiecare soluție prezentată rezolvă una sau mai multe cerințe specifice aplicației pentru care au fost proiectate (zgomot redus, bandă de frecvență mare, impedanță de intrare adaptată cu impedanța traductorului piezoceramic, compensarea în timp a amplificării).

Soluția propusă de mine pentru realizarea unui amplificator de impulsuri cu tranzistoare bipolare de frecvență înaltă (fig.4.18) rezolvă cu succes toate cerințele unui amplificator de impulsuri care lucrează cu traductorul focalizat de 17MHz utilizat la determinarea grosimii pereților tuburilor metalice.

Capitolul 4

Sistem de control dimensional cu ultrasunete al tuburilor metalice

4.1 Introducere

Pentru asigurarea unui grad înalt de securitate în funcționarea centralelor nucleare, echipamentele utilizate pentru construcția acestora trebuie să fie extrem de fiabile și de aceea, trebuie să satisfacă cerințe tehnice foarte severe.

Controlul nedistructiv în fluxul de fabricație al țevilor metalice cu această destinație s-a dezvoltat cu precădere în ultimii ani, fiind reglementat strict de norme internaționale. Aceste considerente justifică preocuparea crescândă pentru proiectarea și realizarea unor echipamente electronice de înaltă tehnicitate care să fie utilizate în controlul nedistructiv, în flux, al tuburilor metalice destinate centralelor nucleare.

Echipamentul de măsurare a grosimii țevilor metalice pe care l-am imaginat conține o cuvă rotitoare prin care țeava de măsurat se deplasează cu viteza v_t . Cuvă conține suportul cu traductorul ultrasonic și se rotește în jurul țevii.

Corpul sferic al traductorului se fixează într-un suport cu o cavitate sferică interioară, care permite reglajul inițial al traductorului pe cele trei axe. Țeava de măsurat pătrunde în cuvă cu viteză constantă, pe direcția longitudinală.

Traductorul, fixat în suport pe zona mobilă (rotitoare) a cuvei se rotește în jurul țevii, fiind orientat astfel încât fluxul ultrasonic emis să fie în permanență perpendicular pe axa acesta. În interiorul cuvei există apă sub presiune având rolul de cuplant ultrasonic între traductor și țeavă. Impulsurile ultrasonice emise de traductor trec prin apă și traversează peretele țevii. Ele se reflectă pe suprafața exterioară, apoi pe suprafața interioară a țevii și revin la traductor, care le convertește în impulsuri ecou electrice. Acestea sunt transmise de la traductorul rotitor la

partea fixă a sistemului de măsură printr-un condensator cu armătură mobilă, dispus într-o zonă bine etanșată a cuvei mobile (fig.4.1). Una din armăturile condensatorului este fixată de rotorul cuvei, deci se rotește odată cu aceasta și este conectată electric la traductor iar cea de-a două armătură este montată pe partea fixă și este izolață electric de aceasta.

Există și posibilitatea transmiterii semnalelor-ecou spre exteriorul cuvei rotitoare printr-un sistem de perii executate dintr-un material conductor inoxidabil (ex. argint). Aceste perii pot fi fixate într-o zonă adiacentă părții rotitoare a cuvei, zonă bine etanșată împotriva pătrunderii apei.

Sistemul automat de măsurare a dimensiunilor tuburilor în fluxul de fabricație necesită un modul de achiziție a datelor în timp real, sincronizat cu sistemul de deplasare a țevii în interiorul cuvei de măsură astfel încât rezultatele măsurărilor dimensionale să indice cu exactitate coordonatele abaterilor dimensionale detectate.

Țeava este ghidată cu precizie prin intermediul unui sistem mechanic cu role și se deplasează prin cuva de control ultrasonic pe direcția axei de simetrie a acesteia.

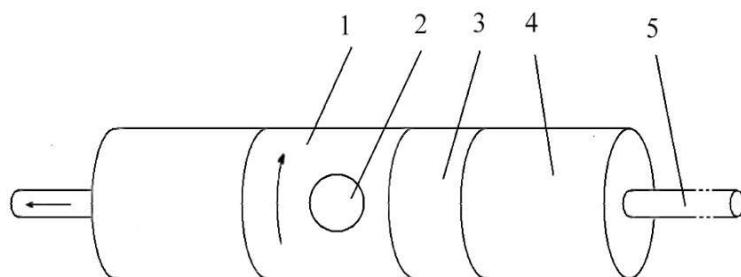


Fig 4.1 Cuva de măsură:

1-cuvă rotitoare; 2-traductor ultrasonic; 3-condensator cu armătură mobilă; 4-cuvă cilindrică fixă; 5- țeavă de măsurat.

Sistemul de ghidare este constituit din grupuri de câte trei role motoare dispuse la 120^0 una față de celalaltă, într-un plan perpendicular pe axa țevii de măsurat, pe exteriorul acesteia și asigură o deplasare a tubului continuă, silențioasă și fără vibrații prin cuva de măsură.

Valorile măsurate ale grosimii peretelui și coordonatele punctelor de măsură de pe axa longitudinală a țevii sunt transmise spre un sistem de achiziție și prelucrare a datelor care calculează abaterile dimensionale, le compară cu valorile admisibile prevăzute în standardele de calitate, afișează rezultatele și decide admiterea sau respingerea țevii.

Frecvența de repetiție a impulsurilor ultrasonice se alege astfel încât să se asigure controlul grosimii tubului pe toată suprafața lui.

Considerăm că se folosește un traductor ultrasonic focalizat, cu o pată focală de diametru p ; prin pată focală am definit secțiunea prin câmpul acustic care trece prin focar și este perpendiculară pe axa geometrică a traductorului; echipamentul se reglează astfel încât focarul să se afle chiar pe suprafața exterioară a țevii.

Frecvența de repetiție a impulsurilor ultrasonice emise de traductor este produsul dintre numărul de măsurări executate pe circumferința țevii, n_1 , și numărul de circumferințe inspectate într-o secundă, n_2 .

$$n_1 = \frac{\pi D}{p} \quad (4.1)$$

unde: D este diametrul țevii și p este diametrul petei focale.

$$n_2 = \frac{v_t}{p} \quad (4.2)$$

unde v_t și p au semnificațiile menționate mai sus.

Rezultă:

$$f = n_1 \cdot n_2 = \frac{\pi \cdot D}{P} \cdot \frac{v_t}{p} = \frac{\pi D v_t}{p^2} \quad (4.3)$$

În proiectarea echipamenrului am avut în vedere ca acesta să permită inspectarea unor țevi cu diametrul de 20mm. Diametrul petei focale, conform datelor din certificatul de calitate al traductorului este p=1mm iar viteza de deplasare a țevii are valoarea uzuală $v_t=3\text{m/min}=50\text{mm/s}$.

Pentru aceste valori, frecvența de repetiție minimă a impulsurilor de excitație este:

$$f = \frac{\pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3}{10^{-6}} = 3140\text{Hz} \quad (4.4)$$

Am ales frecvența egală cu 5KHz, ceea ce înseamnă o perioadă de repetiție a impulsurilor emise de traductor egală cu $T=0,2\text{ms}$.

La începutul fiecărei perioade impulsul ultrasonic emis de traductor trece prin apă și pătrunde în peretele țevii.

Datorită diferenței mari dintre impedanța acustică a apei și cea a metalului din care este confecționată țeava, vor apărea mai multe reflexii succesive de la suprafața interioară a peretelui țevii (fig. 4.2).

De exemplu, considerând o probă de țeavă din oțel inox în care viteza sunetului este $v_s=5400\text{m/s}$, și intervalul de timp dintre două impulsuri-ecou succesive de la peretele interior este $t=1\mu\text{s}$, rezultă o grosime de perete $d=v_s \cdot t/2 = 2,70\text{ mm}$.

Sistemul electronic pe care l-am proiectat, construit și experimentat având schema bloc din fig.4.3 are la bază standardele americane ASTM E797 [43] (standard pentru măsurarea grosimii țevilor prin metoda puls-ecou) și ASTM E494-15 [44] (standard pentru măsurarea vitezei ultrasunetelor în material).

Generatorul de impulsuri aplică pe traductorul ultrasonic impulsuri electrice care sunt convertite de către acesta în impulsuri ultrasonore. Aceste impulsuri ultrasonore ajung la suprafețele exterioară și apoi interioară ale țevii și se reflectă sub forma unor impulsuri ecou (ultrasonice) care revin la traductorul piezoelectric; acesta le transformă în impulsuri electrice care sunt preluate de amplificatorul impulsurilor ecou.

Se observă că generatorul impulsurilor de excitație [31] și amplificatorul impulsurilor ecou [45] sunt conectate direct cu traductorul piezoelectric.

Alegerea traductorului se face în funcție de grosimea peretelui țevii de măsurat.

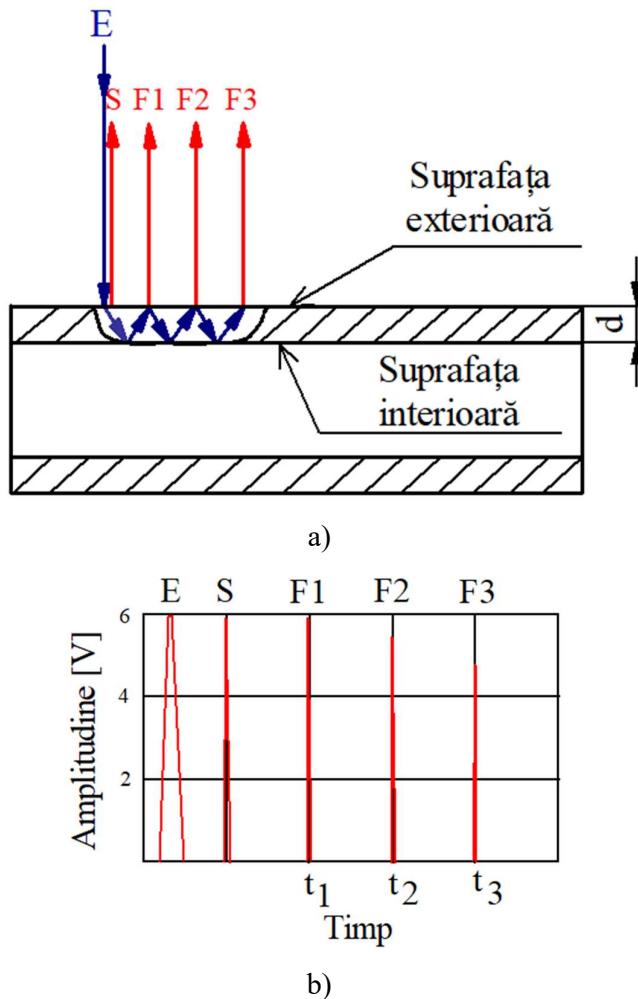


Fig.4.2 a) Reflectarea impulsurilor de către peretele exterior și interior al țevii;

- a) Poziția în timp a impulsurilor; E -impulsul emis de generator; S -impulsul reflectat de suprafață exterioară a țevii; $F1, F2, F3$ -impulsuri reflectate succesiv de suprafață interioară a țevii.

Astfel, conform standardului ASTM E797 pentru determinarea cu precizie a grosimilor situate în domeniul 0,2mm-5mm sunt necesare impulsuri ecou înguste, recepționate de un traductor cu frecvență de rezonanță apropiată de 17MHz. Pentru excitarea eficientă a unui astfel de traductor este necesar un impuls de bandă largă, cu un timp de cădere rapid, de aproximativ 10ns, al cărui spectru de frecvență este centrat pe frecvența $f_c=17MHz$ [31].

Amplitudinea impulsului electric aplicat traductorului trebuie să fie suficient de mare (de ordinul sutelor de volți) pentru ca unda ultrasonică emisă să dea naștere unor semnale ecou cu amplitudine suficient de mare [45] pentru a fi prelucrate și interpretate.

Determinările experimentale certifică faptul că amplitudinea minimă a semnalelor-ecou recepționate de la traductor se situează în plaja 20mV- 40mV și este suficientă.

Sursa de tensiune înaltă este necesară pentru ca generatorul să aplice tradectorului impulsuri de excitație de amplitudine suficient de mare. Impulsurile ecou electrice amplificate sunt transmise circuitului de prelucrare a semnalelor digitale, CPD, care le prelucrează și pe

baza lor, emite semnalele necesare către circuitul de prelucrare a semnalelor analogice, CPA, și spre osciloscop.

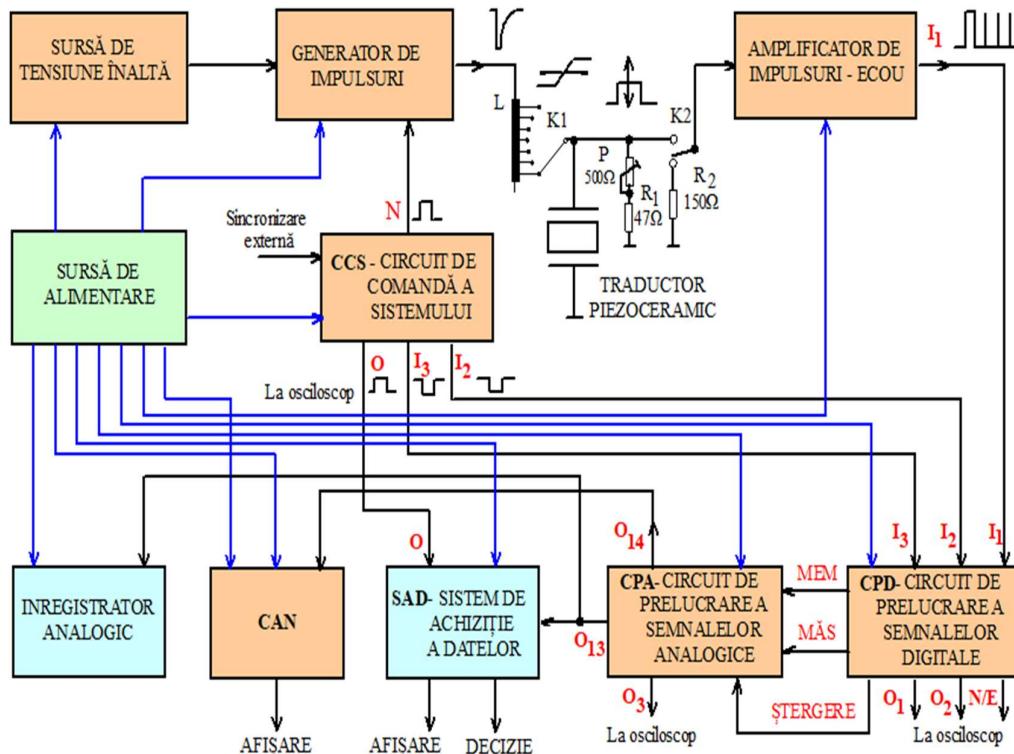


Fig.4.3 Schema bloc a sistemului electronic de control cu ultrasunete al dimensiunilor tuburilor metalice

Circuitul de prelucrare a semnalelor analogice, CPA, generează semnalele necesare afișării rezultatelor măsurătorilor, pe care le transmite către convertorul analog-digital, CAN, și către sistemul de achiziție a datelor, SAD. Circuitul de comandă a sistemului, CCS, generează impulsurile de comandă a generatorului de excitare și semnalele de comandă pentru circuitul de prelucrare a semnalelor digitale, CPD.

Impulsurile E (de emisie) și S (ecou de suprafață) (fig4.2,b) sunt blocate de circuitul de prelucrare a semnalelor digitale, CPD. În mod normal, sistemul electronic măsoară intervalul de timp între impulsurile F₁ și F₂ (fig.4.4), care apar succesiv în timp, la momentele t₁, respectiv t₂, (fig.4.2,b). Cunoscând viteza sunetului în material, v_s, se calculează grosimea peretelui țevii, care este, în această situație:

$$d = \frac{v_s(t_2 - t_1)}{2} \quad (4.5)$$

Dacă grosimea peretelui țevii este foarte mică, sistemul electronic măsoară intervalul de timp între impulsurile F₁ și F₃ iar impulsul F₂ este blocat.

În această situație, impulsul de măsurare, MĂS (fig 4.4) apare între impulsurile ecou F₁ și F₃ din fig 4.2.b. iar relația de determinare a grosimii peretelui țevii este:

$$d = \frac{v_s(t_3 - t_1)}{4} \quad (4.6)$$

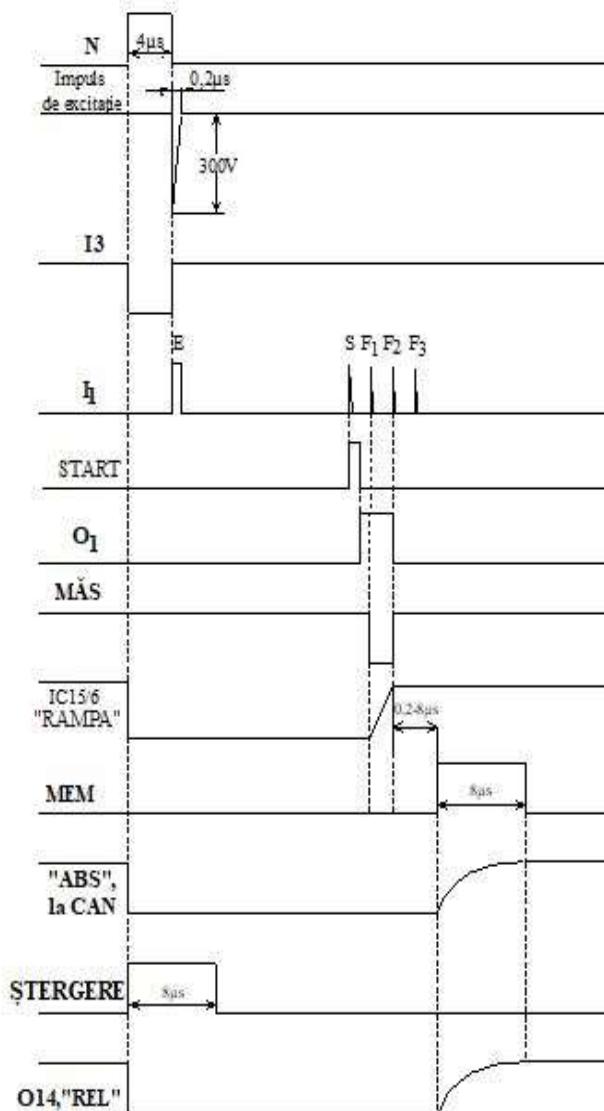


Fig.4.4 Schema bloc-forme de undă

În continuare sunt prezentate subansamblele sistemului electronic proiectate de mine (fig.4.3):

- generatorul impulsurilor de excitație a traductorului;
- sursa de înaltă tensiune;
- amplificatorul impulsurilor ecou;
- circuitul de comandă al sistemului (CCS);
- sistemul de procesare a datelor format din:
 - circuitul de prelucrare a semnalelor digitale, CPD;
 - circuitul de prelucrare a semnalelor analogice, CPA;
 - subsistemul de achiziție a datelor, decizie și afișare, SAD.

4.2 Generator de impulsuri de bandă largă cu tranzistoare bipolare în derivație

Rolul acestui circuit este de a genera impulsuri de bandă largă, cu amplitudinea de 300V, durata de $0,2\mu s$ și front de cădere de 10ns.

Aceste impulsuri se aplică traductorului piezoelectric. Spectrul de frecvență al acestor impulsuri este centrat pe frecvența f_c , frecvența proprie de oscilație a pastilei piezoceramice, care este elementul activ al traductorului piezoceramic de ultrasunete.

În fig.4.5 este prezentată schema electrică a generatorului de impulsuri de bandă largă proiectat, construit și experimentat de mine iar în fig 4.8 este reprezentată diagrama de impulsuri.

Semnalul de intrare în generatorul impulsurilor de excitație, "N" (fig.4.5) este o succesiune de impulsuri dreptunghiulare cu durata de $4\mu s$ și frecvență de repetiție $f=5\text{ KHz}$ transmise de la circuitul de comandă a sistemului, CCS.

Semnalul de ieșire este o succesiune de impulsuri de bandă largă cu care se excită traductorul piezoelectric.

Studiind cu atenție mecanismul comutației în generatoarele de impulsuri realizate cu tranzistoare MOSFET, [46],[47],[48],[49],[50], tiristoare [51] sau tranzistoare bipolare [52], după numeroase măsurători și determinări experimentale, am concluzionat că folosirea tranzistoarelor bipolare este cea mai atractivă, fronturile de comutăție ale impulsurilor generate putând fi îmbunătățite substanțial cu circuite auxiliare.

Am proiectat un generator de impulsuri cu tranzistoare bipolare, care produce impulsuri de bandă largă având spectrul de frecvență centrat pe frecvența $f_c = 17\text{ MHz}$ și are impedanță internă adaptată la impedanța complexă a traductorului piezoelectric.

Am obținut cu el rezultate bune în ceea ce privește durata, panta fronturilor și implicit lărgimea benzii de frecvență a impulsurilor generate, fără a depăși valorile limită absolute ale curenților și tensiunilor prevăzute în catalog pentru tranzistoarele utilizate.

În subcapitolul 4.2.1 sunt prezentate câteva considerații teoretice referitoare la funcționarea tranzistorului bipolar în regim de comutăție și proiectarea generatorului de impulsuri de bandă largă cu tranzistoare bipolare pentru excitarea tructoarelor ultrasonice cu frecvențe în domeniul $2\text{MHz}-17\text{MHz}$, cu front de cădere mai mic de 10 ns și amplitudine de 300V.

Spre deosebire de schemele de generatoare de impulsuri analizate în capitolul 3, la realizarea acestui generator am utilizat tranzistoare bipolare de comutăție de uz general.

4.2.1 Considerații teoretice necesare proiectării

Circuitul de accelerare din baza unui tranzistor bipolar în montaj EC

În fig. 4.6 este dată schema echivalentă a circuitului de accelerare din baza tranzistorului T_1 .

Etajul de ieșire al circuitului de comandă care furnizează impulsurile de comandă destinate generatorului de impulsuri este echivalent unei surse de tensiune continuă de 5V în serie cu rezistență internă, R_G . Joncțiunea bază – emitor a tranzistorului T_1 este echivalată prin tensiunea

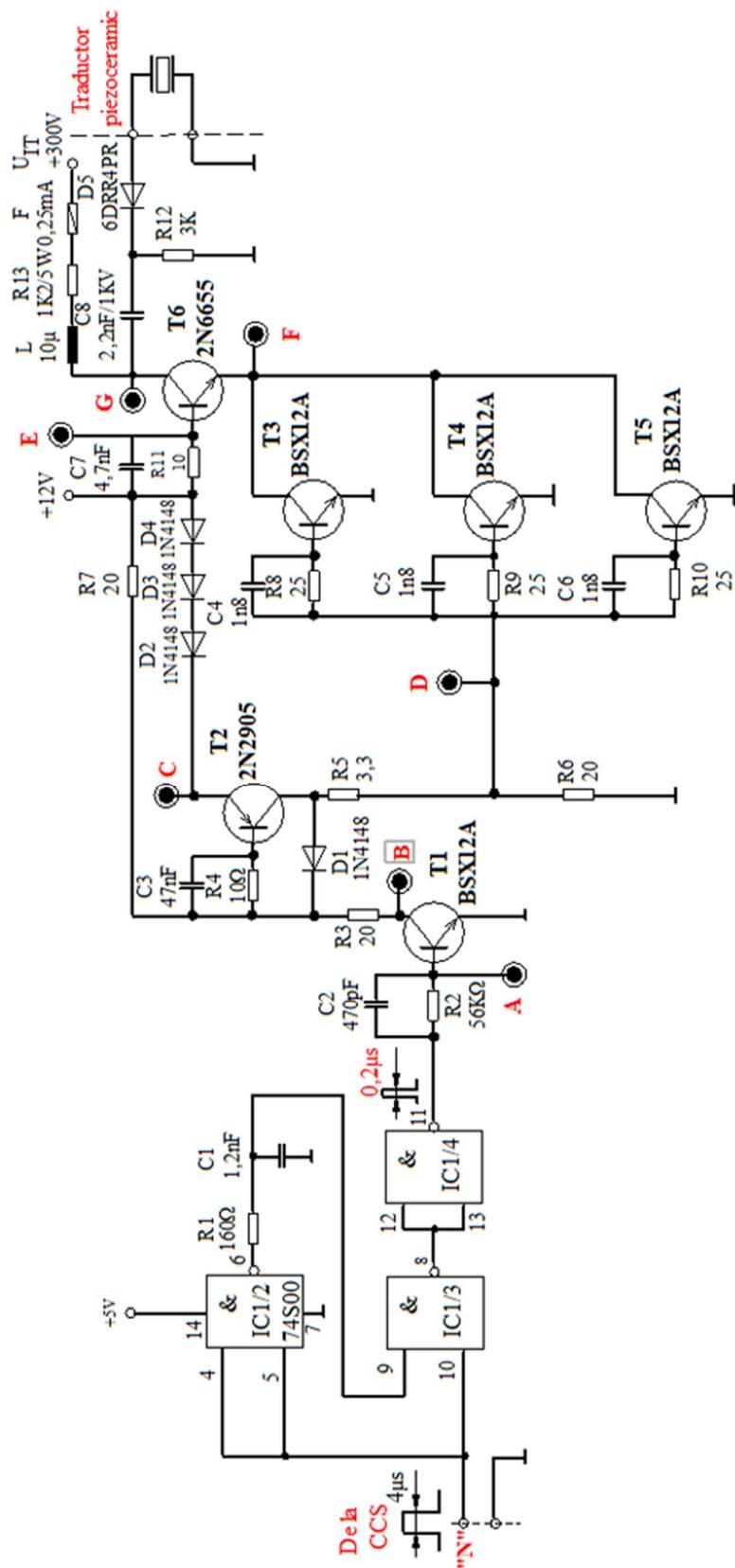


Fig. 4.5 Generatorul impulsurilor de excitație-schema electrică

$V_{EB}=0,6V$. Rolul circuitului de accelerare, [53], format din grupul R_2C_2 este de a aplica pe baza tranzistorului un impuls de tensiune mult mai scurt decât impulsul cu durată de $0,2\mu s$ și amplitudinea de $5V$ dat de circuitul de comandă.[54].

Aplicând prima teoremă a lui Kirchhoff în circuitul din fig. 4.6 rezultă:

$$u - V_{EB} = R_G \left(C_2 \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R_2} \right) + u_C \quad (4.7)$$

Rezultă ecuația diferențială:

$$\frac{du_C}{dt} + \frac{R_6 + R_2}{P_2 R_6 C_2} u_C = \frac{u_C - V_{EB}}{R_G C_2} \quad (4.8)$$

având condiția inițială $u_C(t=0)=0$.

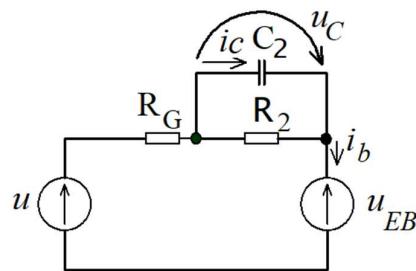


Fig. 4.6 Circuitul echivalent al intrării generatorului de impulsuri

Soluția ecuației (4.8) este:

$$u_C = \frac{R_2}{R_G + R_2} (U - V_{EB}) (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (4.9)$$

unde τ are expresia:

$$\tau = \frac{R_2 R_G C_2}{R_G + R_2} \quad (4.10)$$

Curentul de încărcare al condensatorului C_2 este:

$$i_c = C_2 \frac{du_C}{dt} = \frac{(U - V_{EB})}{R_G} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.11)$$

iar curentul de bază al tranzistorului T_1 este:

$$i_b = i_c + \frac{u_C}{R_2} = \frac{U - V_{EB}}{R_G + R_2} \quad (4.12)$$

Calculul puterii disipate de rezistențele R_{12} și R_{13}

În intervalul dintre două impulsuri condensatorul C_8 se încarcă prin rezistențele R_{12} și R_{13} conform schemei echivalente din figura 4.7

Rezultă succesiv:

$$(R_{12} + R_{13}) \cdot i + u_C = U_{IT} \quad (4.13)$$

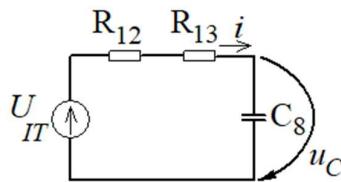


Fig.4.7 Schema echivalentă pentru calculul rezistențelor R_{12} și R_{13}

$$i = C \frac{du_c}{dt} \quad (4.14)$$

$$(R_{12} + R_{13}) \cdot C \cdot \frac{du_c}{dt} + u_c = U_{IT} \quad (4.15)$$

$$\frac{du_c}{dt} + \frac{u_c}{C(R_{12} + R_{13})} = \frac{U_{IT}}{C(R_{12} + R_{13})} \quad (4.16)$$

Se determină componenta continuă a soluției ecuației (4.16), u_{c1} :

$$\frac{u_{c1}}{C(R_{12} + R_{13})} = \frac{U_{IT}}{C(R_{12} + R_{13})} \rightarrow u_{c1} = U_{IT} \quad (4.17)$$

-ecuația caracteristică a ecuației (4.16) este:

$$r + \frac{1}{C(R_{12} + R_{13})} = 0 \rightarrow r = -\frac{1}{C(R_{12} + R_{13})} \quad (4.19)$$

Se notează:

$$\tau = C(R_{12} + R_{13}) \quad (4.20)$$

și rezultă componenta variabilă a soluției, u_{c2} :

$$u_{c2} = A \cdot e^{\frac{-t}{\tau}} \quad (4.21)$$

Soluția ecuației 4.16 este:

$$u_c = A \cdot e^{\frac{-t}{\tau}} + U_{IT} \quad (4.22)$$

La momentul initial $u_c(0)$ este:

$$u_c(0) = 0 = A + U_{IT} \rightarrow A = -U_{IT} \quad (4.23)$$

$$u_c = U_{IT} \left(1 - e^{\frac{-t}{\tau}} \right) \quad (4.24)$$

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} = C \cdot U_{IT} \frac{1}{\tau} e^{\frac{-t}{\tau}} = C \cdot U_{IT} \frac{1}{C(R_{12} + R_{13})} e^{\frac{-t}{\tau}} \quad (4.25)$$

Rezultă curentul i_c :

$$i_c = \frac{U_{IT}}{R_{12} + R_{13}} \cdot e^{\frac{-t}{\tau}} \cdot \int_0^{\infty} e^{\frac{-2t}{\tau}} \cdot dt \quad (4.26)$$

$$\begin{aligned} P_{R_{12}+R_{13}} &= \int_0^{\infty} i^2 (R_{12} + R_{13}) dt = \frac{U_{IT}^2}{(R_{12} + R_{13})^2} (R_{12} + R_{13}) = \frac{U_{IT}^2}{R_{12} + R_{13}} \left(\frac{\tau}{2}\right) \cdot e^{\frac{-\tau}{\tau}} I_0^{\infty} = \\ &= \frac{U_{IT}^2}{2(R_{12} + R_{13})} C(R_{12} + R_{13}) \cdot e^{\frac{-\tau}{\tau}} I_0^{\infty} = \frac{U_{IT}^2}{2} C \end{aligned} \quad (4.27)$$

$$T_{rep} \cdot P_{(R_{12}+R_{13})} = \frac{U_{IT}^2}{2T_{rep}} C = \frac{U_{IT}^2 \cdot f_{rep}}{2} C \quad (4.28)$$

Cu valorile din schemă, puterea disipată pe rezistențele R_{12} și R_{13} este:

$$P_{(R_{12}+R_{13})} = \frac{5 \cdot 10^3 \cdot 9 \cdot 10^4 \cdot 2,2 \cdot 10^{-9}}{2} \cong 0,5W \quad (4.29)$$

4.2.2 Proiectarea generatorului de impulsuri cu tranzistoare bipolare în derivatie

Tensiunea maximă care se poate aplica traductorului ultrasonic depinde de grosimea pastilei piezoelectrice: pentru PZT este permisă o tensiune de 2kV pe milimetru de grosime. Rezultă că pentru un traductor de 1MHz, grosimea pastilei fiind de 2,3mm, tensiune de excitație maximă este de 4,5kV.

Întrucât am considerat că o amplitudine a impulsurilor de 300V aplicate traductorului piezoceramic este suficient de mare, înalța tensiune U_{IT} are această valoare. Am ales tensiunea de alimentare a tranzistoarelor T_1 și T_2 , $E=12V$.

Funcționarea generatorului de impulsuri

Baza tranzistorului T_1 este conectată prin grupul R_2C_2 la ieșirea porții logice care aparțin circuitului integrat IC1 (tip 74S00), pinul 11.

Am utilizat acest circuit integrat, realizat în tehnologie Schottky, pentru a transforma impulsul cu durată de 4 μs , de la ieșirea circuitului de comandă al sistemului (fig.4.20, „N”) într-un impuls cu durată de 0,2 μs și fronturi rapide, sub 3ns, caracteristice acestei tehnologii, cu care am comandat generatorul impulsurilor de excitație (fig.4.8, ”A”).

În starea logică “0” pe ieșirea porții logice (IC1, pinul 11), tensiunea aplicată pe baza tranzistorului T_1 este 0,17V (punctul A), mai mică decât tensiunea de deschidere a jocăunii bază – emitor, egală cu 0,6V. Așadar, în absența impulsurilor de comandă, tranzistorul T_1 este blocat, tensiunea în colectorul lui (punctul B) și pe baza tranzistorului T_2 este egală cu 12V.

Tensiunea emitor-bază a tranzistorului T_2 este nulă, T_2 este blocat, curentul său de colector este zero și potențialul punctului D este 0 V. Bazele tranzistoarelor T_3 , T_4 și T_5 sunt legate la masă; aceste tranzistoare fiind în stare de blocare opresc trecerea curentului prin tranzistorul T_6 care este și el blocat.

Tensiunea pe baza tranzistorului T_6 (punctul E) și pe emitorul său, (punctul F) sunt egale cu

tensiunea de alimentare de 12V.

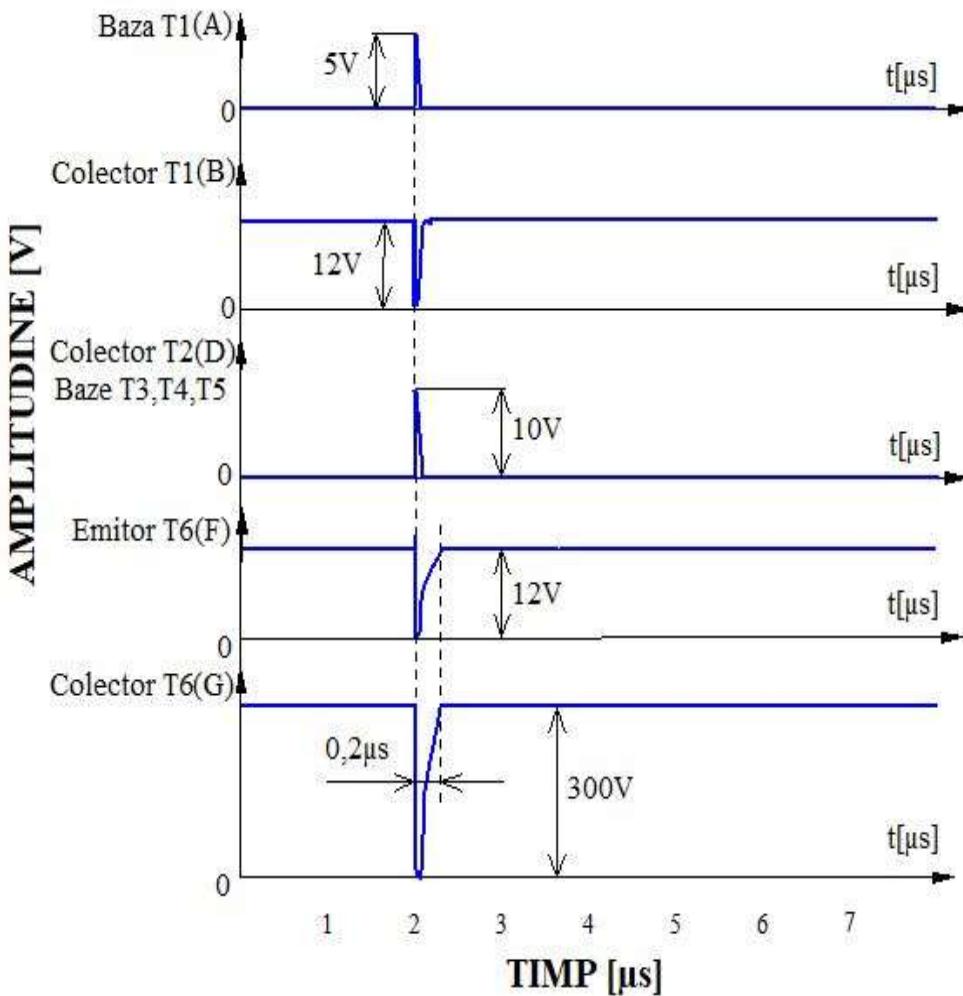


Fig 4.8 Diagrama impulsurilor generatorului cu trei tranzistoare bipolare

Tabelul 4.1 Polarizarea tranzistoarelor generatorului de impulsuri

| Tranzistor | T ₁ | T ₂ | T ₃ | T ₄ | T ₅ | T ₆ |
|---------------------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| U _{bază} [V] | 0,17 | 12 | 0 | 0 | 0 | 12 |
| U _{colector} [V] | 12 | 0 | 11,4 | 11,4 | 11,4 | 300 |
| U _{emitor} | 0 | 12 | 0 | 0 | 0 | 11,4 |

Condensatorul C₈ este încărcat prin rezistențele R₁₂, R₁₃ și inductanța L la tensiunea de 300V, tensiune care se regăsește în punctul G.

Tranzistorul T₁ primește pe bază impulsul de amplitudine 5V, durată de 0,2μs și frecvență de repetiție de 5KHz, de la ieșirea circuitului IC₁, pinul 11, care formează acest impuls din impulsul de comandă , „N” (fig.4.5).

Pe durata impulsului, tranzistorul T₁ se deschide și în colectorul său apare un impuls cu

front căzător de amplitudine aproximativ egală cu 12V (fig 4.8.B) a cărui durată este determinată de circuitului de accelerare R_2C_2 .

Pe baza tranzistorului T_2 , prin circuitul de accelerare R_4C_3 se aplică un impuls cu front crescător, având amplitudinea egală cu $12V \cdot R_3 / (R_3 + R_7)$, care deschide tranzistorul T_2 .

În colectorul său, apare un impuls pozitiv de amplitudine u_{CT2} :

$$u_{CT2} = 12V - (U_{D4} + U_{D3} + U_{D2}) = 9,9V \quad (4.30)$$

și în punctul D apare un impuls egal cu u_D :

$$u_D = u_{CT2} \cdot \frac{R_6}{R_5 + R_6} = 9,9V \cdot \frac{20\Omega}{3,3\Omega + 20} = 8,5V \quad (4.31)$$

Acest impuls se aplică, prin circuitele de accelerare C_4R_8 , C_5R_9 și C_6R_{10} pe bazele tranzistoarelor T_3 , T_4 și T_5 legate în paralel. Ca urmare tranzistoarele T_3 , T_4 și T_5 se deschid și în punctul comun al colectoarelor lor (punctul F) apare un impuls cu front căzător de amplitudine $u_F = 11,4V$; acest punct atinge potențialul masei și tranzistorul T_6 se deschide, curentul său de emitor închizându-se prin tranzistoarele T_3 , T_4 și T_5 conectate în paralel.

Condensatorul C_8 se descarcă prin circuitul format din tranzistorul T_6 , cele trei tranzistoare, T_3 , T_4 și T_5 , conectate în paralel, dioda D_5 și traductorul piezoceramic. Acest impuls negativ, cu amplitudine de aproximativ 300V, care poate fi vizualizat în punctul G, este impulsul aplicat traductorului.

Proiectarea generatorului de impulsuri

Am ales tranzistorul T_1 de tipul BSX12A, având $I_{Cmax} = 1A$; $U_{CEmax} = 15V$; $t_{on} = 15ns$; $C_{EB} = 25pF$. [30]. Tensiunea colector-emitor a acestui tranzistor în starea de blocare este:

$$U_{CE} = 12V < 15V = U_{CEmax} \quad (4.32)$$

Aleg valoarea maximă a impulsului de curent, $I_{Cmax} = 0,3A$ și aplic a doua teoremă a lui Kirkhhoff pe rețea care conține sursa de +12V, R_7 , R_8 și tranzistorul T_1 .

Rezultă suma rezistențelor R_3 și R_7 :

$$R_3 + R_7 = \frac{E - U_{CEmaxT1}}{I_{Cmax}} = \frac{12V - 0,3V}{0,3A} = 39\Omega \quad (4.33)$$

Cunoscând durata impusă a impulsului de curent, $t_p = 200ns$ se determină puterea disipată de rezistențele R_3 și R_7 :

$$P_{(R3+R7)} = (E - V_{CEsat}) I_{Cmax} \cdot t_p \cdot f_{REP} = 11,7 \cdot 0,3 \cdot 0,2 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^3 = 3,51mW \quad (4.34)$$

Am ales $R_3 = R_7$ și puterea disipată pe fiecare din rezistențe este :

$$P_{R3} = P_{R7} = \frac{P_{(R3+R7)}}{2} = \frac{3,51mW}{2} = 1,75mW \quad (4.35)$$

Aleg pentru rezistențele R_3 și R_7 valoarea standardizată: $R_3=R_7=20\Omega/0,5W$

Pentru determinarea elementelor circuitului de accelerare R_2C_2 se determină mai întâi rezistența R_G , a generatorului semnalului de comandă, considerată a fi rezistență de ieșire a porții NAND din circuitul IC₁, tip 74S00, [57] în starea “1” logic:

$$R_G = \frac{V_{OH}}{I_{OH}} = \frac{2,4V}{0,4mA} = 6K\Omega \quad (4.36)$$

Se determină R_2 din condiția ca valoarea finală a curentului de bază să fie mai mică decât curentul de blocare al tranzistorului T₁, egal cu $100\mu A$. Se impune:

$$i_b(t \rightarrow \infty) = 80\mu A \quad (4.37)$$

$$i_b(t \rightarrow \infty) = \frac{U - U_{EB}}{R_G + R_2} \quad (4.38)$$

$$R_2 = \frac{U - U_{EB}}{i_b(t \rightarrow \infty)} - R_G = \frac{5V - 0,6V}{80 \cdot 10^{-6}} - 6K\Omega = 49K\Omega \quad (4.39)$$

Se determină capacitatea condensatorului C₂ din condiția ca valoarea de blocare a curentului de bază al tranzistorului T₂ să fie atinsă după $t_p=0,2\mu s$:

$$i_b(t_p=0,2\mu s) = 1\mu A.$$

$$C_2 = 85pF.$$

Am ales pentru C₂ valoarea standardizată C₂ = 100pF.

Am ales tranzistorul T₂ de tipul 2N2905 [58] cu caracteristicile: V_{CEO}=60V; I_C=600mA, β=100, f_T= 200MHz, t_{on}=40ns .

Tranzistorul T₆ tip 2N6655 este un tranzistor de comutație de uz general, utilizat în sursele de tensiune în comutație.

Generatorul de impulsuri cu tranzistoare bipolare construit și experimentat de mine este redat în fig.4.9.

Pentru vizualizarea și măsurarea impulsurilor generate am utilizat un osciloscop HAMEG HM303-4. Forma impulsului generat este vizibilă în fig.4.10.

Diagrama superioară de pe ecranul osciloscopului reprezintă impulsul de comandă al sistemului iar diagrama inferioară reprezintă impulsul de bandă largă generat.

Valorile caracteristice ale impulsului generat sunt:

- frontul de cădere: t_f=9,8ns;
- amplitudinea: 300V;
- frecvența centrală a spectrului impulsului: fc=17MHz
- Impedanța de ieșire a generatorului este adaptabilă pentru lucrul cu traductoare ultrasonice cu frecvențe proprii situate în domeniul 1MHz-17MHz.

Pentru măsurarea impedanței complexe a traductoarelor și evidențierea frecvenței proprii de oscilație a acestora am utilizat un impedanțmetru model AGILENT-4296A (fig.4.11) cu care am trasat caracteristica Z(f) (graficul de culoare galbenă) și care afișează punctual defazajul introdus de traductor (graficul de culoare albastră) în domeniul de frecvență ales.

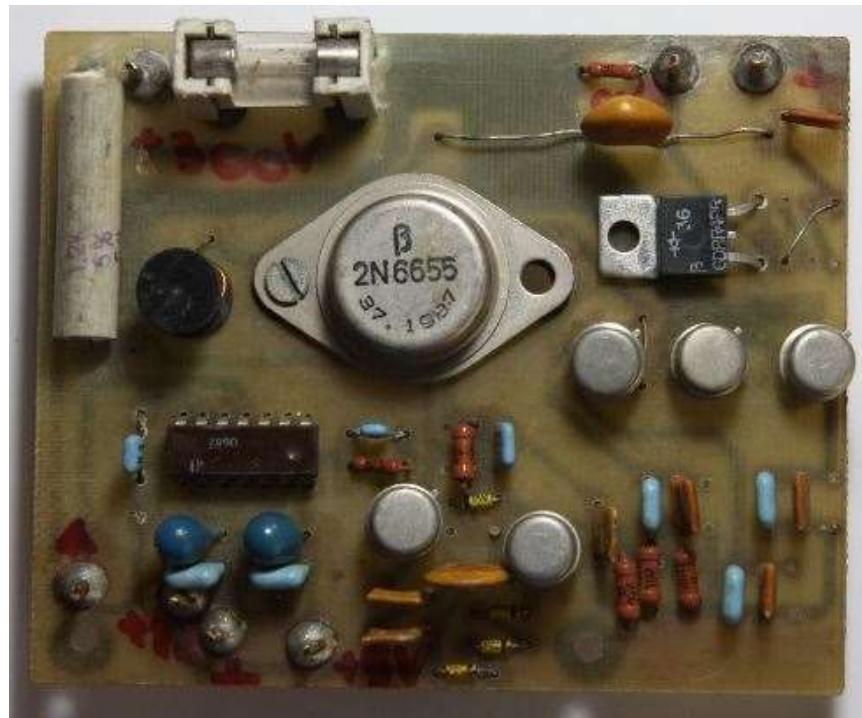


Fig.4.9 Generatorul impulsurilor de excitație de bandă largă a traductorului – foto

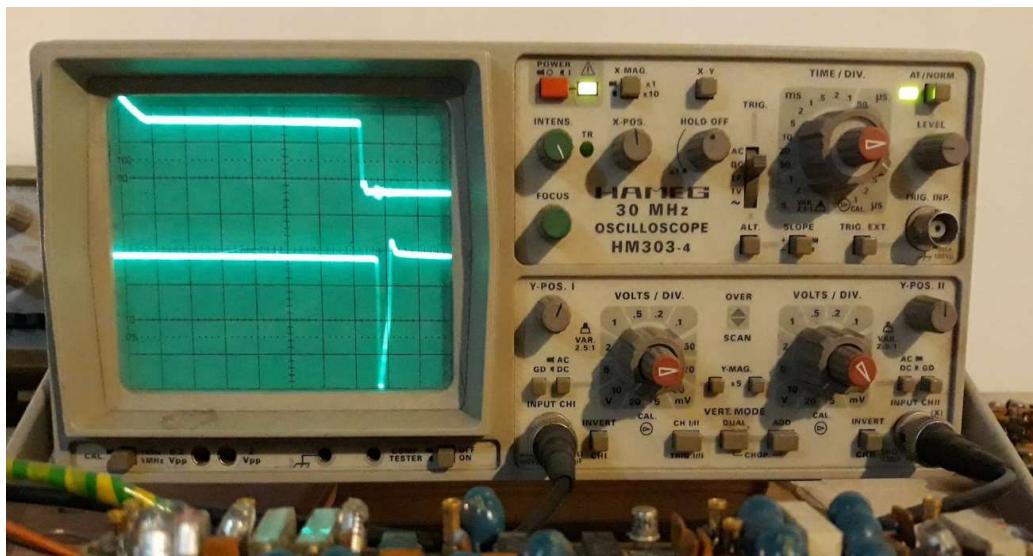


Fig.4.10 Măsurarea impulsului de bandă largă aplicat traductorului, cu osciloscopul HAMEG HM303-4

Pentru un traductor cu frecvență de 4MHz am obținut pe aparat impedanță maximă la frecvență de 4,2MHz (maximul pe caracteristica de culoare galbenă); în acest punct traductorul introduce un defazaj capacativ (caracteristica de culoare albastră).

Aceste valori măsurate sunt importante în proiectarea circuitului de adaptare a impedanței traductorului cu impedanța generatorului impulsurilor de excitație.

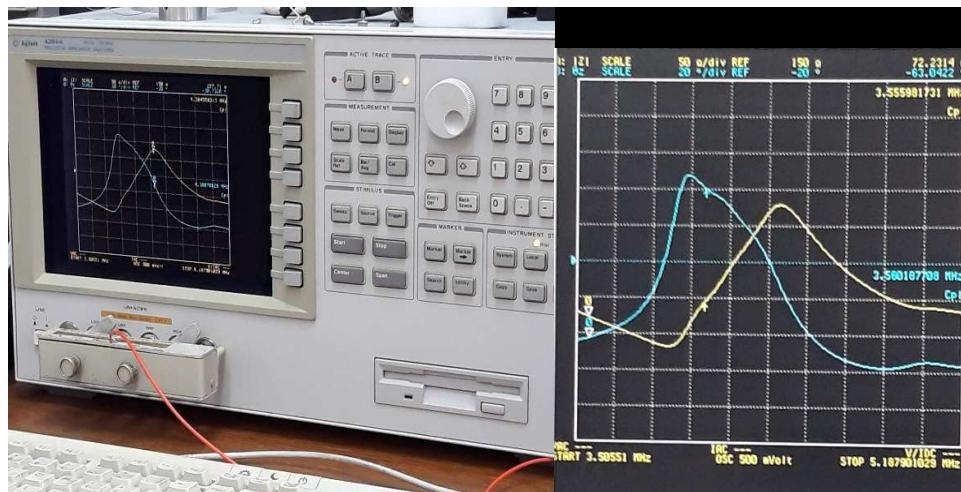


Fig 4.11 Măsurarea impedanței și defazajului cu impedanțmetrul Agilent-4296A

4.3 Sursa de înaltă tensiune în comutație

Pentru sursa de înaltă tensiune am ales schema electrică din figura 4.12, formată dintr-un stabilizator clasic, cu element de reglare serie, un multivibrator și un redresor.

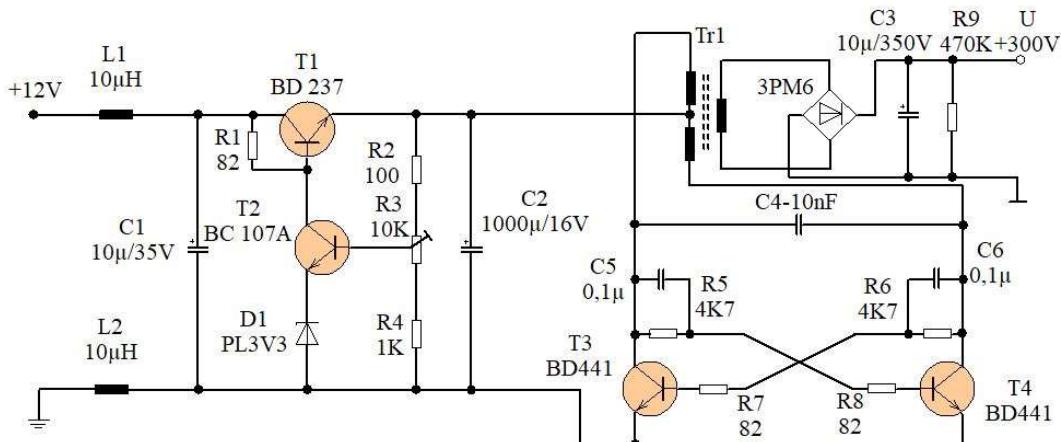


Fig.4.12 Sursa de înaltă tensiune - schema electrică

Rolul circuitului este de a asigura tensiunea înaltă necesară generatorului de impulsuri de excitație.

Circuitul se alimentează din sursa stabilizată de +12V și furnizează la ieșire o tensiune stabilizată de +300V, necesară generatorului impulsurilor de excitație.

Elementul serie al stabilizatorului de tensiune este tranzistorul T₁ iar amplificatorul de eroare este tranzistorul T₂.

Stabilizatorul alimentează circuitul oscilator (multivibratorul) format din tranzistoarele T₃, T₄, inductanțele bobinelor din primarul transformatorului Tr₁ și componente pasive aferente; multivibratorul generează oscilații în bobinele primare ale transformatorului Tr₁; în bobina

secundară a transformatorului T_{r1} se induce o tensiune electromotoare care este redresată cu puntea de diode tip 3PM6.

Tensiunea de la ieșirea redresorului, filtrată de condensatorul C_3 , se reglează la valoarea de 300V, acționând asupra potențiometrului semireglabil R_3 , care determină valoarea tensiunii pe colectorul tranzistorului T_2 , amplificator de eroare și implicit, tensiunea de alimentare a circuitului multivibrator. Valorile componentelor schemei electrice sunt indicate în figura 4.12.

Intervallele de conducție ale tranzistoarelor T_3 și T_4 , notate cu t_1 , respectiv t_2 , depind de constantele de timp $\tau_1 = R_5 \cdot C_5$ și $\tau_2 = R_6 \cdot C_6$ ale circuitelor de reacție din structura circuitului multivibrator conform relațiilor:

$$t_1 = \tau_1 \cdot \ln 2 ; t_2 = \tau_2 \cdot \ln 2 \quad (4.40)$$

Pentru valorile alese ale componentelor din schemă,

$$t_1 = t_2 = 4,7 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot \ln 2 = 0,329\text{ms} \quad (4.41)$$

Frecvența de oscilație a multivibratorului este:

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{0,658} \cong 1,5\text{KHz} \quad (4.42)$$

Transformatorul ridicător de tensiune este prezentat în fig. 4.13.

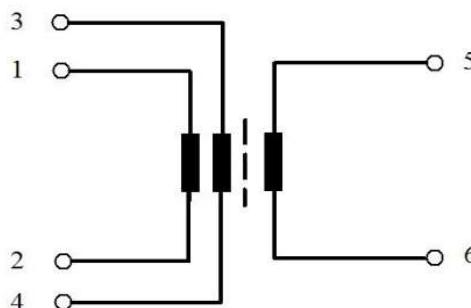


Fig.4.13 Transformator de impulsuri pentru sursa de tensiune înaltă

Înfășurările 1-2 și 3-4 sunt identice: $n_{12} = n_{34} = n_1 = 22$ spire, realizate cu conductor Cu Em $\Phi = 0,3\text{mm}$, executate simultan pentru ca impedanțele lor să fie egale și capacitatea lor parazită să fie minimă.

Secundarul transformatorului conține $n_2 = 710$ spire din Cu Em $\Phi = 0,2\text{mm}$.

Neglijând pierderile proprii transformatorului, raportul de transformare $k = n_2/n_1 = 710/22 = 32,27$ asigură, pentru o tensiune stabilizată cu valoarea de 10V, cu care alimentez circuitul oscilator (multivibrator), o tensiune înaltă, în secundarul transformatorului, de aproximativ 320V.

Miezul transformatorului este realizat din ferită tip E30-A7-3300R-2500Nh [59].

După execuție, transformatorul se impregnează cu lac izolant pentru a se evita încălzirea excesivă a miezului magnetic datorită vibrațiilor.

Inductanțele L_1 și L_2 inseriate cu sursa de alimentare de 12V au rolul de antiparazitare, blocând trecerea semnalului alternativ spre sursă și eliminând astfel cuplajele parazite cu alte

etaje alimentate de sursă.

Prin rezistorul R_9 ($470\text{K}\Omega$) se descarcă condensatorul de filtraj C_3 după deconectarea sursei.

4.4 Amplificator de impulsuri cu tranzistoare bipolare

Rolul acestui circuit este de a amplifica impulsurile ecou electrice emise de traductorul ultrasonic și de a transmite aceste impulsuri spre circuitul de prelucrare a semnalelor digitale, CPD.

În această secțiune propun o schemă de amplificare a impulsurilor ecou, proiectată, realizată practic și testată experimental de mine, pornind de la cerințele și particularitățile controlului dimensional cu ultrasunete al țevilor de oțel inox utilizate în schimbătoarele de căldură și a tuburilor de Zircaloy utilizate ca teci de combustibil în reactoarele nucleare.

Schela electrică a amplificatorului de impulsuri este dată în fig.4.18.

Semnalele de intrare sunt impulsurile electrice corespunzătoare semnalelor ecou recepționate de traductorul piezoelectric.

Semnalele de ieșire din acest circuit sunt impulsuri ecou amplificate, „I2”, care se transmit spre circuitul de prelucrare a semnalelor digitale, CPD.

Pentru o amplificare fidelă, fără distorsiuni a semnalelor-ecou preluate de la traductorul ultrasonic am proiectat și realizat un amplificator cu tranzistoare bipolare, de înaltă frecvență cu compensarea câștigului în timp (“*Time Gain Compensation*”, *TGC*).

Acest amplificator de impulsuri-ecou are un câștig de 80 dB, reglabil în trepte de 1dB, cu factor de distorsiuni armonice, $\delta < 0,8\%$ și zgomotul echivalent raportat la intrare (determinat prin măsurări experimentale) egal cu $7.5 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$ și este adaptat impedanței traductorului ultrasonic de 17 MHz, focalizat sferic, utilizat la măsurarea grosimii peretilor tuburilor metalice. Câștigul amplificatorului variază sub 3 dB în banda de frecvență 11-19 MHz și din acest punct de vedere îndeplinește o cerință esențială privind largimea benzii de frecvență, necesară aplicațiilor de control nedistructiv cu ultrasunete (NDT).

Amplificatorul trebuie să funcționeze corect pentru toate semnalele-ecou primite de la suprafetele interioară și exterioară ale țevilor cu dimensiuni cuprinse într-un domeniu larg:

- grosimea peretelui între 0,7mm -5mm;
- diametrul exterior între 10mm-25mm.

Amplitudinea semnalelor-ecou recepționate de la peretele interior al țevilor cu dimensiunile încadrându-se în domeniile precizate variază cu distanța parcursă prin metal (grosimea peretelui țevii) și cu raza suprafetei exterioare a țevii, care produce reflexii ale undei ultrasonice incidente. De aceea este necesară o reglare fină a amplificării, în trepte de 1dB, într-un domeniu larg (10-80dB).

Pentru aceasta am introdus între etajele de amplificare două atenuatoare calibrate și cinci comutatoare, astfel:

- un atenuator rezistiv de 10 dB, cu zece trepte de atenuare de câte 1dB;
- un atenuator rezistiv de 10 dB reglabil;
- cinci comutatoare cu care am realizat combinații între etajele de amplificare și

atenuatoare, astfel încât am obținut opt trepte de amplificare a câte 10dB fiecare.

Amplificatorul este format din (fig.4.14):

-preamplificatorul de impulsuri, PA, a cărui schemă electrică este redată în fig.4.15;

-amplificatorul final, cu două celule de amplificare, notate A₁, respectiv A₂, fig.4.18;

Reglajul fin al amplificării etajului preamplificator, PA, se realizează acționând rezistorul semireglabil R₇, care, împreună cu rezistorul R₆ constituie “rezistență de degenerare” din emitorul tranzistorului T₁ și intervine direct în expresia amplificării impulsurilor (conform schemei echivalente redată în fig. 4.16).

Aceeași funcție au rezistoarele R₂₀ și R₂₁ pentru tranzistorul T₄ din amplificatorul A₁, și rezistoarele R₃₁ și R₃₂ pentru tranzistorul T₇ din amplificatorul A₂ (fig.4.18) . În aplicația prezentă am reglat amplificarea PA la valoarea de 20dB.

În general, etajele preamplificatoare de semnal mic sunt proiectate cu zgomot propriu redus și amplificare mai mică decât etajele următoare, de ieșire.

Am reglat amplificările celor două amplificatoare, A_{A1} și A_{A2} la aceeași valoare:

$$A_{A1} = A_{A2} = 30\text{dB}$$

Cu atenuatorul rezistiv în trepte, AT-1 am reglat amplificarea în zece trepte a 1dB fiecare.

Cele zece trepte de atenuare sunt comutate de pe panoul frontal al sistemului.

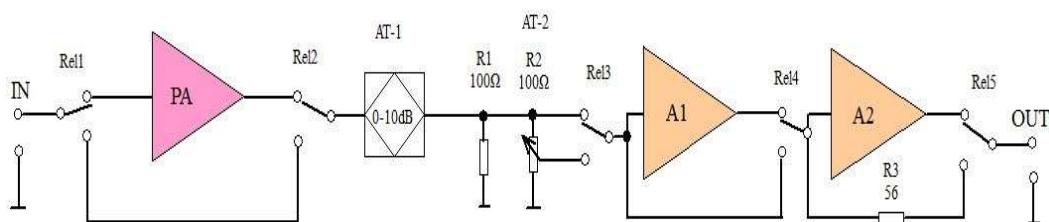


Fig. 4.14 Schema bloc a amplificatorului de semnale-ecou

unde: PA-preamplificator; A1,A2- etaje de amplificare; AT-1-atenuator cu 10 trepte a 1dB; AT-2-atenuator rezistiv de 10dB; Rel 1-5 –relee Hamlin HE721C05-00 .

Comanda selectivă a releelor care realizează comutarea etajelor de amplificare și a atenuatoarelor (tabelul nr.4.2) se face:

- manual prin acționarea unui comutator cu opt poziții și un decodificator cu diode, dispuse pe panoul frontal al sistemului electronic, sau
- automat, prin software.

Am stabilit convenția:

- -“0”- amplificator (atenuator) deconectat
- -“1”- amplificator (atenuator) conectat

De exemplu, poziția 1 a comutatorului decodifică starea “0111”. Această poziție semnifică situația în care atenuatorul , AT-1, este deconectat și nu are efect asupra impulsurilor iar preamplificatorul, PA, amplificatorul A₁ și amplificatorul A₂ sunt conectate în circuit și amplifică impulsurile ecou cu : A₁[dB] = A_{PA} + A₁ + A₂ = 20dB +30dB +30dB =80dB.

În mod similar, pentru poziția 5 a comutatorului se decodifică starea “1101” adică sunt introduse în circuitul de amplificare atenuatorul AT-1, preamplificatorul , PA și amplificatorul A2. În acest caz amplificarea impulsurilor ecou este: A₅[dB] = -A_{AT1}+A_{PA} +A_{A2} = -10dB + +20dB +30dB = 40dB.

Tabelul nr.4.2 Comanda selectivă a amplificării

| Poziție comutator | AT-1 [-10dB] | PA [+20dB] | A1 [+30dB] | A2 [+30dB] | A totală |
|-------------------|--------------|------------|------------|------------|----------|
| 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 80 |
| 2 | 1 | 1 | 1 | 1 | 70 |
| 3 | 0 | 0 | 1 | 1 | 60 |
| 4 | 0 | 1 | 0 | 1 | 50 |
| 5 | 1 | 1 | 0 | 1 | 40 |
| 6 | 0 | 0 | 0 | 1 | 30 |
| 7 | 0 | 1 | 0 | 0 | 20 |
| 8 | 1 | 1 | 0 | 0 | 10 |

Măsurările experimentale au confirmat obținerea unei amplificări maxime totale a semnalelor-ecou (cu toate amplificatoarele cuplate, reglate la amplificare maximă și atenuatoarele decuplate) de 92dB.

Proiectarea schemei electronice a amplificatorului de impulsuri, se face în strânsă corelație cu caracteristicile electrice ale impulsurilor-ecou recepționate de traductorul ultrasonic, cu impedanța și frecvența de rezonanță a acestuia

4.4.1 Preamplificatorul de impulsuri, PA

Schema electrică a preamplificatorului de impulsuri-ecou, reprezentată în fig. 4.15 este realizată cu tranzistoarele de înaltă frecvență T₁ și T₂ într-o conexiune de amplificator cu reacție negativă și tranzistorul T₃, conectat ca repetor pe emitor.

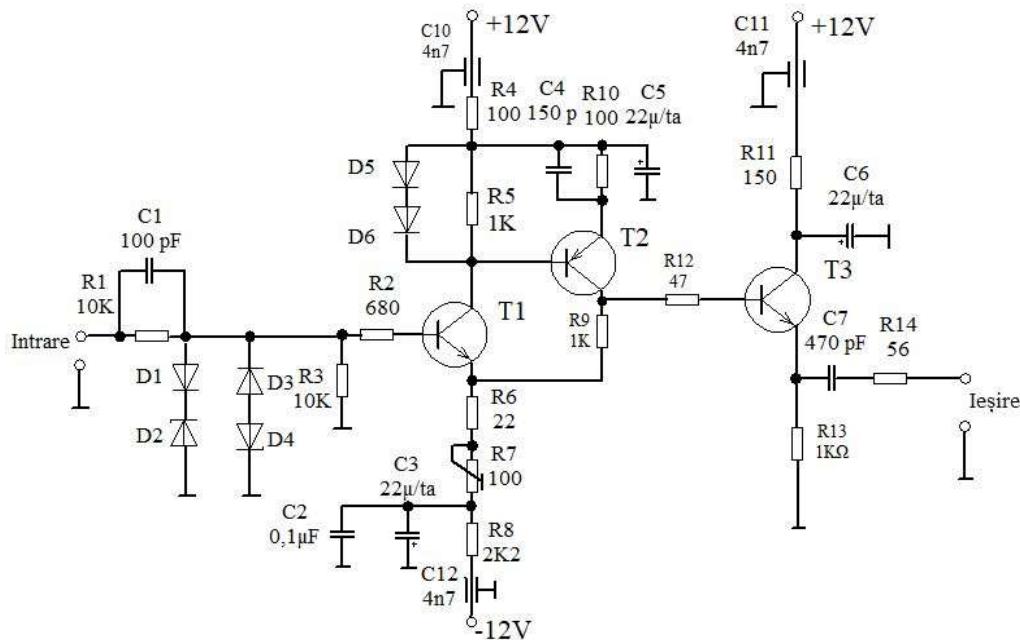


Fig.4.15 Schema electrică a preamplificatorului de impulsuri

Cu această schemă mi-am propus să realizez o celulă de amplificare a impulsurilor-ecou recepționate de la traductorul ultrasonic, având amplitudinea minimă de 40mV vv, astfel încât la ieșire să obțin impulsuri cu amplitudinea de 1,6Vvv [A(dB)=32dB].

Circuitul R_1C_1 este un circuit de accelerare care îngustează impulsurile-ecou recepționate de la traductor. Diodele D_1, D_2, D_3, D_4 protejează intrarea etajului preamplificator la impulsuri parazite de amplitudine mare care apar în momentul emisiei impulsului de excitație. Astfel, pe baza tranzistorului T_1 amplitudinea pozitivă a impulsurilor recepționate este limitată la valoarea $(U_{D1}+U_{Z2})$ iar amplitudinea negativă a impulsurilor este limitată la valoarea $-(U_{D3}+U_{Z4})$.

Am ales diodele D_1 și D_3 de tipul 1N4148 - diode de comutare cu siliciu, având curentul direct maxim, $I_F=200mA$, tensiunea inversă maximă, $U_R=75V$ și timpul total de comutare, $t_{tr}=4ns$. Diodele D_2 și D_4 sunt diode stabilizatoare de tensiune de tipul DZ3V3.

Tranzistorul T_1 amplifică impulsurile-ecou recepționate de la traductorul ultrasonic, care sunt aplicate pe baza sa prin circuitul de accelerare C_1R_1 și rezistorul R_2 . Impedanța de intrare a preamplificatorului este adaptată cu impedanța traductorului piezoelectric, dedusă din schema echivalentă a rezonatorului piezoelectric, conform modelului Butherford – Van Dike.(v. fig.3.2, secțiunea 3.2).

Colectorul tranzistorului T_1 este cuplat direct cu baza tranzistorului T_2 , astfel încât în colectorul tranzistorului T_2 se regăsesc impulsurile de pe baza tranzistorului T_1 , amplificate de ambele etaje și în fază cu impulsurile de intrare.

Condensatoarele C_2 și C_3 scurtcircuitează în curent alternativ rezistența R_8 , iar condensatorul C_5 scurtcircuitează rezistența R_4 .

În continuare impulsurile prezente pe colectorul tranzistorului T_2 sunt aplicate prin rezistorul R_{12} (47Ω) pe baza tranzistorului T_3 conectat în montaj colector comun („repotor pe emitor”). Amplificarea acestui etaj este unitară dar el asigură o impedanță de ieșire mică, adaptată cu intrările următoarelor etaje de amplificare.

Am ales tranzistoarele T_1 și T_3 tip BFY 90, cu următoarele caracteristici:

$U_{CEmax}(R_{BE}\leq 50\Omega)=30V$; $I_{Cmax}=50mA$; $I_{CBO}=10nA$; $f_T=1GHz$; $P_{tot}=200mW$.

De asemenea , am ales tranzistorul T_2 de tip BF 272 cu următoarele date de catalog:

$U_{CEmax}=35V$; $I_{Cmax}=20mA$ $I_{CBO}=100nA$; $f_T=600MHz$

În continuare voi calcula valorile tensiunilor și curenților corespunzătoare punctelor statice de funcționare ale tranzistoarelor din schema preamplificatorului semnalelor ecou.

Polarizarea etajului preamplificator

Tranzistorul T_3 (repotor pe emitor) furnizează etajelor următoare, pe durata impulsului, un curent de sarcină, i_s , estimat la valoarea de $4mA$ (valoare necesară atacului etajelor următoare). În această etapă voi analiza tensiunile și curenții electrici din schemă în lipsa impulsurilor ecou. Curentul de colector (de polarizare) al tranzistorului T_3 , I_{C3} se alege cu 20% mai mare decât curentul de sarcină pe durata impulsului, i_s , pentru a asigura condiția ca tranzistorul T_3 să nu se blocheze la variațiile p.s.f. cu temperatură:

$$I_{C3}=1,2i_s=1,2 \cdot 4mA=4,8mA \quad (4.43)$$

Pentru a calcula valorile rezistoarelor R_{11} și R_{13} aplic teorema a II-a a lui Kirkhoff pe rețea format din sursa $V_{CC}=+12V$, R_{11} , U_{CET3} și R_{13} .

Rezultă:

$$U_{CET3} = V_{CC} - R_{11} I_{C3} - R_{13} I_{E3} \quad (4.44)$$

În același timp, U_{CET3} trebuie să satisfacă condiția ca tranzistorul T_3 să nu intre în saturatie pe durata alternanței pozitive a impulsului de ieșire, v_o :

$$V_{CET3} \geq V_{CEsatT3} + v_o = 0,4V + 1,6V = 2V \quad (4.45)$$

unde $v_o = 1,6V$ este valoarea estimată a amplitudinii impulsului de ieșire din preamplificator dacă la intrarea acestuia se aplică impulsuri-ecou de amplitudine minimă $v_i = 40mV$, recepționate de la traductorul piezoelectric.

Aleg $U_{CET3}=5V$, valoare care asigură funcționarea tranzistorului T_3 în regiunea activă normală, conform caracteristicilor de ieșire din catalog.[30].

Tensiunea continuă, de polarizare, pe emitorul tranzistorului T_3 trebuie să fie mai mare decât amplitudinea impulsului de ieșire, $v_o=1,6V$:

Aleg tensiunea în emitorul tranzistorului T_3 , $U_{ET3} = 4V > 1,6V$ și curentul de colector al tranzistorului T_3 , $I_{CT3}=4mA$ și calculez valoarea rezistorului R_{13} :

$$R_{13} = \frac{U_{ET3}}{I_{ET}} \cong \frac{4V}{4mA} = 1K\Omega \quad (4.46)$$

Rezistența de colector a tranzistorului T_3 este:

$$R_{11} = \frac{V_{CC} - U_{CET3} - U_{R13}}{I_{C3}} = \frac{12V - 5V - 4V}{4mA} = 750\Omega \quad (4.47)$$

Curentul de bază al tranzistorului T_3 , I_{B3} este:

$$I_{B3} \cong \frac{I_{C3} - 4mA}{\beta} = \frac{4mA}{100} = 40\mu A \quad (4.48)$$

În aceste condiții se poate face aproximarea $I_{CT2} \cong I_{ET2}$.

Aleg rezistența de alimentare, în serie cu sursa de tensiune pozitivă, $R_4=100\Omega$ și aplic teorema a doua a lui Kirchhoff pe rețea conținând D_5 , D_6 , U_{BET2} și R_{10} :

$$U_{D5} + U_{D6} - U_{BET2} = R_{10} I_{E2} \cong R_{10} I_{C2} \quad (4.49)$$

Aleg curentul de colector al tranzistorului T_2 , $I_{C2}=6mA \gg I_{B3}$.

Rezultă:

$$R_{10} = \frac{U_{D5} + U_{D6} - U_{BET2}}{I_{C2}} = \frac{0,6V}{6mA} = 100\Omega \quad (4.50)$$

Pentru valoarea curentului de colector al tranzistorului T_2 , $I_{C2}=6mA$ și considerând valoarea de catalog a factorului de amplificare în curent, $\beta_{T2}=25$ rezultă:

$$I_{B2} \cong \frac{I_{C2}-6mA}{\beta} = 0,06mA \quad (4.51)$$

În absența impulsurilor baza tranzistorului T₁ este conectată la masă prin rezistoarele R₂ și R₃ iar tranzistorul T₁ funcționează în regiunea activă normală. Aleg curențul de colector, I_{C1}=1,2mA și rezultă :

$$U_{R5}=U_{D5}+U_{D6}=1,2V; R_5 = \frac{U_{R5}}{I_{C1}-I_{D5}} \cong \frac{1,2V}{1,2mA} = 1K\Omega \quad (4.52)$$

În calculul rezistenței R₅ am neglijat, practic, curențul de deschidere al diodelor D₅ și D₆ întrucât discutăm despre dioda tip 1N4148, al cărei curenț de deschidere, corespunzător tensiunii directe U_D=0,65V este I_{FDmax}/100=10mA/100=0,1mA. [30].

Valorile relativ mici ale curenților de bază ai tranzistoarelor T₁ și T₂ ne permit să aproximăm, într-o primă analiză, I_{C1}≈ I_{E1} și I_{C2}≈I_{E2} și pot scrie, aplicând teorema a doua a lui Kirkhoff pentru ochiul de rețea care conține, V⁺, R₄, R₅, U_{CET1}, R₆, R₇, R₈ și V⁻ :

$$V^+ - V^- = R_4(I_{C1} + I_{E2}) + U_{R5} + U_{CET1} + (R_6 + R_7 + R_8)(I_{E1} + I_{C2}) \quad (4.53)$$

Aleg valoarea tensiunii U_{CET1}=5V, astfel încât tranzistorul să funcționeze în regiunea activă normală și considerând aproximarea I_{E1}=I_{C1}, rezultă:

$$R_6 + R_7 + R_8 = \frac{V_{CC} - V^- - R_4(I_{C1} + I_{C2}) - U_{D5} - U_{D6} - U_{CET1}}{I_{C1} + I_{C2}} \quad (4.54)$$

Rezultă valoarea numerică, R₆+R₇+R₈=2,37 KΩ. Rezistența R₈ este decuplată în currenț alternativ prin condensatoarele C₂ și C₃. Cu rezistența R₇ se reglează amplificarea etajului și o aleg în raportul R₇/R₆ = ¼. Înținând seama de valorile standardizate ale rezistoarelor (seria E24), [60] aleg valorile R₆=22Ω, R₇=100Ω și R₈=2,2KΩ.

Calculul amplificării impulsurilor ecou

Am alimentat etajele de amplificare a impulsurilor prin *condensatoare de trecere* cu valoarea de 4nF, utilizate frecvent în circuitele de radiofrecvență. Aceste condensatoare de antiparazitare (C₈, C₉, C₁₀, C₁₁, C₁₂, C₂₀, C₂₃, C₂₆) îmbunătățesc substanțial semnalul util prin punerea la masă a semnalelor parazite de radiofrecvență. Practic, linia de alimentare în currenț continuu este înconjurată de o armătură metalică, legată la masă prin corpul metalic al condensatorului de trecere.

Voi considera că impulsurile ecou aplicate pe baza tranzistorului T₁ au amplitudinea maximă limitată de diodele D₁ (1N4148) și D₂ (DZ3V3):

$$U_{BT1} = U_{D1} + U_{D2} - I_{BT1} \cdot R_2 = 0,6V + 3,3V \cong 3,9V \quad (4.55)$$

Etajul preamplificator funcționează la putere maximă dacă impedanța sa internă este egală cu impedanța sursei de semnal, care, în acest caz, este impedanța pastilei piezoceramice.

În condițiile schemei echivalente de semnal mic cu parametrii hibrizi, h, din fig.4.16,

amplitudinea impulsului la intrare are expresia:

$$v_{in} = h_{11}i_{b1} + (\beta+1)R_6i_{b1} + \beta^2R_6i_{b1} = i_{b1}[h_{11} + (\beta+1)R_6 + \beta^2R_6] \quad (4.56)$$

unde $i_{b2} = \beta \cdot i_{b1}$ deci curentul prin R_9 este $\beta^2 i_{b1}$.

Amplitudinea impulsului obținut la ieșirea amplificatorului, ținând seama de reacția negativă introdusă de rezistența R_9 , are expresia:

$$v_{out} = \beta^2 R_9 i_{b1} + (\beta+1) R_6 i_{b1} + \beta^2 R_6 i_{b1} = i_{b1}[\beta^2 R_9 + (\beta+1) R_6 + \beta^2 R_6] \quad (4.57)$$

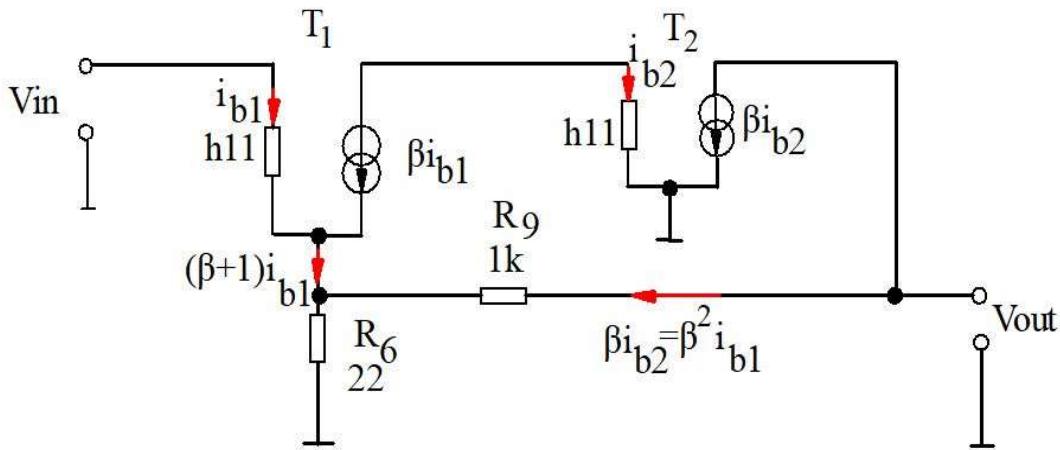


Fig.4.16 Schema echivalentă cu parametri h a etajului preamplificator

Amplificarea etajului format din tranzistoarele T_1 și T_2 , la frecvențe medii, are expresia:

$$A_{PA} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\beta^2 R_9 + (\beta+1) R_6 + \beta^2 R_6}{h_{11} + (\beta+1) R_6 + \beta^2 R_6} \cong \frac{\beta^2 R_9 + \beta^2 R_6}{\beta^2 R_6} = 1 + \frac{R_9}{R_6} \quad (4.58)$$

Întrucât $\beta^2 \gg \beta + 1$, în ecuația (4.57) am neglijat termenul $(\beta+1)R_6$, astfel că am obținut $A_{PA}=46$. Rezultă $A_{dB} = 20 \cdot \lg 46 = 33,25 \text{ dB}$.

În majoritatea aplicațiilor (cu excepția aplicațiilor desfășurate la frecvențe foarte înalte), reacția internă prin tranzistor se negligează.

Modelul cu parametri hibrizi este echivalent cu *modelul Giacoleto*, atâtă timp cât caracterizează același tranzistor, în același punct static de funcționare.

Preamplificatorul impulsurilor-ecou trebuie să prezinte la intrare o impedanță mare, adaptată cu impedanța traductorului piezoceramic, iar la ieșire o impedanță mică.

Impedanța de intrare, conform schemei echivalente din fig. 4.16 este:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{i_{b1}} = h_{11} + (\beta+1)R_6 + \beta^2 R_6 \quad (4.59)$$

Considerând că rezistența R_7 este reglată pe zero și $\beta=100$, rezultă $Z_{in} \cong 220 \text{ k}\Omega$.

Ieșirea etajului preamplificator este realizată cu tranzistorul T_3 , tip npn, în conexiunea

“colector comun” având schema echivalentă redată în fig. 4.17, care asigură o adaptare perfectă cu impedanța de intrare a amplificatorului.

În această schemă echivalentă nu apare rezistența R_{11} , aceasta fiind scurcuitată în curent alternativ de condensatorul C_6 .

Pentru etajul de ieșire realizat cu tranzistorul T_3 am dedus următoarele relații de calcul:

$$V_{in} = [R_{12} + h_{11} + (\beta + 1)R_{13}] \cdot i_{b3} \quad (4.60)$$

$$i_{b3} = \frac{V_{in}}{R_{12} + h_{11} + (\beta + 1)R_{13}} \quad (4.61)$$

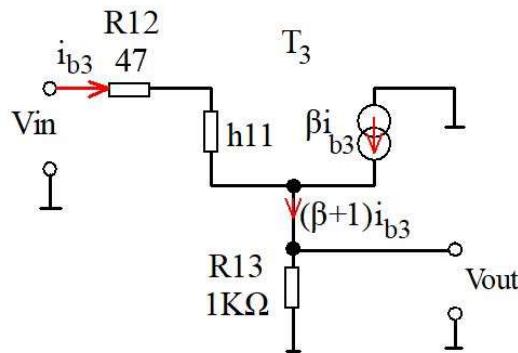


Fig. 4.17 Schema echivalentă a etajului de ieșire

$$V_{out} = (\beta + 1)R_{13}i_{b3} = (\beta + 1)R_{13} \frac{V_{in}}{R_{12} + h_{11} + (\beta + 1)R_{13}} \quad (4.62)$$

$$V_{out} = \frac{R_{13}V_{in}}{\frac{R_{12} + h_{11}}{\beta + 1} + R_{13}} = V_{gol} \quad (4.63)$$

$$A_{T3} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_{13}}{\frac{R_{12} + h_{11}}{\beta + 1} + R_{13}} = \frac{(\beta + 1)R_{13}}{R_{12} + h_{11}(\beta + 1)R_{13}} \cong 1 \quad (4.64)$$

Amplitudinea impulsurilor de intrare pe baza tranzistorului T_3 este:

$$v_{in} = (R_{12} + h_{11}) \cdot i_{b3} \quad (4.65)$$

Curentul de scurcircuit la ieșire este definit ca:

$$I_{sc} = (\beta + 1)i_{b3} = (\beta + 1) \frac{V_{in}}{R_{12} + h_{11}} \quad (4.66)$$

Rezultă impedanța de ieșire, Z_{out} :

$$Z_{out} = \frac{V_{gol}}{I_{sc}} = \frac{R_{13}}{\frac{R_{12} + h_{11}}{\beta + 1} + R_{13}} \cdot \frac{\beta + 1}{\beta + 1} = \frac{R_{13}(R_{12} + h_{11})}{R_{12} + h_{11} + (\beta + 1)R_{13}} \cong \frac{R_{12} + h_{11}}{\beta} \quad (4.67)$$

Cunoscând $\beta=100$ și $R_{12}=47\Omega$, calculez $Z_{out} = 10,47\Omega$.

Sensibilitatea amplificatorului crește odată cu micșorarea zgomotului propriu: cu cât zgomotul propriu al amplificatorului este mai mic, cu atât crește capacitatea lui de a amplifica semnale slabe.

Pentru primul etaj este important zgomotul, care se regăsește amplificat la intrarea etajului al doilea.

Considerând puterea zgomotului intern introdus de sursa de semnal în amplificator, P , în absența semnalului, [61], aceasta depinde de banda de frecvență, rezistența receptorului, R și temperatura absolută, T conform ecuației:

$$P = \frac{U^2}{4 \cdot R} = kT(f_2 - f_1) \quad (4.68)$$

unde: U^2 - zgomotul de agitație termică al sursei de semnal;

k - este constanta lui Boltzmann;

T -temperatura absolută, [$^{\circ}$ K];

f_2 - limita superioară a benzii de frecvență;

f_1 - limita inferioară a benzii de frecvență,

Puterea de zgomot minimă la ieșirea din preamplificator, considerat ideal, fără zgomot propriu, în cazul benzii unitate ($f_2 - f_1 = 1$) este egală cu kT .

Dacă se definește *factorul de zgomot*, F , ca:

$$F = P/kT \quad (4.69)$$

rezultă că preamplificatorul are o sensibilitate mare atunci când factorul de zgomot F este mic adică zgomotul propriu, P este mic. Notând cu A_{PA} amplificarea totală a preamplificatorului, puterea totală de zgomot la ieșire, P_T este:

$$P_T = k T F A_{PA} (f_2 - f_1) \quad (4.70)$$

relație din care deducem expresia factorului de zgomot:

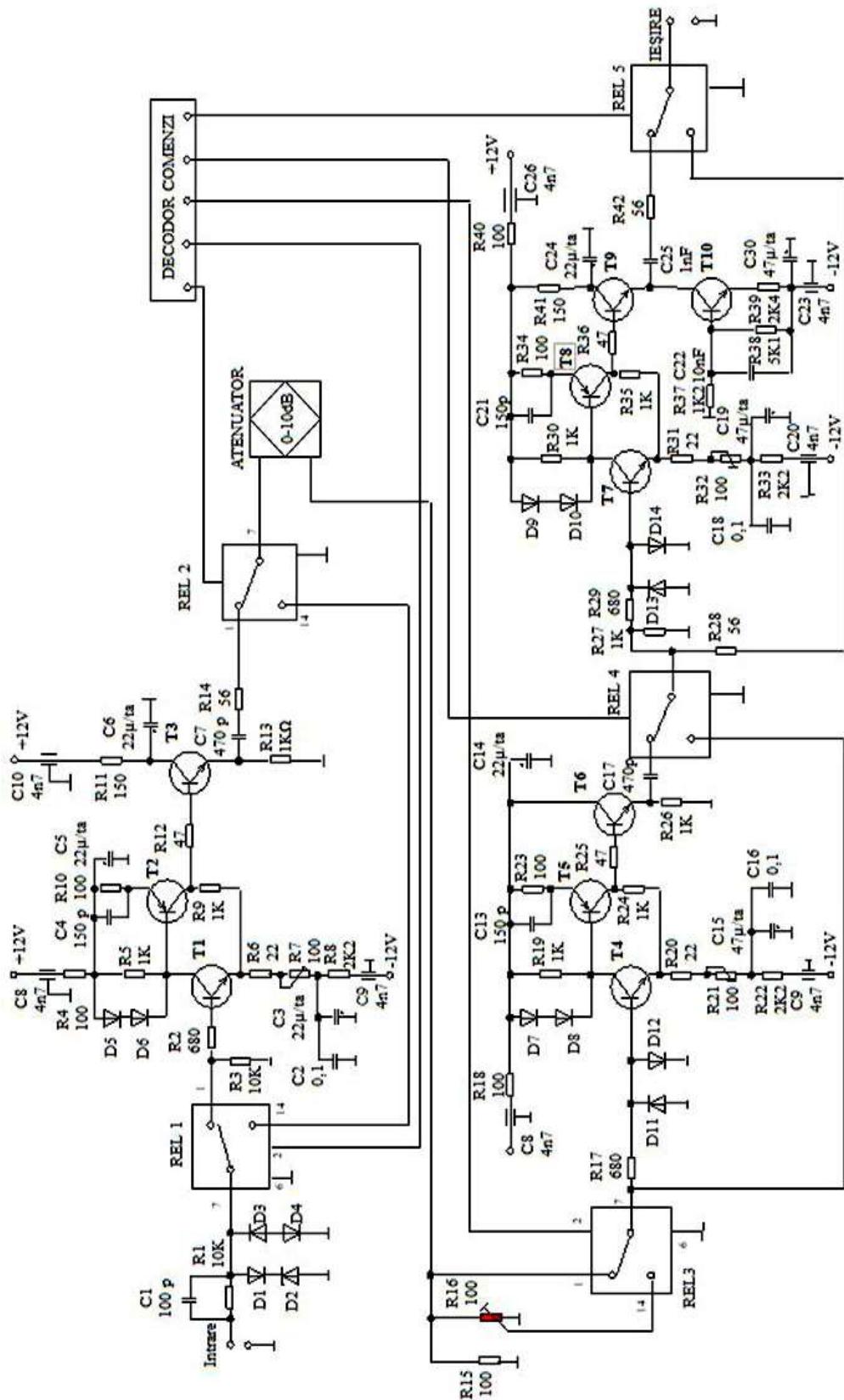
$$F = P_T / k T \cdot A_{PA} (f_2 - f_1) \quad (4.71)$$

Preamplificatorul se conectează la următorul etaj de amplificare prin celula C_7-R_{14} , care împreună cu rezistența de intrare în attenuatorul calibrat de 0-10dB formează un filtru tip „trece sus”.

4.4.2 Amplificatorul final

Schema completă a amplificatorului de impulsuri este redată în fig.4.18 [30].

Sensibilitatea amplificatorului nu este critică întrucât nivelul semnalelor-ecou la ieșirea



4.18 Amplificatorul de impulsuri – schema electrică

etajului preamplificator este relativ mare (sute de mV). Intrarea amplificatorului este protejată la impulsurile de amplitudine mare de grupul de diode D₁₁-D₁₂ conectate antiparalel, care limitează amplitudinea impulsurilor de intrare la valoarea de $\pm 0,6V$.

În condițiile schemei echivalente cu *parametrii h* din fig.4.19, prin analogie cu egalitățile (4.60), (4.61) și (4.62) rezultă amplificarea primei celule a amplificatorului final:

$$A_1 = \frac{v_{outT5}}{v_{inT4}} = \frac{\beta^2 R_{24} + (\beta+1)R_{20} + \beta^2 R_{20}}{h_{11} + (\beta+1)R_{20} + \beta^2 R_{20}} \cong \frac{\beta^2 R_{24} + \beta^2 R_{20}}{\beta^2 R_{20}} = 1 + \frac{R_{24}}{R_{20}} \quad (4.72)$$

Înlocuind cu valorile numerice ale componentelor alese de mine și menționate în schemă rezultă $A_1=46$, $A_1[\text{dB}]=20\cdot\lg 46 = 33,25\text{dB}$.

Asemănător se calculează amplificarea etajului al doilea realizat cu tranzistoarele T₇ și T₈:

$$A_2 = \frac{v_{outT}}{v_{inT7}} = \frac{\beta^2 R_{35} + (\beta+1)R_{31} + \beta^2 R_{31}}{h_{11} + (\beta+1)R_{31} + \beta^2 R_{31}} = \frac{\beta^2 R_{35} + \beta^2 R_{31}}{\beta^2 R_{31}} = 1 + \frac{R_{35}}{R_{31}} \quad (4.73)$$

unde, înlocuind valorile numerice ale componentelor, rezultă:

$$A_2=46; A_2[\text{dB}]=20\cdot\lg 46=33,25\text{dB}. \quad (4.74)$$

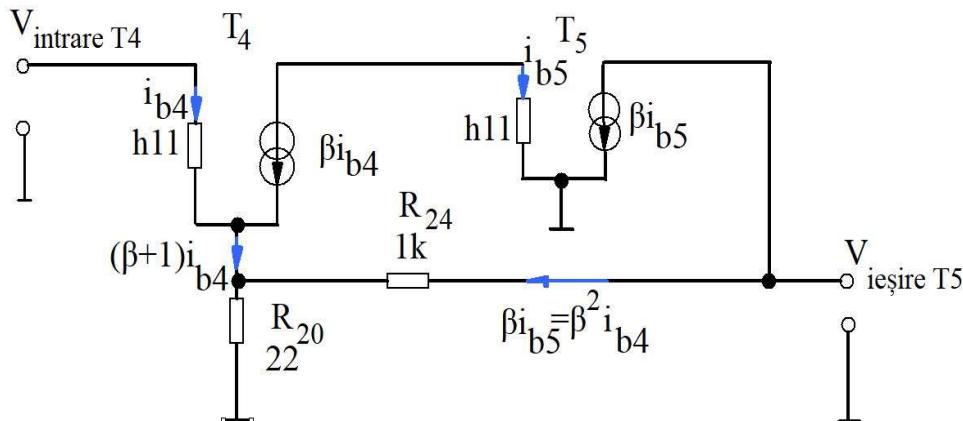


Fig.4.19 Schema echivalentă cu parametri hibrizi a primului etaj amplificator

Pentru reducerea zgomotului electric am utilizat filtre RC care suprimă semnalele de radiofrecvență care se propagă de la sursă spre amplificator (grupul C₁₅-R₂₁-C₁₃).

Am estimat efectul zgomotului și raportul semnal/zgomot (Signal-Noise-Ratio) utilizând o schemă simplificată a lanțului de amplificare a impulsurilor ecou, (fig.4.20) de la traductorul piezoceramic până la circuitul de prelucrare a semnalelor digitale de la ieșire.[35].

Notând cu $s_{in}(n)$ semnalul recepționat de la traductorul ultrasonic și cu $s_{out}(n)$ semnalul util la ieșirea circuitului de procesare a semnalelor digitale, CPD, rezultă expresia zgomotului total la ieșire:

$$s_{out}(n) = A_{AF}[A_{PA}(s_{in}(n) + n_{PA}) + n_{AF}] + n_{CPD} \quad (4.75)$$

unde: A_{PA} - câstigul preamplificatorului; A_{AF} - câstigul amplificatorului final.

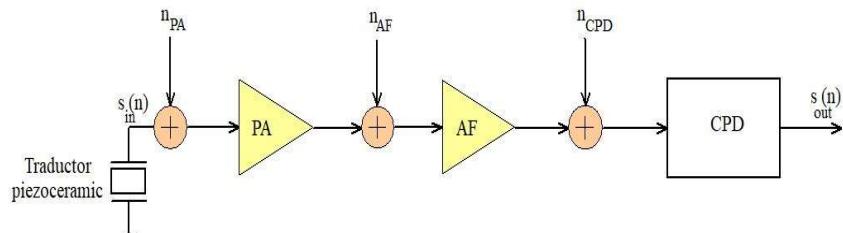


Fig. 4.20 Schema bloc pentru calculul zgomotului în amplificator la recepție unde: *PA*- preamplificator de impulsuri; *AF*- amplificator final; *CPD*-circuit de prelucrare digitală; n_{PA}, n_{AF}, n_{CPD} -zgomotul raportat la intrare al preamplificatorului, amplificatorului final, respectiv al circuitului de prelucrare digitală.

Raportul semnal - zgomot al sistemului este:

$$\text{SNR} = \frac{s_{in}(n)}{n_{PA} + \frac{n_{AF}}{A_{PA}} + \frac{n_{CPD}}{A_{PA} + A_{AF}}} \quad (4.76)$$

Între ieșirea amplificatorului de impulsuri și circuitul de prelucrare digitală a semnalelor am introdus un *comparator de precizie*, a cărui schemă electrică este redată în fig 4.21. Neglijăm curentul de intrare și ca urmare, rezultă că tensiunea de referință este dată de rezistențele din divisorul $R_{45}-R_{46}$ alimentat de la tensiunea de +5V:

$$R_r = 5V \frac{R_{46}}{R_{45}+R_{46}} = 5V \cdot \frac{0,82K\Omega}{4,7K\Omega+0,82K\Omega} = 0,74V \quad (4.77)$$

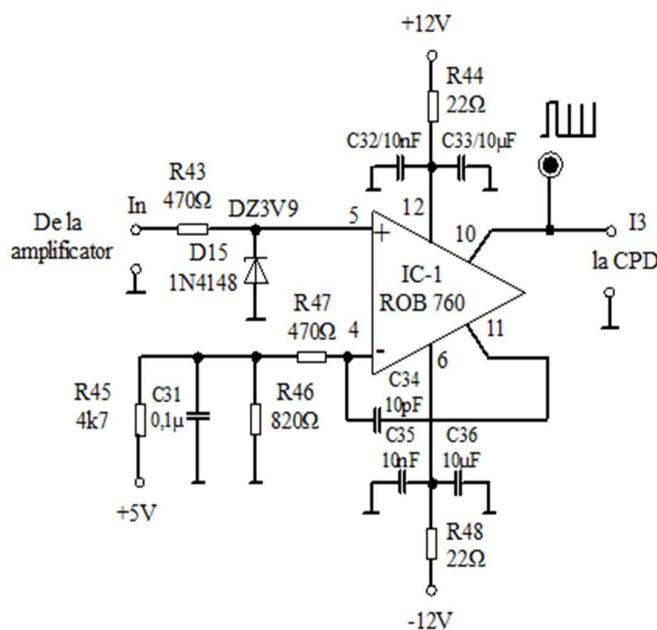


Fig.4.21 Comparator- schema electrică

Am ales rezistențele de intrare în comparator $R_{43}=R_{47}=470\Omega$. Am asigurat filtrarea suplimentară a tensiunilor de alimentare prin grupurile: R_{48}, C_{35}, C_{36} pentru tensiunea de alimentare V^- și R_{44}, C_{32}, C_{33} pentru tensiunea de alimentare V^+ .

Condensatoarele $C_{33}=C_{36}=10\mu F$ sunt filtre de netezire pentru frecvențe joase iar condensatoarele $C_{35}=C_{32}=10nF$ scurtcircuitează la masa componentele parazite de frecvențe înalte. Condensatorul C_{31} este necesar pentru filtrarea suplimentară a tensiunii de referință.

Semnalele ecou care vin de la amplificatorul de impulsuri și au amplitudinea mai mare decât tensiunea de prag determină la ieșirea comparatorului, pinul 10, impulsuri logice.

Acestea se transmit circuitului de prelucrare digitală a semnalelor, CPD, care generează impulsurile necesare pentru măsurarea intervalului de timp dintre semnalele ecou și implicit, a grosimii peretelui țevii. Amplificatorul construit este prezentat în fig.4.22.



Fig 4.22 Amplificatorul impulsurilor ecou electrice – foto

Pentru măsurarea semnalelor ecou am utilizat un stand experimental format dintr-o cuvă de imersie, un traductor de ultrasunete focalizat sferic, cu frecvență $f_c= 10MHz$, fixat într-un suport care permite reglajul poziției traductorului pe trei axe geometrice și un bloc de calibrare A3 executat conform standardului ASTM E797 [43], utilizat la etalonarea dispozitivelor electronice pentru măsurarea grosimii pereților.

Blocul de calibrare A3 (fig. 4.23) este realizat din oțel inox și are 10 trepte de grosimi egale, în domeniul 1mm-10mm, cu toleranță de execuție de $\pm 0,001mm$.

Distanța dintre traductor și suprafața blocului de calibrare se reglează astfel încât focarul fasciculului ultrasonic să fie situat pe suprafața blocului de calibrare.

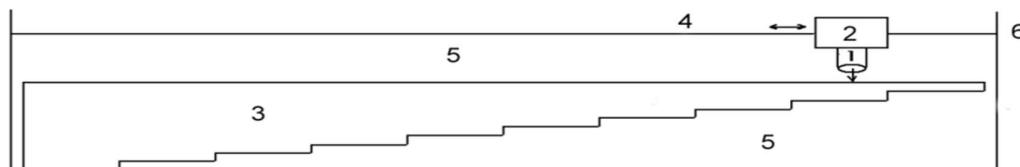


Fig.4.23 Stand experimental de măsurare :

1-traductor ultrasonic; 2-suport de fixarea traductorului; 3-bloc de calibrare A3; 4-șurub de ghidare; 5-apă (cuplant ultrasonic);
6-cuvă de imersie.

În acest fel măsurările se execută în zona câmpului îndepărtat (zona Fraunhoffer), unde câmpul ultrasonic este uniform și nu există interferențe cu semnalele parazite generate de lobii laterali. Am vizualizat la ieșirea amplificatorului, semnalele – ecou succesive recepționate de la fața opusă a blocului de calibrare cu un osciloscop tip Hameg HM-35 având limita superioară a frecvenței de lucru, $f_s = 35 \text{ MHz}$ și sensibilitatea $0,1\text{mV}/\text{div}$.

Am reglat poziția traductorului astfel încât amplitudinea semnalelor vizualizate să fie maximă.

Pentru un semnal-ecou de amplitudine $U_{in} = 40\text{mV}$, am obținut, la ieșirea etajului final al amplificatorului impulsuri de amplitudine $U_{out} = 9,8\text{V}$, deci amplificarea, în acest caz este:

$$A_{tot} = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{9,8}{0,04} = 245; A_{dB} = 20 \cdot \lg(245) = 20 \cdot 2,38917 = 47 \text{ dB}. \quad (4.78)$$

Pentru determinarea caracteristicii de frecvență a amplificatorului, reprezentată grafic în fig.4.24 am utilizat un generator de semnal de frecvență înaltă "Peak Tech", model 1450SG, cu domeniul de frecvență $100\text{KHz} - 450\text{MHz}$ divizat în şapte subdomenii și amplitudine reglabilă continuu în domeniul $10\text{mV}-2\text{V}$.

Am conectat ieșirea generatorului, având impedanță de ieșire de 50Ω , cu intrarea amplificatorului și am reglat frecvența generatorului în domeniul $8\text{MHz}-21\text{MHz}$, păstrând aceeași amplitudine a semnalului de intrare în amplificator, egală cu 40mV .

Pentru măsurarea amplitudinii semnalului la ieșirea amplificatorului am utilizat osciloscopul Hameg descris anterior.

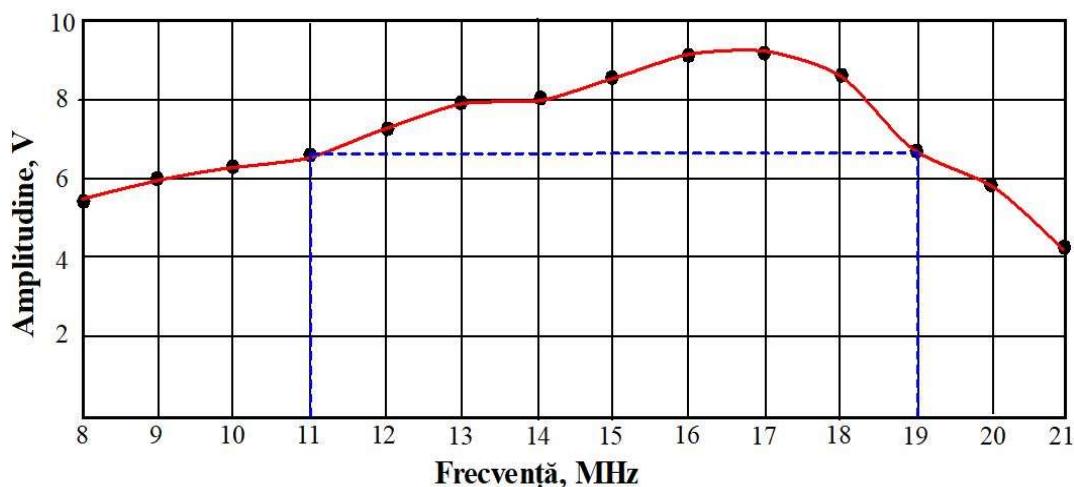


Fig 4.24 Caracteristica de frecvență a amplificatorului

Amplitudinea maximă a semnalului la ieșirea amplificatorului este $U_{max} = 9,2\text{V}$, înregistrată la frecvențele $f = 16\text{MHz}$ și $f = 17\text{MHz}$ și scade cu 3dB , $U_{3dB} = 9,2\text{V} \cdot 0,707 = 6,5\text{V}$, la frecvențe cuprinse în afara intervalului descris de inecuația $11\text{MHz} \leq f \leq 19\text{MHz}$. Cu alte cuvinte, banda de frecvență la 3 dB a amplificatorului este $B_{3dB} = 19\text{MHz} - 11\text{MHz} = 8\text{MHz}$.

Alte mărimi carceristice ale amplificatorului, măsurate experimental sunt:

-zgomotul echivalent raportat la intrare: $7,5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$;

-amplificare globală: 80dB.;

Rezultatele măsurării parametrilor electrici ai amplificatorului de impulsuri sunt consemnate în secțiunea 6, "Rezultate experimentale".

4.5.Circuitul de comandă al sistemului, CCS

Schema electrică a circuitului de comandă a sistemului este redată în fig. 4.25 iar diagrama de impulsuri este reprezentată în fig.4.26.

Acet circuit are rolul de a genera impulsuri de comandă pentru tot sistemul electronic de măsurare a grosimii: generatorul impulsurilor de excitație, circuitul de prelucrare a semnalelor digitale, CPD și sistemul de achiziție a datelor, SAD.

El este format dintr-un circuit astabil, care generează impulsuri de comandă și mai multe circuite monostabile care au rolul de a forma impulsuri dreptunghiulare cu anumite durate și întârzieri față de impulsurile de comandă. Aceste impulsuri sunt necesare circuitelor de prelucrare a semnalelor-ecou. Am prevăzut posibilitatea de a comanda generatorul impulsurilor de excitație și cu impulsuri provenite din afara circuitului de comandă, în vederea sincronizării generatorului de către alte module ale unui sistem de măsurare extins (comutatorul K1,fig 4.25).

Pentru a transmite impulsuri de comandă și spre alte blocuri funcționale, în cazul extinderii sistemului de măsurare, am prevăzut în schema ieșirile notate cu „O” și “N”, realizate cu tranzistoarele de comutație T₃ și T₄.

Funcționarea circuitului CCS

Circuitul integrat IC₁, tip CD-4098 este utilizat în conexiunea de circuit astabil, și generează la ieșirea sa, pe pinul 10 (Q) impulsuri dreptunghiulare cu durata de 4μs și frecvență reglabilă (cu ajutorul rezistenței R₂) în domeniul f=1KHz÷5KHz.

Acete impulsuri se aplică, prin rezistența R₅, pe baza tranzistorului T₁, montat în conexiunea emitor comun (EC). Pe colectorul tranzistorului T₁ regăsim impulsurile din baza sa, cu polaritatea inversată.

Impulsurile cu durata de 4μs, din colectorul tranzistorului T₁ trec prin rezistența R₉, și comutatorul K₁ și se aplică pe baza tranzistorului T₂ atunci când comutatorul K₁ se află pe poziția 1- "sincronizare internă". Atunci când comutatorul K₁ este pe poziția 2, "sincronizare externă", sistemul primește impulsuri de comandă de la alte echipamente exterioare sistemului conceput de mine, cu care acesta se poate sincroniza.

Am utilizat tranzistoarele T₁ și T₂ pentru interfațarea schemei cu alte circuite externe de sincronizare: tranzistorul T₁ poate transmite impulsuri de sincronizare spre alte circuite iar tranzistorul T₂ poate primi impulsuri de sincronizare de la alte circuite externe.

În continuare, impulsurile cu durata de 4μs din colectorul tranzistorului T₂ se aplică circuitului monostabil realizat cu circuitul integrat IC₂, secțiunea 1, (tip 74S123) și rețeaua RC externă, formată din C₃=1nF, R₁₄=5,1KΩ și rezistențele variabile R₁₅=4,7KΩ și R₁₆= 2.2KΩ. Acest circuit este declanșat de fronturile crescătoare ale impulsurilor aplicate pe pinul 2 și produce la ieșirea sa negată, pinul 4 (\overline{Q}), la fiecare declanșare, un impuls cu durată reglabilă în intervalul t=4μs÷ 4,2μs. Aceste impulsuri sunt aplicate, prin rezistorul R₁₈, pe baza

tranzistorului T_3 , utilizat în montaj emitor comun, care inversează aceste impulsuri și le transmite, pe ieșirea "O". Am folosit tranzistorul T_3 , tip 2N2222, pentru că acesta poate să debiteze un curent mai mare, ($I_{CT3max}=100mA$) decât circuitul integrat, (IC_2), curent care este

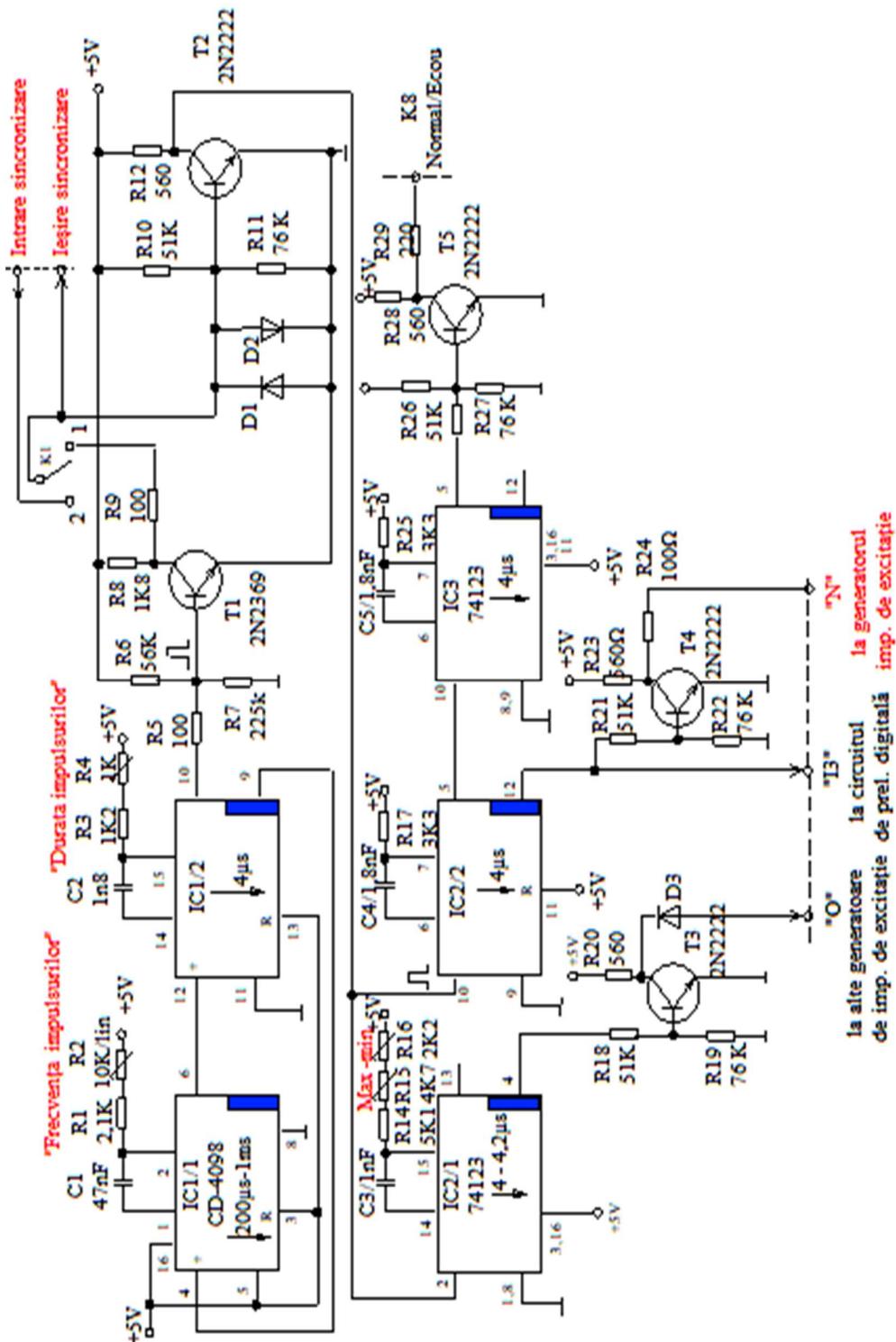


Fig 4.25 Circuitul de comandă al sistemului, CCS -schema electrică

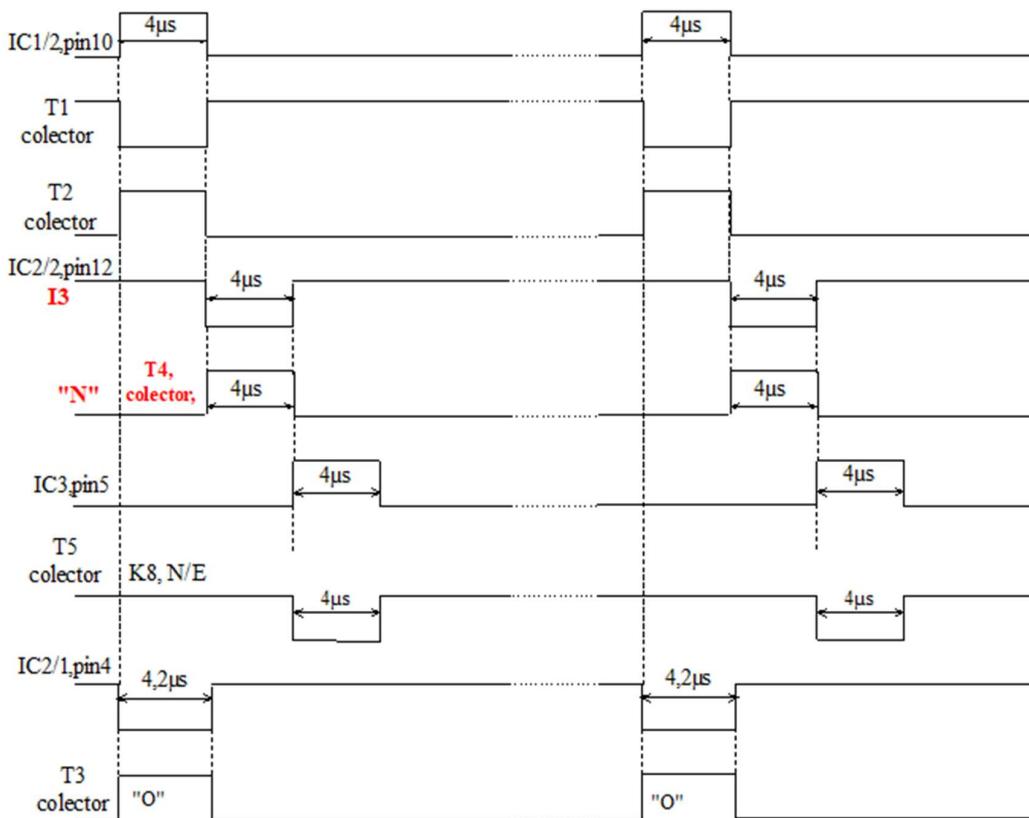


Fig 4.26 Circuitul de comandă al sistemului - diagrama de impulsuri

necesar pentru comanda mai multor generatoare de excitație, în cazul extinderii sistemului.

Impulsurile de pe colectorul tranzistorului T_2 , se mai aplică și pe pinul 10 de intrare al circuitului monostabil realizat cu IC_2 , secțiunea 2 și rețeaua externă $R_{17}=6,8K\Omega$ și $C_4=1nF$. Circuitul monostabil $IC\ 2/2$ este declanșat cu frontul descrescător al impulsului present la pinul 10, și produce la ieșirea sa negată, pe pinul 12 (\bar{Q}) impulsuri cu durata de $4\mu s$, care sunt livrate la ieșirea „I3” și se utilizează pentru comanda circuitului de prelucrare a semnalelor digitale.

Aceleași impulsuri prezente pe ieșirea „I3” se aplică prin rezistență $R_{21}=51K\Omega$ pe baza tranzistorului T_4 , care funcționează în conexiunea emitor comun. Pe colectorul tranzistorului T_4 se regăsesc impulsurile din baza sa, inversate, care se transmit prin ieșirea „N” la generatorul impulsurilor de excitație.

Am utilizat tranzistorul T_4 , tip 2N2222 din motive de interfațare și pentru cazul în care ar fi necesar să sincronizez și alte circuite externe, cu impulsurile de comandă a generatorului de excitație. De asemenea, monostabilul realizat cu circuitul integrat IC_3 livrează pe ieșirea sa nenegată (pinul 5) impulsuri cu durata de $4\mu s$ care se aplică pe baza tranzistorului T_5 , aflat în conexiunea emitor comun.

În colectorul tranzistorului T_5 se regăsesc impulsurile din bază, cu polaritatea inversată, (K_8 , Normal/Ecou), impulsuri care se utilizează la sincronizarea externă a osciloscopului, cu semnalele ecou.

Proiectarea circuitului CCS

Domeniul frecvenței de repetiție a impulsurilor de excitație este limitat de frecvențele f_{max} și

f_{min} ale astabilului realizat cu circuitul integrat IC 1/1.

Am ales limitele domeniului de frecvență: $f_{min}=1\text{KHz}$ și $f_{max}=5\text{KHz}$. De asemenea am ales pentru condensatorul C_1 valoarea standardizată, $C_1=47\text{nF}$. Din expresia frecvenței de oscilație în funcție de componente RC externe, pentru frecvențele limită ale domeniului, f_{min} și f_{max} rezultă valorile rezistențelor R_1 și R_2 :

$$f_{max} = \frac{1}{2 \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot \ln 3} \rightarrow R_1 = \frac{1}{2 \cdot C_1 \cdot f_{max} \cdot \ln 3} = \frac{1}{2 \cdot 47 \cdot 10^{-9} \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 1,1} = 2,1\text{K}\Omega \quad (4.80)$$

$$\begin{aligned} f_{min} &= \frac{1}{2(R_1+R_2) \cdot C_1 \cdot \ln 3} \rightarrow R_2 = \frac{1}{2 \cdot C_1 \cdot f_{min} \cdot \ln 3} - R_1 = \\ &= \frac{1}{2 \cdot 47 \cdot 10^{-9} \cdot 10^3 \cdot 1,1} - 2,1\text{K}\Omega = 9,7\text{K}\Omega \end{aligned} \quad (4.81)$$

Pentru rezistența semireglabilă R_2 am ales valoarea standardizată $R_2=10\text{K}\Omega$.

Aleg durata impulsurilor generate de circuitul IC1: $T_{IC1/10}=4\mu\text{s}$ și valoarea condensatorului $C_2=1,8\text{nF}$. Din expresia duratei impulsului generat de monostabilul IC1 calculez valoarea rezistențelor R_3 și R_4 :

$$T_{IC1/10} = (R_3+R_4) \cdot C_2 \cdot \ln 3 \rightarrow (R_3 + R_4) = \frac{T_{IC1/10}}{C_2 \cdot \ln 3} \quad (4.82)$$

și înlocuind cu valorile numerice, rezultă $(R_3+R_4)=2,02\text{K}\Omega$.

Aleg valoarea rezistenței fixe, $R_3=1,2\text{K}\Omega$ și rezultă valoarea rezistenței semireglabile, $R_4=1\text{K}\Omega$, prin acțiunea căreia reglez cu precizie durata impulsului generat ($4\mu\text{s}$).

Circuitul integrat IC2/1 este un monostabil care generează un impuls cu durata de $4,2\mu\text{s}$, conform relației:

$$T_{IC2/4} = (R_{14}+R_{15}+R_{16}) \cdot C_3 \cdot \ln 2 \quad (4.83)$$

Aleg valoarea condensatorului, $C_3=1\text{nF}$ și calculez valorile rezistențelor R_{14} și R_{15} :

$$(R_{14}+R_{15}+R_{16}) = \frac{T_{IC2/4}}{C_3 \cdot \ln 2} = \frac{4 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-9} \cdot 0,69} = 5,79\text{K}\Omega \quad (4.84)$$

Aleg pentru rezistența fixă valoarea $R_{14}=5,1\text{K}\Omega$ și rezultă pentru rezistența semireglabilă, R_{15} , valoarea :

$$R_{15} = 5,79\text{K}\Omega - 5,1\text{K}\Omega = 0,69\text{K}\Omega \quad (4.85)$$

Aleg pentru rezistența semireglabilă, R_{15} , cu care reglez durata impulsului generat de circuitul IC2/1 valoarea standardizată $R_{15}=2,2\text{K}\Omega$.

Valorile componentelor pasive externe, cu care lucrează circuitele monostabile IC2/2 și IC3, pentru a genera la ieșire impulsuri cu durată egală cu $4\mu\text{s}$, se calculează asemănător cu cele ale monostabilului IC2/1.

Pentru circuitul monostabil IC2/2, alegând valoarea condensatorului $C_4=1,8\text{nF}$, durata impulsului generat are expresia:

$$T_{IC2/5} = R_{17} \cdot C_4 \cdot \ln 2 \quad (4.86)$$

Din relația (4.86) am calculat valoarea rezistenței R_{17} :

$$R_{17} = \frac{T_{IC2/5}}{C_4 \cdot \ln 2} = \frac{4 \cdot 10^{-6}}{1,8 \cdot 10^{-9} \cdot 0,69} = 3,5 K\Omega \quad (4.87)$$

Aleg pentru rezistență R_{17} valoarea standardizată $R_{17}=3,3K\Omega$

Pentru circuitul monostabil IC₃, în mod asemănător voi scrie relația de calcul a duratei impulsului generat:

$$T_{IC3/5} = R_{25} \cdot C_5 \cdot \ln 2 \quad (4.88)$$

Aleg valoarea condensatorului $C_5=1,8nF$ și cu ajutorul relației (4.89) calculez valoarea rezistenței R_{25} :

$$R_{25} = \frac{T_{IC3/2}}{C_5 \cdot \ln 2} = \frac{4 \cdot 10^{-6}}{1,8 \cdot 10^{-9} \cdot 0,69} = 3,5 K\Omega \quad (4.89)$$

Aleg pentru rezistență R_{25} valoarea standardizată, $R_{25}=3,3K\Omega$.

Tranzistorul T₂, conectat în configurația de amplificator emitor comun trebuie să asigure un curent de sarcină, $I_{S2}=2 \cdot 1,6$ mA (pentru intrările circuitului IC₂) pe o rezistență de sarcină, $R_S=1K\Omega$. (fig.4.27).

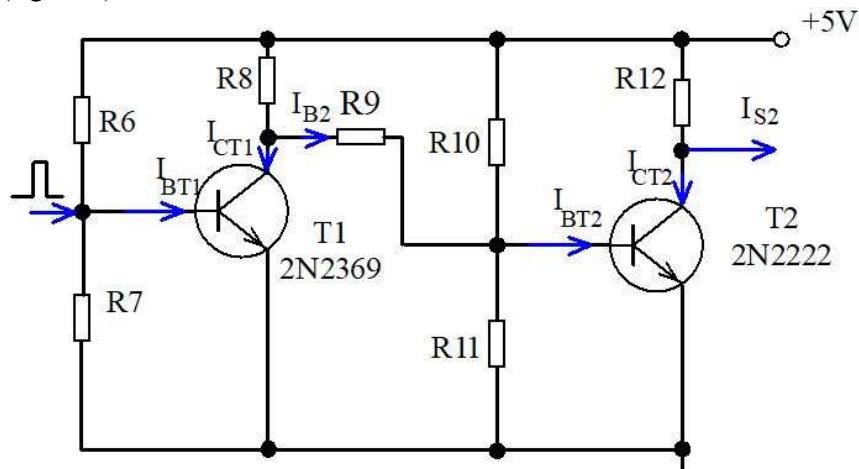


Fig.4.27 Ansamblul tranzistoarelor T₁ și T₂ din fig.4.25

Curentul continuu de colector al tranzistorului T₂ se alege cu 20% mai mare decât curentul minim de sarcină, pentru a ne asigura că tranzistorul nu se blochează la variațiile p.s.f. cu temperatura, cu toleranțele rezistoarelor sau cu dispersia factorului de amplificare în curent, β :

$$I_{CT2} = 1,2 \cdot I_S = 1,2 \cdot 2 \cdot 1,6mA = 3,84mA \cong 3,9mA. \quad (4.90)$$

Aplic teorema a II-a a lui Kirchhoff pe rețea care conține V_{CET2} și V_{CC} și rezultă valoarea tensiunii V_{CET2} :

$$V_{CET2} = V_{CC} - R_{12}(I_{CT2} + I_{S2}) \quad (4.91)$$

În același timp, V_{CET2} trebuie să satisfacă condiția ca tranzistorul să nu intre în saturatie pe durata alternanței pozitive a semnalului de ieșire, V_o :

$$V_{CET2} \geq V_{CESAT} + V_o = 0,3V + 0,4V = 0,7V \quad (4.92)$$

unde am considerat $V_o=0,4V$ ca fiind nivelul "0" logic pe intrările circuitului IC2.

Aleg valoarea $V_{CET2}=1V$ și rezultă valoarea rezistenței R_{12} :

$$R_{12} = \frac{V_{CC} - V_{CET2}}{I_{CT2} + I_S} = \frac{5V - 1V}{5,5mA} = 0,72 K\Omega \quad (4.93)$$

Tranzistorul T_2 este de tipul 2N2222 și are factorul de amplificare în current continuu, $\beta = 50$.

În acest moment pot deduce valoarea curentului de bază al tranzistorului T_2 :

$$I_{BT2} = \frac{I_{CT2}}{\beta} = \frac{3,9mA}{50} = 78\mu A \quad (4.94)$$

Pentru ca I_{B1} să nu influențeze p.s.f.-ul tranzistorului T_1 am ales $I_{CT1}=20 \cdot I_{BT2}$:

$$I_{CT1} = 20 \cdot I_{BT2} = 20 \cdot 78\mu A = 1.56mA \cong 1,6mA \quad (4.95)$$

și conform primei teoreme a lui Kirchhoff, curentul prin rezistorul R_8 este:

$$I_{R8} = I_{CT1} + I_{BT2} = 1,6mA + 0,078mA \cong 1,7mA \quad (4.96)$$

Aplic și tranzistorului T_1 condiția (4.92), modificată pentru tranzistorul T_1 și aleg $U_{CET1}=2V$. Rezultă căderea de tensiune pe rezistorul R_8 , U_{R8} :

$$U_{R8} = V_{CC} - V_{CET1} = 5V - 2V = 3V \quad (4.97)$$

$$R_8 = \frac{U_{R8}}{I_{CT1} + I_{B2}} = \frac{3V}{1,7mA} = 1,76K\Omega \quad (4.98)$$

Pentru R_8 aleg valoarea standardizată $R_8 = 1,8K\Omega$.

Divizorul rezistiv R_6-R_7 utilizat pentru polarizarea bazei tranzistorului T_1 cu o tensiune constantă se calculează utilizând teorema generatorului de tensiune echivalent (Thevenin) prin care înlocuiesc cele două rezistoare R_6 și R_7 cu o rezistență echivalentă, R_B , inserată cu o sursă de tensiune, E_B , conectată în baza tranzistorului T_1 :

$$R_B = R_6 || R_7 = \frac{R_6 \cdot R_7}{R_6 + R_7}; E_B = \frac{V_{CC} \cdot R_7}{R_6 + R_7}; I_{BT1} = \frac{I_{CT}}{\beta} = \frac{E_B - U_{BE1}}{R_B} \quad (4.99)$$

Aleg tensiunea de polarizare a bazei, $E_B=3V$, și, din ecuațiile (4.98), rezultă un sistem de două ecuații în care necunoscutele sunt rezistoarele R_6 și R_7 . Rezolvând sistemul am calculat valorile acestor rezistoare: $R_6= 56K\Omega$; $R_7=225K\Omega$.

Aplicând teorema generatorului echivalent în cazul divizorului rezistiv din baza tranzistorului T₂ am calculat rezistoarele R₁₀ și R₁₁. Pentru aceasta scriu succesiv:

$$I_{BT2} = 78 \mu A = \frac{E_B - U_{BET2}}{R_{B2}} ; R_{B2} = \frac{E_B - U_{BET2}}{I_{BT2}} = \frac{3V - 0,6V}{78 \mu A} = 31 K\Omega = \frac{R_{10} \cdot R_{11}}{R_{10} + R_{11}} ; V_{CC} \cdot \frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}} = 3V \quad (4.100)$$

Din egalitățile 4.100 rezultă R₁₀=51KΩ; R₁₁≈76KΩ.

Proiectarea circuitelor de polarizare a tranzistoarelor T₃,T₄ și T₅ se face similar cu proiectarea circuitului de polarizare al tranzistorului T₂.

Valorile rezistențelor, rezultate din calcul, sunt redate pe schema electrică din fig. 4.21.

4.6 Sistemul de procesare a datelor

Acest bloc funcțional din cadrul sistemului electronic de control nedistructiv este format din:

- circuitul de prelucrare a semnalelor digitale,CPD;
- circuitul de prelucrare a semnalelor analogice, CPA;
- sistemul de achiziție a datelor, decizie și afișare, SAD, cu software-ul aferent.

Rolul circuitelor de măsurare a grosimii peretelui este compararea valorii grosimii peretelui tubului cu valorile prescrise de standardul ASM E SB 523.

Rezultatul comparării, de la ieșirea circuitelor de prelucrare, se aplică unui convertor analog – numeric (CAN), care afișează, în timp real abaterea de la grosimea nominală a țevii, se aplică unui înregistrator analogic și unui sistem de achiziție a datelor care afișează aceste rezultate și comandă elementele de execuție ale dispozitivului de sortare a țevilor; acesta sortează țevile controlate în două categorii: admise și respinse.

4.6.1 Circuitul de prelucrare a semnalelor digitale, CPD

Rolul acestui circuit este de a prelucra semnalele ecou electrice primite de la amplificatorul de impulsuri și impulsurile de sincronizare primite de la CCS și de a forma impulsurile de măsurare, memorare și stergere necesare circuitului CPA.

Schema completă a circuitului de prelucrare digitală a semnalelor-ecou este redată în fig.4.28. iar diagrama formelor de undă ale semnalelor este reprezentată în fig. 4.29.

Semnalele de intrare în circuitul de prelucrare a semnalelor digitale (CPD) sunt:

- I1-semnale-ecou primite de la amplificatorul de impulsuri-ecou;
- I2-impulsuri de comandă primite de la CCS.
- I3-semnal de tact primit de la circuitul de comandă a sistemului, CCS;

Semnalele de ieșire din circuitul CPD sunt:

“MĂS”- impuls dreptunghiular generat între două semnale – ecou successive, reflectate de față interioară a țevii; acest impuls se transmite la circuitul de prelucrare a semnalelor analogice (CPA);

- „,MEM” – impuls de comandă a memorării valorii măsurate a grosimii peretelui; acest

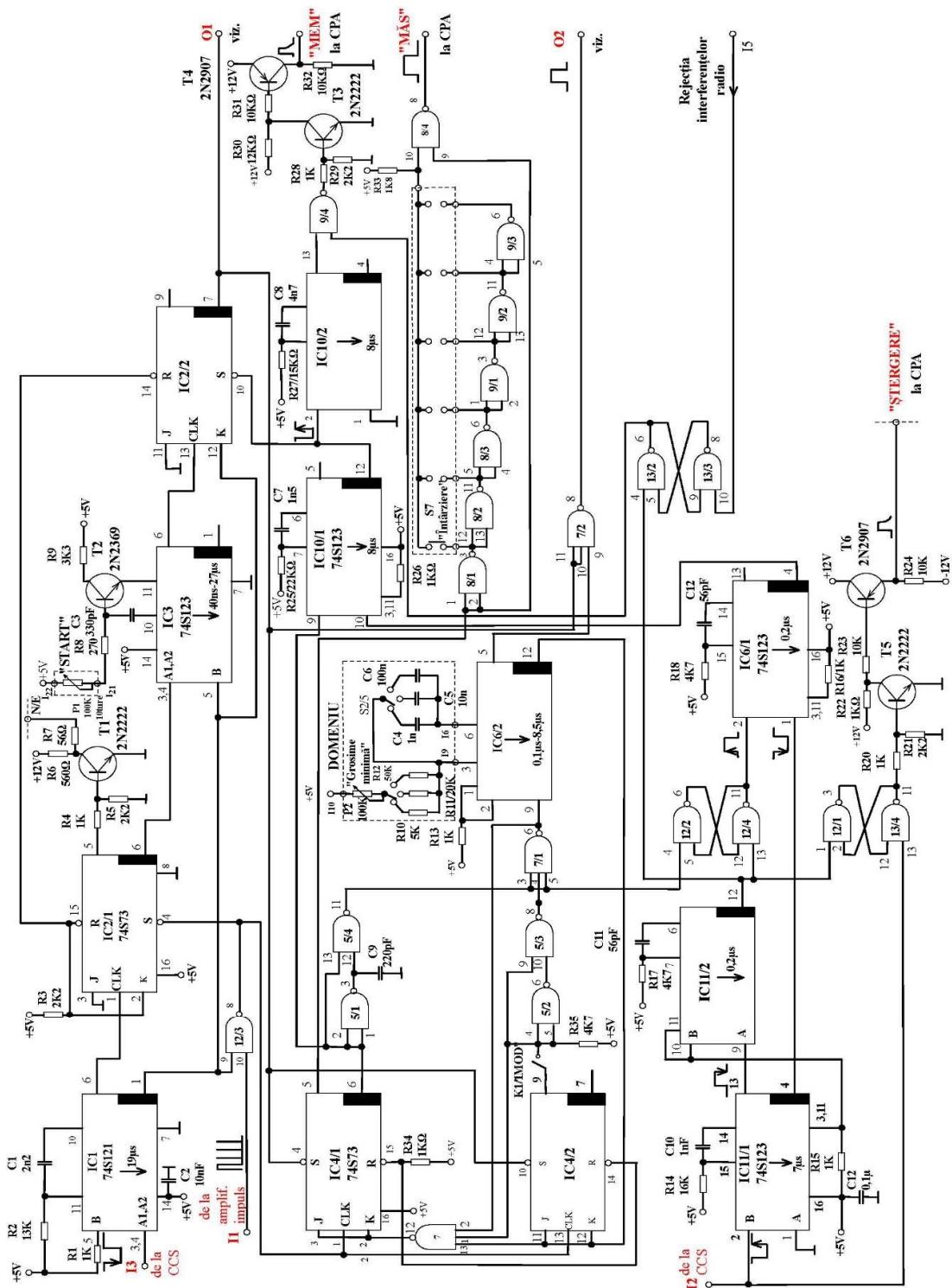


Fig.4.28 Circuitul de procesare digitală a semnalelor-ecou (CPD)-schema electrică

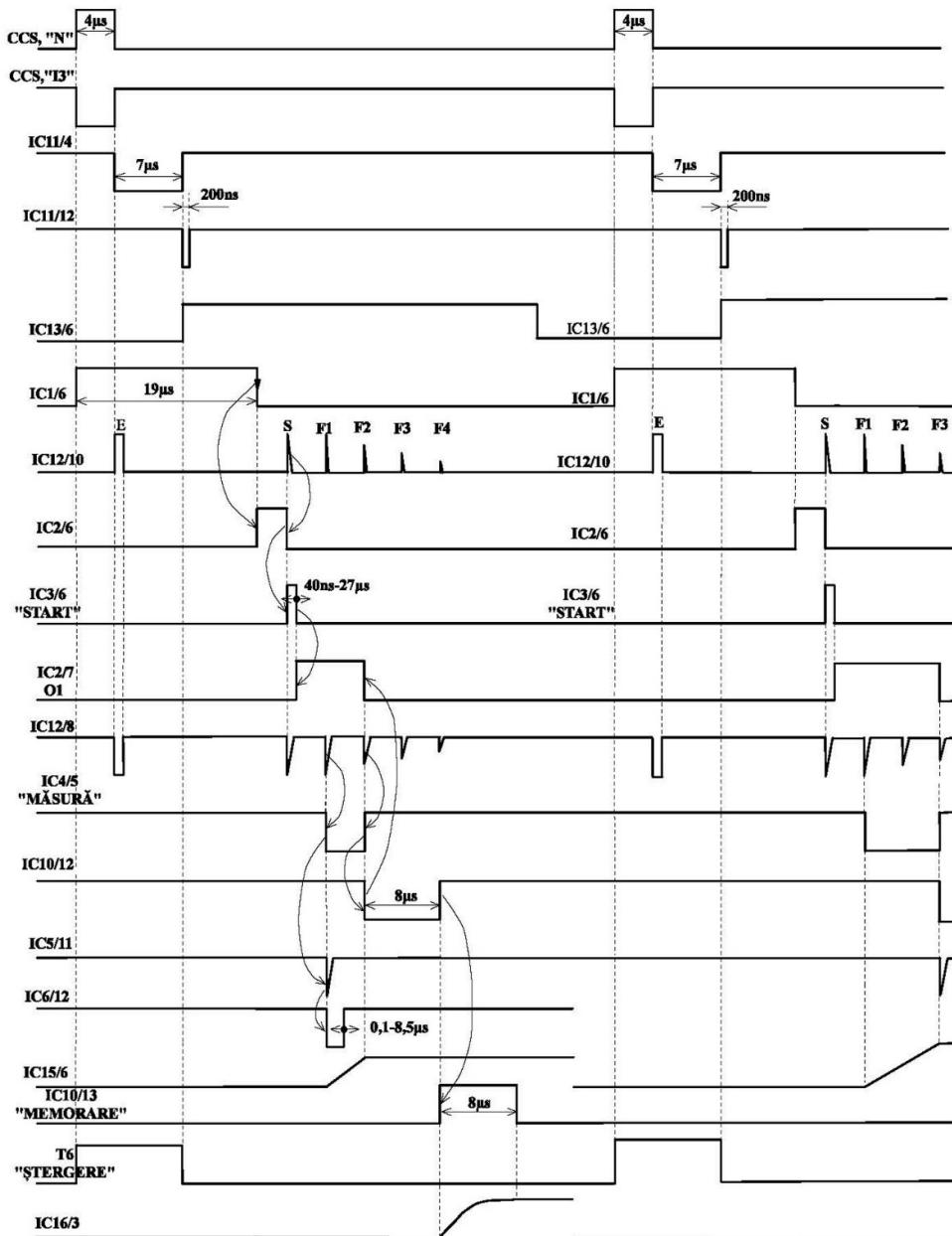


Fig.4.29 Circuitul de prelucrare digitală- forme de undă

semnal se transmite la circuitul de prelucrare a semnalelor analogice;

- “STERGERE” –impuls de comandă pentru ștergerea valorii măsurate a grosimii înainte de următoarea perioadă de măsură; acest semnal se transmite circuitului CPA;
- “START”, O1- impuls care validează măsurarea, după semnalul ecou de suprafață; acest semnal se transmite la osciloscop pentru vizualizarea operației de reglare și calibrare a convertorului analog – numeric, CAN;

- “O2”- semnal compus prin suprapunerea semnalului de validare, O1, cu semnalele ecou; acest semnal se transmite la osciloscop pentru vizualizare;
- “ Normal/ecou“- semnal transmis la osciloscop, prin comutatorul de selecție a sincronizării bazei de timp a acestuia, pentru sincronizarea cu semnalul de comandă al sistemului, sau cu semnalele ecou.

În proiectarea circuitului logic de măsurare a grosimilor, CPD, am utilizat circuite integrate logice rapide, în tehnologie Schottky: portii logice cu două și trei intrări (74S00 respectiv 74S10), circuite monostabile (74S121, 74S123), circuite bistabile J-K, master-slave (74S76) și tranzistoare de comutație (2N2222, 2N2907), componente care nu distorsionează fronturile impulsurilor.

Funcționarea circuitului de prelucrare digitală a semnalelor ecou

Semnalul de tact de la circuitul de comandă al generatorului, prezent la intrarea I₃ se aplică pe intrările A₁ și A₂ ale circuitului monostabil IC₁, pinii 3 și 4 și comandă pe frontul căzător declanșarea circuitului IC₁, care generează un impuls pozitiv cu durată de 19μs, la ieșirea Q, pinul 6. Acest impuls este aplicat pe intrarea de tact, pinul 1 a circuitului bistabil IC2/1 și determină trecerea ieșirii \bar{Q} a acestuia (pinul 6) în starea logică “1”.

În același timp ieșirea Q, pinul 5 al circuitului IC2/1 trece în starea logică “0”, impuls care este inversat de tranzistorul T₁ și se transmite spre comutatorul de sincronizare a osciloscopului.

În continuare impulsul prezent la ieșirea \bar{Q} , pinul 6 a circuitului basculant IC2/1 comandă, pe frontal căzător intrările A₁ și A₂,(pinii 3 și 4) ale circuitului monostabil IC3.

Ca urmare, circuitul monostabil IC3 va produce la ieșirea sa Q, pinul 6, un impuls cu durată reglabilă în intervalul 40ns-27μs, impuls care se aplică pe intrarea de tact a circuitului bistabil IC2/2, pinul 13. În continuare, pe ieșirea \bar{Q} , pinul 7, a circuitului IC2/2 va apărea impulsul “START” (O1) care se aplică pe intrarea “SET”, pinul 4 a circuitului bistabil IC4/1. Observăm că acest impuls de validare a circuitului IC4/1 apare cu o întârziere de 19μs față de impulsul de comandă, I₃, deci bistabilul IC4/1 nu a fost activ pe durata impulsului de emisie.

Acum însă impulsul “ START“ se suprapune peste primele două semnale ecou de la suprafața interioară a țevii, F1 și F2 și generează la ieșirea Q, pinul 5 a circuitului bistabil IC4/1, care este un divizor cu doi, impulsul “MĂSURĂ“ cu durată egală cu diferența de timp dintre cele două semnale – ecou de la suprafața interioară a țevii.

Aceasta se întâmplă deoarece bistabilul IC4/1 este declanșat succesiv de semnalele ecou F1 și F2, conținute de semnalul I1 și care trec prin poarta 12/2 (fig.4.28).

Acest lucru este posibil atunci când comutatorul K1/1 (MOD) este deschis și intrările portii 5/2 sunt în “1” logic, nivel care se transmite pe intrările 1 și 2 ale portii 7/3 și aduc la nivel logic “0” intrările J și K (pinii 3 respectiv 2) ale circuitului bistabil IC4/1.

Măsurarea duratei acestui impuls este echivalentă cu măsurarea grosimii materialului, în condițiile în care se cunoaște viteza ultrasunetelor prin material.

Ieșirea \bar{Q} a circuitului monostabil IC1 (pinul 1) este conectată la intrarea portii logice NAND (IC12/3, pinul 9) care, pe a doua intrare (pinul 10) primește semnalele ecou de la suprafața interioară a țevii (intrarea “I1” a circuitului de procesare digitală).

Astfel, semnalele-ecou trec prin această poartă, la pinul 8, numai pe durata cât ieșirea \bar{Q} a circuitului monostabil IC1 (pinul 1) se menține în starea logică “1”. Trecerea semnalelor - ecou prin poarta 12/3 de la intrarea sa, pinul 10, la ieșire, pinul 8, spre pinul 4, “set”- al IC2/1

are loc cu o întârziere de $19\mu s$, cât durează trecerea în “1” logic a ieșirii \bar{Q} a circuitului IC1, legată la intrarea porții 12/3 pinul 9.

Impulsul “MĂS” de pe pinul 5 al circuitului IC4/1 se scoate la ieșirea notată “MĂS” a CPD, cu o întârziere realizată cu porțile IC8/1-IC8/4 , IC9/1-IC9/3 și comutatorul S₇-“Întârziere”.

În cazul măsurării unor grosimi mici, sau în cazul materialelor în care viteza ultrasunetelor este mare și ecurile succesive sunt foarte apropiate, pentru mărirea preciziei de măsurare se măsoară timpul dintre primul și al treilea semnal-ecou (F₁, F₃).

În acest caz, comutatorul K1/2 pe poziția “M3” facilitează măsurarea intervalului de timp dintre trei semnale-ecou succesive. Porțile logice NAND succesive IC8/1, IC8/2, IC8/3, IC9/1, IC9/2, IC9/3 introduse pe calea semnalului de măsură prin intermediul comutatorului S₇ introduc o întârziere a semnalului de măsură, necesară în cazul măsurării grosimilor mici apropiate de limita inferioară a domeniului.

Practic, monostabilul IC1 “maschează” pe o durată de $19\mu s$ orice semnal-ecou prezent la intrarea I₁ și, implicit, semnalul corespunzător impulsului de excitație.

Circuitul monostabil IC11/1 este declanșat pe frontal crescător al semnalului de comandă I₃ prezent la intrarea sa “B”, pinul 2. Pe ieșirea Q, pinul 13 apare un impuls cu durată de $7\mu s$, care, cu frontal căzător declanșează circuitul monostabil IC11/2. Acesta produce un impuls scurt, cu durată de $0,2\mu s$ la ieșirea sa, \bar{Q} , pinul 12, care este conectat cu pinul 1 de intrare a porții IC12/1, în montaj “latch” cu poarta IC13/4.

Ca efect, pe pinul 11 al porții IC13/4 apare un impuls cu durata de $4\mu s$, care este amplificat de tranzistoarele T₅ și T₆ și transmis spre circuitul de prelucrare a semnalelor analogice, pentru “STERGEREA” valorii grosimii peretelui tubului măsurat anterior.

Pentru măsurarea unor grosimi mici se comută K1/1 pe poziția M3 și impulsul de măsură se va declanșa între primul și al treilea semnal ecou .

Impulsul de pe ieșirea Q a circuitului bistabil IC4/2 , pinul 9, ajunge, prin comutatorul K1/1, “MOD”, pe intrările 1,2 ale porții IC5/2 , care va realiza transmiterea acestui impuls spre intrările J și K ale circuitului bistabil IC4/1, după al treilea semnal ecou. Circuitul bistabil IC4/1 este basculat din nou în starea „1” de semnalul ecou F3.

Frontul căzător al impulsului generat la ieșirea \bar{Q} a circuitului bistabil IC4/1 (pinul 6) comandă circuitul monostabil IC10/1 (pinul 9) care generează un impuls cu durata de $8\mu s$. Frontul crescător al impulsului de la ieșirea \bar{Q} (pinul 12) a circuitului monostabil IC10/1 se aplică pe intrarea “Set” a circuitului IC2/2, pinul 10, și aduce în starea logică “0” ieșirea \bar{Q} (pinul 7) a acestuia, deci nici un impuls-ecou care urmează nu poate schimba starea bistabilului IC2/2.

4.6.2 Circuitul de prelucrare a semnalelor analogice, CPA

Schema electrică completă a circuitului de prelucrare a semnalelor analogice este dată în fig.4.30.

Comanda circuitului de prelucrare a semnalelor analogice se realizează cu ajutorul circuitului de prelucrare a semnalelor digitale, descris în secțiunea 4.6.1, sincronizat cu impulsurile primite de la circuitul de comandă a sistemului, CCS.

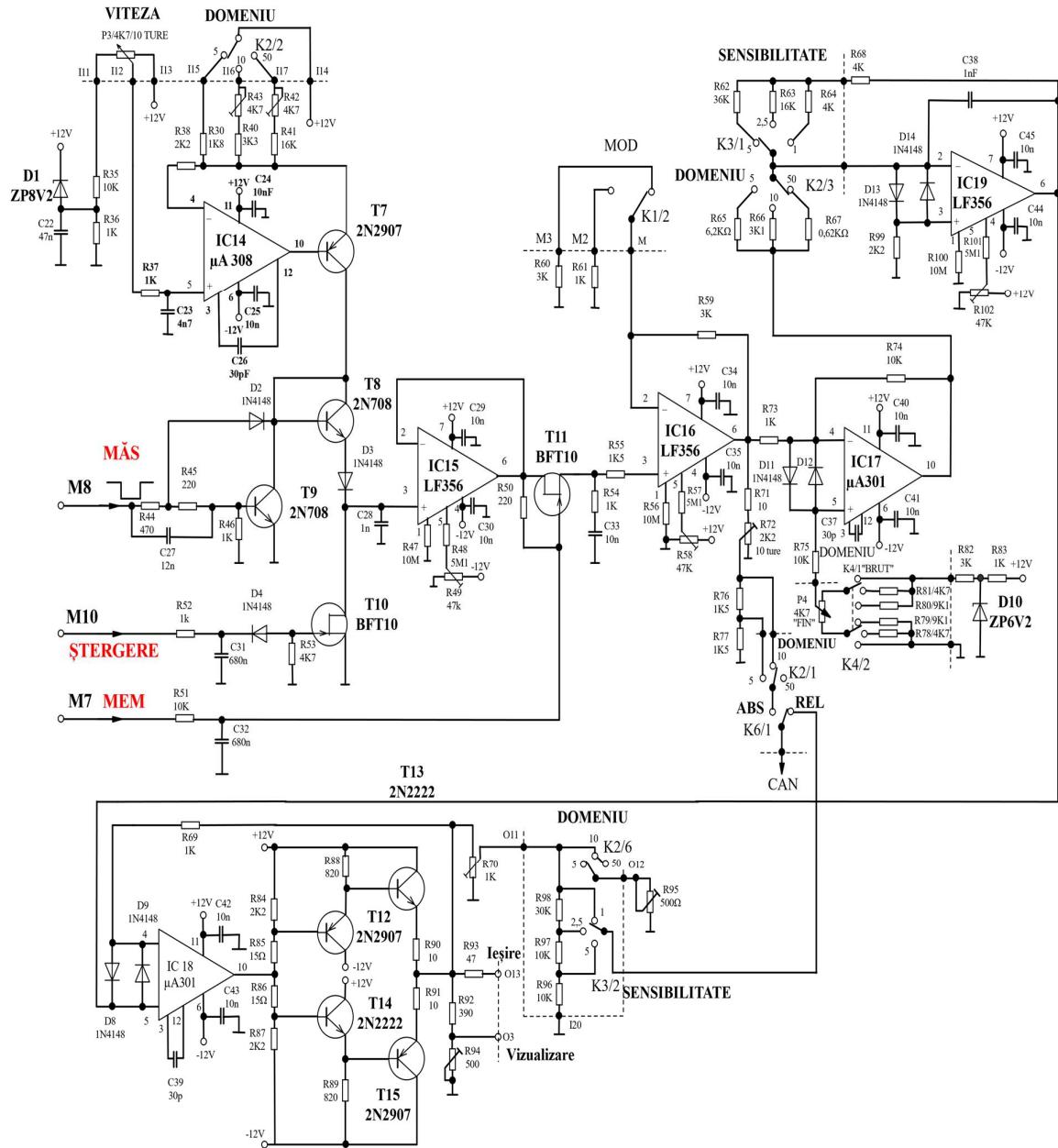


Fig.4.30 Circuitul de prelucrare analogică a semnalelor ecou- schema electrică

Functiile îndeplinite de circuitul CPA sunt următoarele:

- măsoară grosimea peretelui ţevii;
- compară valoarea grosimii peretelui ţevii cu valorile prevăzute de standardul ASME SB 523 [60] referitor la abaterile dimensiunale admisibile ale tuburilor cu destinaţie nucleară. Semnalele de intrare în circuit sunt:
- “MĂS”- măsurare, primit de la circuitul de prelucrare a semnalelor digitale, CPD;
- “MEM” - memorare, primit de la CPD;
- “STERGERE”-semnal primit de la CPD ; acest semnal are rolul de a scurta circuitul condensatorul de memorare, C₂₈.

Semnalele de ieșire din circuit sunt:

- “CAN”- ieșire analogică spre convertorul analog/numeric; pe această ieșire se furnizează o tensiune continuă, proporțională cu grosimea măsurată (comutatorul K6/1 pe poziția “ABS”), sau cu abaterea de la grosimea nominală a țevii, (comutatorul K6/1 pe poziția “REL”);
- -“O13”-ieșire semnal analogic proporțional cu abaterea de la grosimea nominală.
- Currentul de pe această ieșire este suficient de mare pentru a acționa un înregistrător analogic;
- “O14”-ieșire semnal analogic proporțional cu abaterea de la grosimea nominală;
- acest semnal este transmis spre sistemul de achiziție și procesare a datelor, SAD;
- “O3”- ieșire pentru vizualizare pe osciloscop a tensiunii corespunzătoare abaterii de la grosimea nominală.

Funcționarea circuitului CPA

Grosimea peretelui țevii se măsoară și se compară cu valorile prevăzute de standardul ASME SB 523 referitor la abaterile dimensionale admisibile ale tuburilor cu destinație nucleară.

Măsurarea intervalului dintre două impulsuri- ecou succesive de la peretele interior al țevii se face prin generarea unei tensiuni liniar - variabile între cele două semnale-ecou și memorarea valorii analogice a tensiunii de la finalul rampei.

Semnalul “MĂS” primit de la circuitul CPD are o durată egală cu intervalul de timp dintre două semnale-ecou recepționate de la peretele interior al țevii.

Acest interval de timp este proporțional cu grosimea peretelui țevii. Impulsul de măsurare (“MĂS”) prezent la intrarea M₈ se aplică pe baza tranzistorului T₉ prin rezistoarele R₄₄, R₄₅ și condensatorul C₂₇. Acest impuls blochează tranzistorul T₉ și deschide tranzistorul T₈ (utilizat aici ca diodă). În acest fel, tensiunea furnizată de IC₁₄ încarcă condensatorul C₂₈ (2nF/25V, multistrat), pe traseul electric pornind de la sursa de +12V, prin comutatorul K_{2/2}, rezistorul R₃₀ (sau R₄₀, R₄₁), tranzistoarele T₇, T₈ și dioda D₃. Circuitul care generează rampă liniară pe condensatorul C₂₈ este format din AO IC₁₄, tranzistoarele T₇, T₈ și componente pasive aferente.

Circuitul IC₁₄ funcționează ca amplificator neinversor al tensiunii culese de pe cursorul potențiometrului P₃, “VITEZĂ”.

Prin urmare, circuitul IC₁₄ împreună cu tranzistorul T₇ formează un generator de curent constant. Valoarea curentului constant se reglează cu ajutorul potențiometrului P₃, “VITEZĂ”.

Acționând comutatorul K_{2/2}, (DOMENIU) modifică brut rezistența din emitorul tranzistorului T₇, modifică potențialul emitorului și implicit modifică nivelul maxim al tensiunii la care se încarcă condensatorul C₂₈, pentru un anumit domeniu de măsură a grosimii.

Cu comutatorul K_{2/2}, “DOMENIU” fixat pe una din cele trei poziții, dacă acționăm potențiometrul P₁ (VITEZĂ) în sensul măririi potențialului pe intrarea neinversoare a circuitului IC₁₄, pinul 5, acest lucru determină mărirea tensiunii pe ieșirea sa, pinul 10; în acest fel se mărește potențialul bazei tranzistorului T₇, determinând scăderea curentului de colector al lui T₇ și creșterea timpului de încărcare al condensatorului C₂₈. (se micșorează panta semnalului rampă de încărcare a condensatorului C₂₈).

Acționând potențiometrul “VITEZĂ” în sens invers, scade timpul de încărcare al condensatorului C₂₈ (se mărește panta rampei de încărcare a condensatorului C₂₈).

În concluzie, după fixarea unui anumit domeniu de măsură este necesar reglajul pantei rampei, din potențiometrul P₁, "VITEZĂ", pentru a evita terminarea rampei de încărcare a condensatorului înainte de frontul crescător al impulsului "MĂS".

Explicația fizică a necesității reglajului înclinației semnalului rampă este următoarea: din comutatorul "DOMENIU", K_{2/2} alegem limitele între care se încadrează grosimea țevii ce urmează a fi măsurată, dar viteza ultrasunetelor prin peretele țevii depinde de materialul din care este produsă aceasta.

Intervalul de timp dintre două ecouri sucesive se modifică în funcție de viteza ultrasunetului prin peretele țevii. Dacă viteza sonică prin material este mică, intervalul dintre două semnale-ecou se poate mări atât de mult încât semnalul rampă să ajungă la amplitudinea maximă înainte de dispariția impulsului "MĂS". În astfel de situații vom regla potențiometrul P₁ astfel încât panta rampei să acopere domeniul de grosime selectat, adică vom pune în corelație domeniul grosimii măsurate cu viteza ultrasunetelor prin material. Tensiunea cu care se încarcă condensatorul C₂₈ se aplică pe pinul 3 al circuitului integrat IC₁₅, circuit având funcția de repetor de tensiune. Ca urmare, pe drena tranzistorului comutator T₁₁, conectată la ieșirea circuitului IC₁₅, pinul 6, se regăsește potențialul final al rampei liniare, (fig.4.30, semnalul "RAMPĂ" proporțional cu durata impulsului de măsurare, "MĂS").

După 8 µs de la dispariția impulsului "MĂS" circuitul CPD transmite semnalul "MEM" care închide comutatorul realizat cu tranzistorul T₁₁. Acest impuls are durata de 8µs, și, pe durata sa, potențialul de pe ieșirea circuitului IC₁₅, pinul 6 se transmite de la drena tranzistorului T₁₁ la sursă, încarcă condensatorul de memorare, C₃₃, și se aplică prin rezistența R₅₅ pe intrarea neinversoare a circuitului IC₁₆, pinul 3.

Condensatorul C₃₃, care se încarcă prin rezistența R₅₄ pe durata impulsului "MEM", menține pe pinul 3 al IC₁₆ potențialul proporțional cu grosimea măsurată a peretelui, până la următoarea perioadă de măsură, când acest potențial este modificat de o nouă măsurare.

La ieșirea IC₁₆ – pinul 6 se va regăsi tensiunea de pe intrarea sa neinversoare, amplificată, care, în continuare, se aplică prin rezistoarele R₇₁, R₇₂ și comutatorul K_{2/1} la intrarea unui convertor analog- numeric, CAN, care se calibrează astfel încât să afișeze direct grosimea măsurată a peretelui (comutatorul K_{6/1}, poziția "ABSOLUT") sau abaterea de la grosimea nominală a peretelui (comutatorul K_{6/1} pe poziția "RELATIV").

Intrarea inversoare a AO IC₁₆, pinul 2, este conectată la masă prin rezistoarele R₆₁ sau R₆₀, selectate cu comutatorul K₁₂, "MOD". Cu ajutorul acestui comutator modific potențialul intrării neinversoare a circuitului IC₁₆, pinul 2, corespunzător cu modul de măsurare folosit:

-K_{1/2} pe poziția M₂ - măsurarea grosimii se face între două semnale-ecou de la suprafața interioară a țevii;

-K_{1/2} pe poziția M₃ - măsurarea grosimii se face între primul și al treilea semnal ecou.

Cu alte cuvinte, la ieșirea circuitului IC₁₆ – pinul 6 se regăsește o tensiune electrică proporțională cu grosimea peretelui țevii.

Circuitele integrate IC₁₇, IC₁₈ și IC₁₉ sunt utilizate pentru măsurarea abaterii relative a grosimii peretelui și înregistrării acesteia cu un aparat înregistrător analogic, sau procesării cu sistemul de achiziție și procesare a datelor, SAD.

Pentru măsurarea abaterii relative a grosimii peretelui se utilizează un comparator de precizie, realizat cu A.O. -IC₁₇, tip µA-301. Cu ajutorul comutatoarelor K_{4/1}, K_{4/2} și

rezistoarelor R₇₈, R₇₉, R₈₀ și R₈₁ se reglează brut tensiunea de prag a comparatorului pentru fiecare din cele trei domenii de grosime.

Pentru aceasta rezistențele R₇₈, R₇₉, R₈₀ și R₈₁ sunt calculate corespunzător celor trei domenii de grosime ce urmează a fi acoperite de măsurare: 5mm, 10mm și 50mm. Tensiunea de prag se obține din sursa de +12V a sistemului, stabilizată suplimentar cu dioda D₁₀, tip ZP6V2.

Reglajul fin al pragului comparatorului IC₁₇ se realizează cu potențiometrul P₄, „FIN”, cu valoarea de 4,7KΩ/ 10ture. Tensiunea de prag se aplică pe intrarea neinversoare a circuitului comparator de precizie, IC₁₇ –pinul 5.

Tensiunea rezultată în urma comparării este prezentă pe pinul 10 al circuitului IC₁₇, și se aplică prin una din rezistențele R₆₅, R₆₆ sau R₆₇, selectate cu comutatorul K_{2/3} (“DOMENIU”), în funcție de domeniul de grosimi măsurate, pe intrarea inversoare a circuitului IC₁₉, tip LF356, pinul 2.

Rolul circuitului IC₁₉ este de a integra variațiile rapide de grosime pentru a fi puse în evidență de un înregistrator analogic.

Cu comutatorul K_{3/1} se selectează, corespunzător domeniului de măsură a grosimii, una dintre rezistențele R₆₂, R₆₃ sau R₆₄ care se conectează în bucla de reacție a circuitului integrator, în paralel cu condensatorul de integrare, C₃₈, modificând astfel în trepte sensibilitatea acestuia.

Semnalul de la ieșirea circuitului integrator IC₁₉ (pinul 6) se aplică pe intrarea neinversoare a circuitului IC₁₈, (pinul 5).

Acest circuit, împreună cu amplificatorul realizat cu tranzistoarele T₁₂, T₁₃, T₁₄ și T₁₅ constituie un amplificator de putere și precizie mare, care furnizează convertorului analog-numeric, pe poziția “REL” a comutatorului K_{6/1}, o tensiune proporțională cu abaterea de la grosimea nominală a țevii măsurate. Semnalul de la ieșirea amplificatorului este ajustat fin prin rezistențele semireglabile R₇₀ și R₉₅ astfel încât indicația CAN să fie calibrată direct în unități de dimensiune. Ieșirea O₃ servește la vizualizarea semnalului de abatere de la grosimea nominală, iar ieșirea O₁₃ transmite semnalul spre înregistratorul analogic.

La sfârșitul perioadei de măsurare a grosimii, circuitul de prelucrare digitală transmite un impuls de “STERGERE” care se aplică pe poarta tranzistorului T₁₀.

Tranzistorul T₁₀ se deschide și scurtează circuitul C₂₈, pregătindu-l pentru o nouă măsurare. Acesta se va încărca, în următoarea perioadă de măsurare, cu un nou potențial proporțional cu grosimea țevii măsurate.

Proiectarea generatorului de tensiune liniar variabilă

În această schemă am utilizat amplificatoarele operaționale cu precădere în conexiunea de amplificator neinvensor, pentru că, în această conexiune rezistența de intrare în circuit este foarte mare, de ordinul sutelor de KΩ, și nu permite descărcarea condensatoarelor de memorare. Amplificatoarele operaționale utilizate sunt de tipul LF356 (IC₁₅, IC₁₆, IC₁₉), μA308 (IC₁₄) și μA301 (IC₁₇, IC₁₈) [62].

Circuitul integrat LF356 este un amplificator operațional cu intrare MOS; acesta prezintă caracteristici electrice care îl recomandă pentru realizarea circuitelor cu zgomot redus și curenți mici, cum este circuitul de eșantionare și memorare: curent minim de intrare, (Low Input Bias Current), I_L=30pA, impedanță de intrare mare, Z_{in}=10¹²Ω, curent de intrare de zgomot=0,01pA/√Hz.

Considerăm că, prin comutatorul K_{2/2} este conectată rezistența R₃₀ la sursa de +12V; În această configurație, grosimea maximă a peretelui țevii ce poate fi măsurată este d=5mm. Durata impulsului “MĂS” este, în această situație:

$$\Delta t = \frac{2 \cdot d}{v_s} = \frac{2 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{5400} = 18,5 \cdot 10^{-7} \text{ s} \quad (4.101)$$

În intervalul Δt, condensatorul C₂₈ se încarcă de la sursa de alimentare de +12V prin rezistența R₃₀, tranzistorul T₇, tranzistorul T₈ (conectat ca diodă) și dioda D₃.

Circuitul integrat IC₁₄, împreună cu tranzistorul T₇ formează un *generator de curent constant comandat în tensiune*, [63], [64], cu o rezistență mare de ieșire și precizie ridicată.

Tensiunea de comandă se aplică pe pinul 5 – intrarea neinversoare a amplificatorului operațional IC₁₄ – prin acționarea potențiometrului P₃, ”VITEZĂ”.

Tensiunea pe rezistență de emitor a tranzistorului T₇ este precis controlată de tensiunea V₅ de pe pinul 5, intrarea neinversoare a IC₁₄.

Curentul prin rezistență de emitor se poate approxima ca fiind curentul I_{E7}, întrucât curentul care trece prin R₃₈ spre intrarea inversoare a amplificatorului operational este neglijabil.

Prin urmare există relația:

$$I_{E7} = \frac{V^+ - V_5}{R_{E7}} \quad (4.102)$$

unde V⁺=12V, V₅ este tensiunea pe pinul 5-intrarea neinversoare a circuitului IC₁₄, reglată cu potențiometrul P₃ iar R_{E7} este rezistența din emitorul tranzistorului T₇, selectată cu comutatorul K_{2/2}, în funcție de domeniul grosimilor măsurate (R₃₀, R₄₀ sau R₄₁).

Rezultă în continuare:

$$I_{C7} = \frac{\beta}{\beta+1} \cdot I_{E7} = \frac{\beta}{\beta+1} \frac{V^+ - V_5}{R_{E7}} \quad (4.103)$$

Tensiunile continue de pe intrările inversoare și neinversoare ale AO sunt egale întrucât AO nu acceptă tensiuni de decalaj între intrări: V₅ = V₄.

Tensiunea de comandă, V₅ se poate regla cu ajutorul potențiometrului P₃ între limitele:

$$V_{5\max} = V^+ = 12V \text{ și } V_{5\min} = V^+ - U_{P3} = U_{D1} + U_{R35}. \quad (4.104)$$

$$U_{(P3+R35)} = V^+ - U_{D1} = 12V - 3,8V = 8,2V \quad (4.105)$$

Aleg pentru potențiometrul de reglaj (“VITEZĂ”) valoarea P₃=4,7KΩ și rezultă în continuare:

$$U_{R35} = U_{(P3+R35)} \cdot \frac{R_{35}}{P_3 + R_{35}} \quad (4.106)$$

Aleg U_{R35}=5,6V și rezultă din calcul R₃₅=10,1 KΩ și U_{5min}=9,4V

Aleg pentru R₃₅ valoarea standardizată R₃₅=10KΩ.

Prin urmare, pentru poziția “d=5mm” a domeniului grosimii, curentul constant de încărcare a condensatorului C₂₈ este I_{E1}(fig.4.31):

$$I_{E1} = \frac{V^+ - V_{5min}}{R_E} = \frac{12V - 9,4V}{R_{30}} \quad (4.107)$$

Aleg pentru curentul de emitor al tranzistorului T₇, I_{E1}=1,4mA și rezultă R_{E1}:

$$R_{E1} = \frac{V^+ - V_{5min}}{I_{E1}} = \frac{2,6V}{1,4m} = 1,85K\Omega \quad (4.108)$$

Aleg pentru R_{E1}=R₃₀ valoarea standardizată, R₃₀=1,8KΩ

Pentru domeniul de grosime d=10mm, curentul constant de încărcare a condensatorului C₂₈ va trebui să fie de două ori mai mic, deci:

$$I_{E2} = 0,7mA \rightarrow R_{E2} = \frac{V^+ - V_{5min}}{I_{E2}} = \frac{2,6V}{0,7m} = 3,71K\Omega \quad (4.109)$$

Aleg pentru R_{E2}=R₄₀ valoarea standardizată R₄₀=3,3KΩ și reglez fin, cu ajutorul rezistenței semireglabile R₄₃ până când R₄₀+R₄₃=3,71KΩ.

Pentru domeniul de grosime d=50mm curentul constant va fi $I_{E3} = \frac{I_{E1}}{10} = 0,14mA$.

Rezultă valoarea rezistenței R_{E3}=R₄₁:

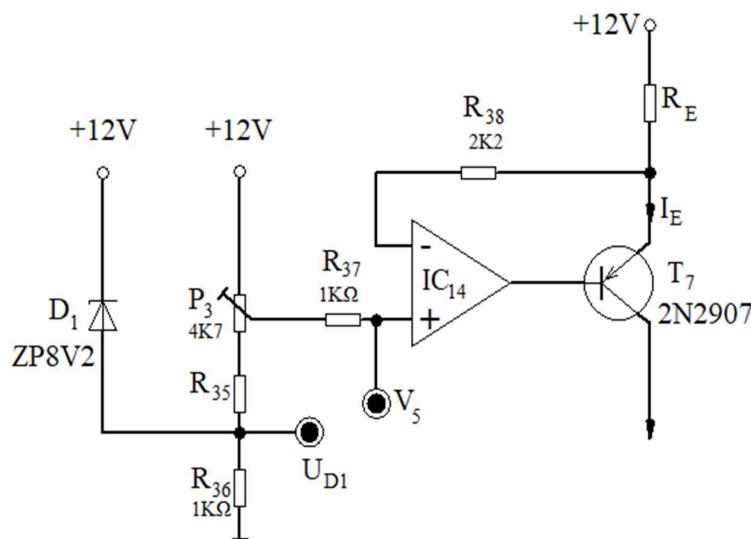


Fig 4.31.Schema de calcul pentru generatorul de curent IC₁₄

$$R_{E3} = \frac{V^+ - V_{5min}}{I_{E3}} = \frac{2,6V}{0,14mA} = 18,57K\Omega \quad (4.110)$$

Aleg pentru R₄₁ valoarea standardizată R₄₁=16KΩ și ajustez valoarea rezultată din calcul cu ajutorul rezistenței semireglabile R₄₂.

Aplicând teorema a doua a lui Kirchhoff pe acest circuit, rezultă:

$$R_{30} \cdot i + U_{EC7} + U_{BE8} + U_{D3} + u_C = 12V \quad (4.111)$$

Punctul static de funcționare al tranzistorului T_7 se alege astfel încât $U_{EC7}=2,4V$, tensiunea $U_{BE8}=U_{D3} = 0.6V$ și relația (4.111) devine succesiv:

$$R_{30}C_{28} \frac{du_c}{dt} + 2,4V + 2 \cdot 0,6V + u_c = 12V \quad (4.112)$$

$$R_{30}C_{28} \frac{du_c}{dt} + u_c = 8,4V \quad (4.113)$$

a cărei soluție este:

$$u_c = 8,4V(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (4.114)$$

unde $\tau=R_{30}C_{28}$. Pentru ca încărcarea condensatorului C_{28} să poată fi considerată liniară, pe durata Δt , C_{28} trebuie să se încarce la 40% din valoarea finală:

$$1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} = 0,4 \quad (4.115)$$

$$e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} = 0,6 \quad (4.116)$$

$$\tau = \frac{-4}{\ln 0,6} = \frac{-1,5 \cdot 10^{-7}}{-0,51} = 36,27 \cdot 10^{-7}s \quad (4.117)$$

$$\tau = R_{30} \cdot C_{28} = 36,27 \cdot 10^{-7}s \quad (4.118)$$

Aleg $C_{28}=2nF$ și rezultă $R_{30}=1,8K\Omega$.

Dacă grosimea maximă a peretelui este $d=10mm$,

$$\Delta t = \frac{2 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{5400} = 37 \cdot 10^{-7}s \quad (4.119)$$

$$\tau = R_{40}C_{28} = \frac{37 \cdot 10^{-7}}{0,51} = 72,54 \cdot 10^{-7}s \quad (4.120)$$

și pentru $C_{28}=2nF$ rezultă $R_{40}=3,62K\Omega$. Aleg $R_{40}=3,3K\Omega$ și reglez valoarea rezistenței semireglabile R_{43} pentru a obține durata constantei de timp, $\tau=72,54 \cdot 10^{-7}s$.

Același calcul se face pentru cazul când grosimea maximă a peretelui țevii este 50mm:

$$\Delta t = \frac{2 \cdot 50 \cdot 10^{-3}}{5400} = 185,1 \cdot 10^{-7}s \quad (4.121)$$

$$\tau = R_{41}C_{28} = \frac{185,1 \cdot 10^{-7}}{0,51} = 362,74 \cdot 10^{-7}s \quad (4.122)$$

și pentru aceeași valoare a condensatorului $C_{28}=2nF$ rezultă $R_{41}=18K\Omega$. Aleg valoarea standardizată $R_{41}=16K\Omega$ și reglez fin valoarea lui τ din rezistență semireglabilă R_{42} .

Proiectarea circuitului de măsură. Circuitul integrat IC16 este un amplificator neinversor. Comutatorul K_{1/2} selectează rezistența de punere la masă a intrării inversoare: R₆₀ sau R₆₁.

În cazul măsurării grosimii între primul și al treilea semnal ecou, tensiunea electrică echivalentă măsurării, pe intrarea neinversoare a circuitului IC16, pinul 3 este de două ori mai mare decât în cazul măsurării grosimii între primul și al doilea semnal ecou. Prin urmare amplificarea circuitului IC16, în cazul măsurării grosimii între primul și al treilea semnal ecou trebuie să fie de două ori mai mică decât în cazul măsurării grosimii între primul și al doilea semnal ecou.

Pentru cazul măsurării grosimii între primul și al doilea semnal ecou aleg amplificarea A₁=4 și rezistența de reacție R₅₉=3KΩ și rezultă:

$$A_1 = 1 + \frac{R_{59}}{R_{61}} \rightarrow \frac{R_{59}}{R_{61}} = A_1 - 1 = 4 - 1 = 3 \rightarrow R_{61} = \frac{R_{59}}{3} = 1K\Omega \quad (4.123)$$

În cazul când măsurarea grosimii se face între primul și al treilea semnal ecou amplificarea trebuie să fie de două ori mai mică decât A₁:

$$A_2 = 1 + \frac{R_{59}}{R_{60}} - \frac{A_1}{2} = 2 \rightarrow R_{60} = \frac{R_{59}}{\frac{A_2 - 1}{2}} = 3K\Omega \quad (4.124)$$

Cu ajutorul rezistențelor R₅₆, R₅₇ și R₅₈ se reglează offset-ul amplificatorului operational IC₁₆ (LF-356).

Circuitul integrat IC₁₇ este utilizat în configurația de comparator cu prag reglabil. Tensiunea de prag poate lua valori în intervalul 0V÷5,1V împărțit în trei trepte de câte 1,7V fiecare, corespunzătoare celor trei domenii de grosime. Selectarea tensiunii de prag se realizează cu comutatoarele K_{4/1} și K_{4/2} ("DOMENIU-BRUT") astfel:

➤ treapta I (fig.4.32):

$$U_{max} = 6,2V \cdot \frac{P_4 + R_{79}}{R_{82} + P_4 + R_{79}} = 5,1V \quad (4.125)$$

$$U_{min} = 6,2V \cdot \frac{R_{79}}{R_{82} + P_4 + R_{79}} = 3,4V \quad (4.126)$$

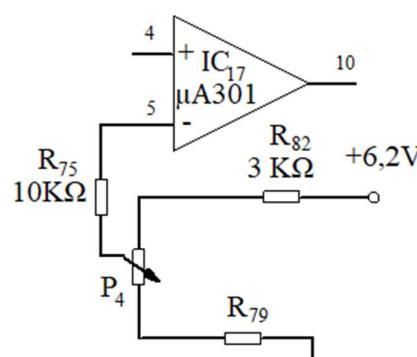


Fig 4.32 Schema de calcul pentru treapta I „DOMENIU”

Aleg rezistența R₈₂=3KΩ și rezolvând sistemul format din ecuațiile (4.125) și (4.126) unde R₇₉

și P_4 sunt necunoscute, rezultă soluția $P_4=4.63\text{K}\Omega$ și $R_{79}=9.27\text{K}\Omega$. Aleg valorile standardizate: $P_4=4.7\text{K}\Omega$ și $R_{79}=9.1\text{K}\Omega$.

➤ treapta II (fig.4.33):

$$U_{\max} = 6.2V \cdot \frac{P_4 + R_{78}}{R_{82} + R_{81} + P_4 + R_{78}} = 5.1V - 1.7V = 3.4V \quad (4.127)$$

$$U_{\min} = 6.2V \cdot \frac{R_{78}}{R_{82} + R_{81} + P_4 + R_{78}} = 5.1V - 3.4V = 1.7V \quad (4.128)$$

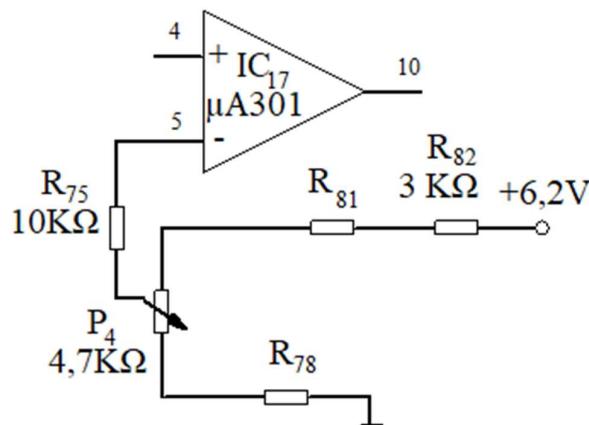


Fig. 4.33 Schema de calcul pentru treapta II „DOMENIU”

Sistemul format din cele două ecuații, (4.127) și (4.128), cu necunoscutele R_{78} și R_{81} are soluția: $R_{78}=4.63\text{K}\Omega$, $R_{81}=4.63\text{K}\Omega$; Aleg valorile standardizate $R_{78}=R_{81}=4.7\text{K}\Omega$.

➤ treapta III(fig. 4.34):

$$U_{\max} = 6.2V \cdot \frac{P_4}{R_{82} + R_{80} + P_4} = 1.70V \quad (4.129)$$

$$U_{\min} = 0V \quad (4.130)$$

Din ecuația 4.102 rezultă $R_{80}=9.27\text{K}\Omega$. Aleg valoarea standardizată $R_{80}=9.1\text{K}\Omega$

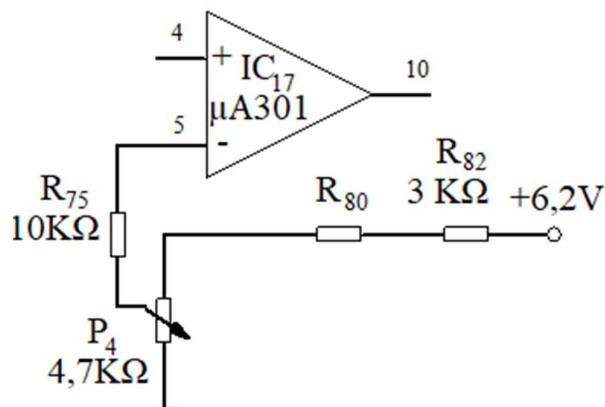


Fig.4.34 Schema de calcul pentru treapta III „DOMENIU”

Circuitul integrat IC₁₉ este utilizat ca integrator. Semnalele de intrare aplicate pe intrarea sa inversoare, pinul 2, sunt impulsuri cu amplitudinea proporțională cu abaterea de la grosimea peretelui țevii, cu durata egală cu a impulsului “MEM”-8μs, și care se succed cu o frecvență egală cu frecvența de comandă a sistemului.

Circuitul integrator realizat cu IC₁₉ are rezistență de reacție comutată prin K_{3/1} “SENSIBILITATE”, cu valorile corespunzătoare celor trei trepte de sensibilitate, aflate în raportul 1/2,5/5

Constanta de integrare corespunzătoare poziției “1” a comutatorului are expresia:

$$\tau_1 = (R_{68} + R_{64}) \cdot C_{38} \quad (4.131)$$

Impun condiția ca valoarea constantei de timp să fie cel puțin egală cu durata impulsului “MEM”, de 8μs, aleg valorile C₃₈=1nF, R₆₈=4KΩ și rezultă valoarea rezistenței comutate pe poziția “1” a comutatorului K_{3/1}:

$$R_{64} = \frac{8 \cdot 10^{-6}}{C_{38}} - R_{68} = 4K\Omega \quad (4.132)$$

Pe poziția “2,5” a comutatorului K_{3/1} se introduce rezistență R₆₃ în serie cu rezistența R₆₈ pentru a se obține constanta de integrare τ₂=2,5•τ₁=20μs:

$$\tau_2 = (R_{63} + R_{68}) \cdot C_{38} = 20\mu s \quad (4.133)$$

De unde rezultă valoarea rezistenței R₆₃:

$$R_{63} = \frac{20 \cdot 10^{-6}}{C_{38}} - R_{68} = 16K\Omega \quad (4.134)$$

Pe poziția “5” a comutatorului K_{3/1} se introduce rezistență R₆₂ în serie cu rezistența R₆₈ pentru a se obține constanta de integrare τ₃=5•τ₁=40μs:

$$\tau_3 = (R_{62} + R_{68}) \cdot C_{38} = 40\mu s \quad (4.135)$$

și calculez valoarea rezistenței R₆₂:

$$R_{62} = \frac{40 \cdot 10^{-6}}{C_{38}} - R_{68} = 36K\Omega \quad (4.136)$$

Rezistența de intrare în IC₁₉ se selectează cu comutatorul K_{2/3} (“DOMENIU”) astfel încât să se asigure domeniul maxim de măsurare a grosimii în trei subdomenii: 5mm, 10mm, 50mm. Pentru primul domeniu de măsură, dmax=5mm, se comută K_{2/3} pe poziția “5” și se introduce în circuit, între ieșirea IC₁₇ și intrarea IC₁₉ rezistența R₆₅ a cărei valoare am ales-o egală cu 6,2KΩ. Considerind liniaritatea amplificării A.O. utilizat în schemă, voi calcula rezistențele care se introduc în circuitul de reacție al A.O., în paralel cu condensatorul de integrare, C₃₈, pentru celelalte două domenii de grosime, selectate cu comutatorul K_{2/3} (“DOMENIU”):
-pentru domeniul de grosime maximă d=10mm se introduce în circuit rezistența R₆₆:

$$R_{66} = R_{65} \cdot \frac{5}{10} = 3,1\text{K}\Omega \quad (4.137)$$

-pentru domeniul de grosime maximă d=50mm se introduce în circuit rezistența R₆₇:

$$R_{67} = R_{65} \cdot \frac{5}{50} = 0,62\text{K}\Omega \quad (4.138)$$

Diodele D₁₃ și D₁₄ sunt diode de comutație de tipul 1N4148 și au rolul de a proteja intrarea circuitului IC₁₉, tip LF356, împotriva semnalelor parazite care pot apărea pe durata acțiunii comutatoarelor.

Rezistențele R₁₀₁ și R₁₀₂ sunt utilizate pentru reglajul de offset al amplificatorului operațional IC₁₉.

Circuitul IC₁₈, tip μA 301 este utilizat ca amplificator al tensiunii corespunzătoare abaterii de la grosimea nominală, după ce aceasta a fost integrată de IC₁₉. Ieșirea circuitului IC₁₉, pinul 6 este conectată la intrarea neinversoare a circuitului IC₁₈, pinul 5. În bucla de reacție a A.O. IC₁₈ am introdus rezistența R₆₉, dar, între ieșirea A.O. și rezistența de reacție R₆₉ am introdus amplificatorul de putere realizat cu tranzistoarele T₁₂, T₁₃, T₁₄, T₁₅ și componente pasive aferente. Cu această schemă am obținut un amplificator de putere cu sensibilitate ridicată și raport semnal-zgomot mare.

4.6.3 Sistemul de achiziție a datelor, decizie și afișare

Valoarea abaterii de la grosimea nominală, în microni, este convertită în mV de circuitul de prelucrare a semnalelor analogice, (CPA), și furnizată pe ieșirea “O₁₄”.

În această secțiune propun un circuit de interfață pentru achiziția și interpretarea datelor cu ajutorul computerului (fig.4.35).

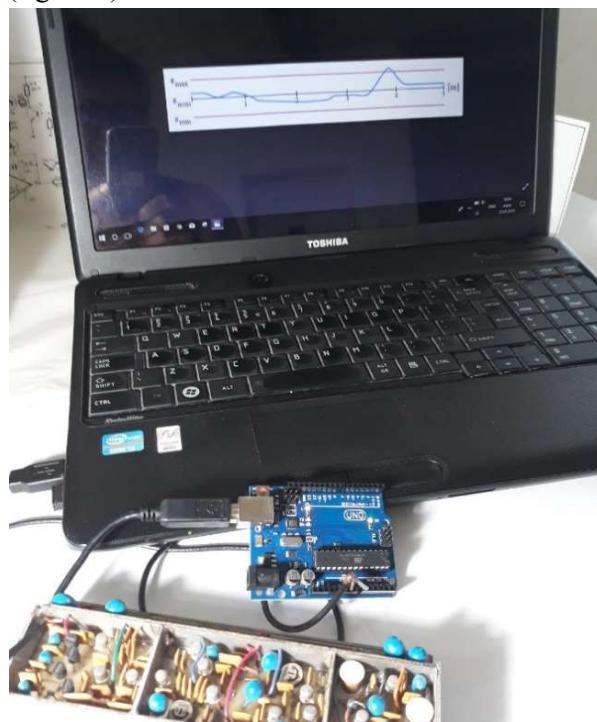


Fig.4.35 Sistem de achiziție/interpretare a datelor – foto

Pentru implementarea sistemului de achiziție a datelor am utilizat o placă de dezvoltare ARDUINO UNO echipată cu procesor Atmega-328p, conectată la calculator prin interfața USB2/0.(fig.4.35). Placa de dezvoltare execută un *program de achiziție a datelor* care realizează în timp real compararea grosimii măsurate, convertită în mV, cu valorile limită admise, minimă și maximă, ale grosimii, prevăzute în standard.

Circuitul CPA, furnizează, la fiecare măsurare, o tensiune proporțională cu abaterea de la grosimea nominală a țevii.

În același timp placa ARDUINO UNO generează prin program două praguri de tensiune corespunzătoare limitelor admisibile ale abaterii: un prag corespunzător abaterii maxime, $g_{\max} > g_{\text{nom}}$ și un prag corespunzător abaterii minime, $g_{\min} < g_{\text{nom}}$.

Măsurarea este sincronizată cu impulsuri primite de la un traductor de poziție montat pe sistemul de deplasare a țevii prin instalație. În acest fel, orice depășire a celor două praguri este însoțită de informația de coordonată curentă a lungimii țevii.

Rezultatul măsurării este afișat pe ecranul calculatorului, sub forma unei reprezentări grafice(fig 4.36). În acest fel fiecare țeavă controlată este însoțită de un buletin de control care conține reprezentarea grafică a rezultatelor controlului, o listă cu coordonatele țevii unde s-au înregistrat depășiri ale grosimii nominale și decizia: admis sau respins

Buletinele de control, în format electronic, sunt stocate într-o bază de date și pot fi utilizate pentru corecția parametrilor tehnologici în procesul de fabricare a țevilor.

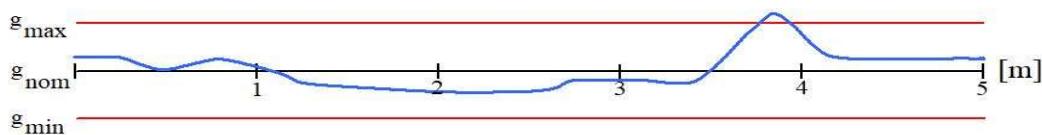


Fig.4.36 Sistemul de achiziție/interpretare - afișarea rezultatelor măsurării

În timpul determinărilor experimentale, pentru verificarea funcționării corecte a sistemului de achiziție a datelor, am conectat intrarea analogică A0 a plăcii ARDUINO UNO la ieșirea circuitului formator de impulsuri (fig.5.4), iar pe intrarea I1 a acestui circuit am introdus o tensiune variabilă în limitele corespunzătoare grosimii de perete admisibile, g_{\max} și g_{\min} .

Programul de achiziție a datelor (scris în limbajul C++) este listat în Anexa 1.

Capitolul 5

Sistem automat pentru determinarea câmpului acustic (SADCA) al traductoarelor de ultrasunete

5.1 Introducere

Pentru controlul nedistructiv al dimensiunilor și defectelor pieselor din metal, se folosesc traductoare ultrasonice focalizate. Cunoașterea formei și a dimensiunilor câmpului acustic este importantă pentru asigurarea unui control defectoscopic corect în corelație cu standardele de asigurare a calității.

În literatura de specialitate sunt menționate mai multe metode de determinare a câmpului ultrasonic generat de traductorul piezoceramic de ultrasunete.

În subcapitolul 5.2 este expusă o metodă de vizualizare a câmpului acustic având la bază principiul Schlieren iar în subcapitolul 5.3 este prezentat modul de calcul al presiunii acustice generate de traductoarele ultrasonice.

Subcapitolul 5.4 este dedicat Sistemului Automat pentru Determinarea Câmpului Acustic (SADCA) elaborat, proiectat, construit și experimentat de mine. Sunt menționate sarcinile sistemului, sunt descrise structura și principiul de funcționare al acestuia.

În final, sunt redate rezultatele experimentale obținute prin măsurări ale câmpului acustic generat de un traductor focalizat cilindric, cu frecvența de 10 MHz .

5.2 Principiul Schlieren de vizualizare a câmpului acustic

Evaluarea câmpului acustic a fost studiată și de alți specialiști. De exemplu, Thorsten Neumann și Helmut Ermert [65] au propus o metodă de vizualizare a câmpului acustic pe baza principiului Schlieren: utilizând o undă luminoasă plană ce se propagă pe o direcție perpendiculară pe axa de simetrie a câmpului ultrasonor emis de un traductor piezoelectric se vizualizează rezultatul interferenței dintre cele două unde [66].

Sistemul Schlieren se bazează pe modificarea indicelui de refracție în lichide transparente, gaze sau chiar în solide sub acțiunea presiunii acustice.

Se utilizează un emițător de ultrasunete (traductor) imersat într-o cuvă cu apă sau alt lichid transparent și un generator de impulsuri luminoase.

Intervalul de timp dintre emisia ultrasonică și radiația impulsurilor de lumină este foarte precis definit, astfel încât din interacțiunea celor două unde se evidențiază optic, în spectrul vizibil, forma undei ultrasonice.

De asemenea se pun în evidență efectele de interacțiune a undei sonice cu discontinuități și obstacole, reflexia, refracția și difracția undei.

Sistemul descris utilizează ca sursă de lumină o diodă laser care emite impulsuri luminoase cu lungimea de undă $\lambda = 850\text{nm}$, cu apertura fascicolului suficient de mică ($200\mu\text{m} \times 20\mu\text{m}$) astfel încât să fie considerată sursă punctuală.

Frecvența de repetiție a impulsurilor de lumină este egală cu frecvența de repetiție a impulsurilor ultrasonice. Dacă se realizează o întârziere controlată, între emisia undei sonore și emisia luminoasă, se poate vizualiza propagarea undei ultrasonice.

Explicația fenomenului constă în aceea că unda ultrasonică se comportă, pe durata deplasării ei prin lichid, ca o rețea de difracție, deoarece undele de presiune sonică produc o variație periodică a densității mediului prin care se propagă (lichid) deci produc o variație a indicelui de refracție al lichidului.

Prin urmare, undă luminoasă suferă un fenomen de difracție cu un unghi proporțional cu raportul lungimilor de undă ale celor două unde (ultrasonică și luminoasă).

Captarea imaginii se realizează cu o camera video cu senzor electronic de lumină tip CCD ("Charge Coupled Device") de înaltă rezoluție, declanșată de un circuit electronic care realizează un "timp de întârziere" pentru ca imaginea captată să fie sincronizată.

Metoda prezintă însă mai multe dezavantaje: este complicată, se realizează cu costuri mari și se aplică numai câmpurilor acustice cu frecvențe mai mici de 10MHz; de aceea nu este deosebit de atractivă.

5.3 Calculul presiunii acustice generate de traductoarele ultrasonice

Câmpul acustic poate fi determinat și analitic. Considerăm un radiator (traductor ultrasonic) fixat pe un sistem de coordonate sferice cu originea în centrul geometric al traductorului.

Axa Oy a sistemului de coordonate se alege astfel încât să conțină toate punctele în care presiunea acustică este maximă.

Câmpul acustic generat de traductorul cu suprafața S este compus prin interferență surselor sferice elementare, care sunt distribuite pe suprafață, conform principiului lui Huygens:

$$dP = \frac{ikZc}{\psi v} \frac{e^{-ik}}{r} dQ_v \quad (5.1)$$

unde: $k=2\pi/\lambda$ - vectorul de undă;

$Zc=\rho_0 c_0$ - impedanța caracteristică a mediului în care unda se propagă;

ψ_v - unghiul solid de radiație al elementului de suprafață dS;

$dQ_v = V_n(S)dS$ - debitul sursei sferice elementare centrată pe elementul de suprafață dS;

$V_n(S)$ - componenta normală a vitezei elementului de suprafață dS;

r - distanța de la elementul de suprafață dS la punctul de observație.

Considerând expresia surselor sferice elementare de radiație (relația 5.1) pe suprafața S a radiatorului rezultă integrala Rayleigh – Huygens, RH:

$$P(r_c) = \frac{ikZc}{\psi v} \int_S \frac{e^{-ikr}}{r} dO_v \quad (5.2)$$

Cu relația (5.2) se poate calcula presiunea acustică în câmpul apropiat (zona Fresnel) și în câmpul îndepărtat (zona Fraunhofer), la frecvențe mici sau mari.

Considerând suprafața radiatorului sferic, S, finită, integrala RH este convergentă și se poate calcula.

Deși bine fundamentată din punct de vedere matematic, această metodă nu poate fi folosită ca atare, în practică, deoarece presiunea sonoră ce caracterizează câmpul din jurul traductorului este influențată de o mulțime de factori greu de luat în considerare; regiunile din spațiu în care există presiune acustică și valorile acesteia sunt, de aceea, diferite de cele calculate.

5.4. Sistem Automat pentru Determinarea Câmpului Acustic, SADCA

Sistemul automat de determinare a câmpului ultrasonic din proximitatea traductoarelor piezoelectrice a fost proiectat, construit și experimentat de mine ținând seama de specificațiile standardului ASTM E 1065 [67].

Sistemul este capabil să îndeplinească următoarele sarcini:

- afișează, pe ecranul unui calculator, distribuția intensității câmpului ultrasonic generat de un traductor piezoceramic, într-un plan perpendicular pe suprafața traductorului și care conține axa de simetrie a acestuia;
- stabilește poziția focalului fasciculului ultrasonic emis de traductor; informația despre poziția focalului este necesară deoarece, în cazul măsurătorilor efectuate asupra unor obiecte metalice, acestea trebuie să se afle dincolo de focar, în "câmpul îndepărtat"

(regiunea Fraunhoffer).

- afișează pe ecranul unui calculator distribuția câmpului ultrasonic creat de traductorul piezoceramic studiat, în plane perpendiculare pe axa geometrică a traductorului;
- compară câmpul ultrasonic detectat cu un nivel prestabilit și pune în evidență numai regiunile din spațiu în care câmpul depășește acest nivel.

Principiul de bază al funcționării standului este următorul: în spațiul din fața traductorului este poziționat un reflector sferic [68], [69], [70] mobil, de dimensiuni suficient de mici încât să nu perturbe câmpul limitrof. Reflectorul retrimit către traductor impulsurile ultrasonice primite. Traductor convertește impulsurile ultrasonice receptionate în semnale electrice care sunt amplificate și prelucrate de circuitele electronice ale sistemului.

Deplasând reflectorul în spațiul din fața traductorului, se obțin informații asupra prezenței și valorii câmpului.[71], [72].

5.4.1 Structura sistemului de determinare a câmpului ultrasonic, SADCA

Sistemul este compus din următoarele componente (fig.5.1):

- cuvă metalică paralelipipedică, plină cu apă; pe unul din pereții verticali ai cuvei este fixat traductorul studiat. Suprafața activă a acestuia (care emite și recepționează ultrasunetele) este paralelă cu planul peretelui cuvei;
- un cărucior, plasat deasupra cuvei, care se poate deplasa pe direcția perpendiculară pe suprafața traductorului. Pe cărucior este montat un dispozitiv pe care este fixat suportul conic al reflectorului sferic, imersat în apă. Reflectorul este realizat conform standardului american ASTME 1065; el este o sferă metalică plină, din oțel inoxidabil, cu diametrul de 3mm. În felul acesta, reflexia undei incidente este mereu aceeași indiferent de poziția reflectorului față de traductor[73],[74], [75].

Suportul reflectorului are formă conică, cu un unghi la vârf de 15 grade astfel încât nu există reflexii nedorite, ale impulsurilor ultrasonice, de la suport.

Dispozitivul menționat poate deplasa reflectorul într-un plan perpendicular pe axa geometrică a traductorului; aşadar, având în vedere și contribuția căruciorului, reflectorul se poate deplasa pe cele trei axe ale spațiului tridimensional.

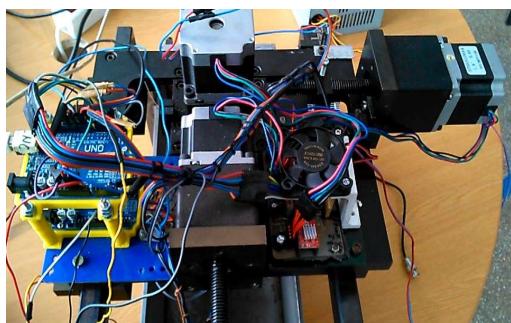


Fig.5.1 Sistemul automat pentru determinarea câmpului acustic al traductoarelor de ultrasunete, SADCA- foto

Elementele menționate în continuare pot fi urmărite și în schema bloc a standului din fig.5.2:

- un ansamblu de trei motoare pas cu pas (MPP) capabile să asigure deplasarea reflectorului în spațiul tridimensional;

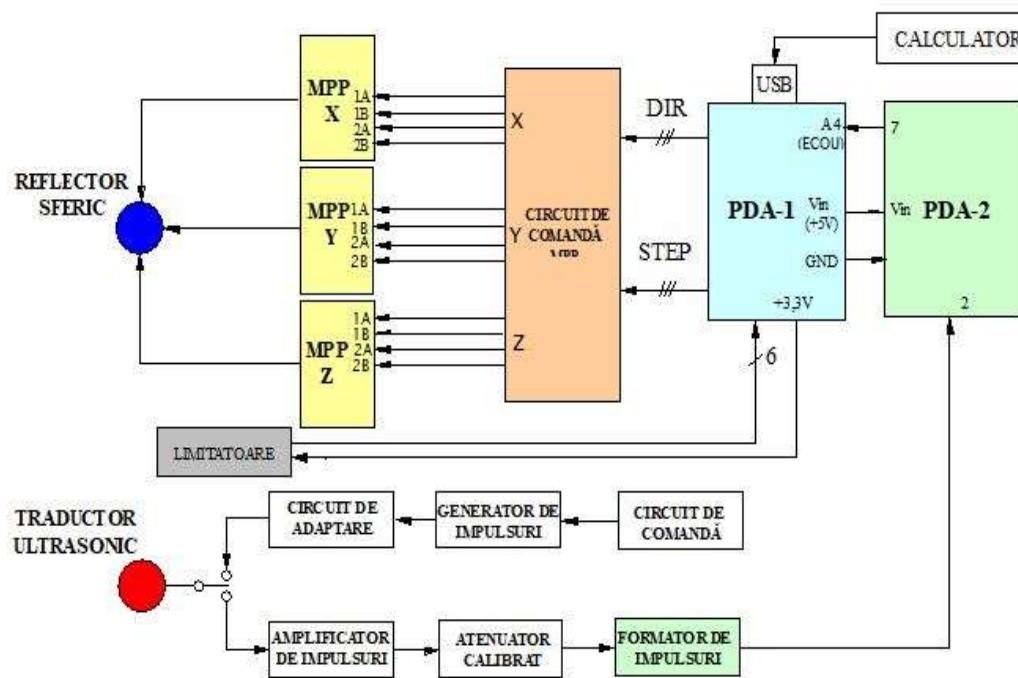


Fig. 5.2.Sistem pentru determinarea câmpului acustic al traductoarelor US- schema bloc și de conexiuni

unde: PDA-1,2-placă de dezvoltare ARDUINO UNO; MPP-motor pas cu pas.

- un ansamblu de drivere pentru comanda motoarelor pas cu pas;
- un sistem de comandă numerică a deplasării pe trei axe ortogonale, tip CNC, implementat cu o placă de dezvoltare Arduino UNO [76] cu microprocessor ATmega328p și software-ul aferent;
- un sistem de achiziție a datelor care primește informații despre semnalele ecou și despre coordonatele spațiale ale reflectorului, implementat cu placa de dezvoltare Arduino UNO – PDA-2 și software-ul aferent acesteia;
- un program grafic pentru trasarea, în timp real, a graficelor suprafețelor izobare rezultate din baleiera câmpului acustic în plan paralel cu axa geometrică a fasciculului ultrasonic sau în plan perpendicular pe această axă;
- circuite limitatoare de cursă;
- un ansamblu electronic care generează impulsurile de excitație aplicate traductorului ultrasonic și preia replicile electrice ale impulsurilor ultrasonice primite de traductor de la reflector, pe care le prelucrează.

Acest ansamblu este format din:

-circuitul de comandă, generatorul de impulsuri și circuitul de adaptare a impedanțelor, pe de o parte;

-amplificatorul de impulsuri, attenuatorul calibrat și formatorul de impulsuri, pe de altă parte.

5.4.2 Funcționarea sistemului de determinare a câmpului ultrasonic (SADCA)- explicația cu ajutorul schemei bloc

Modul de lucru al sistemului SADCA se poate explica cu ajutorul fig 5.2 (schema bloc și a fig.5.3 în care este redată traiectoria reflectorului sferic.

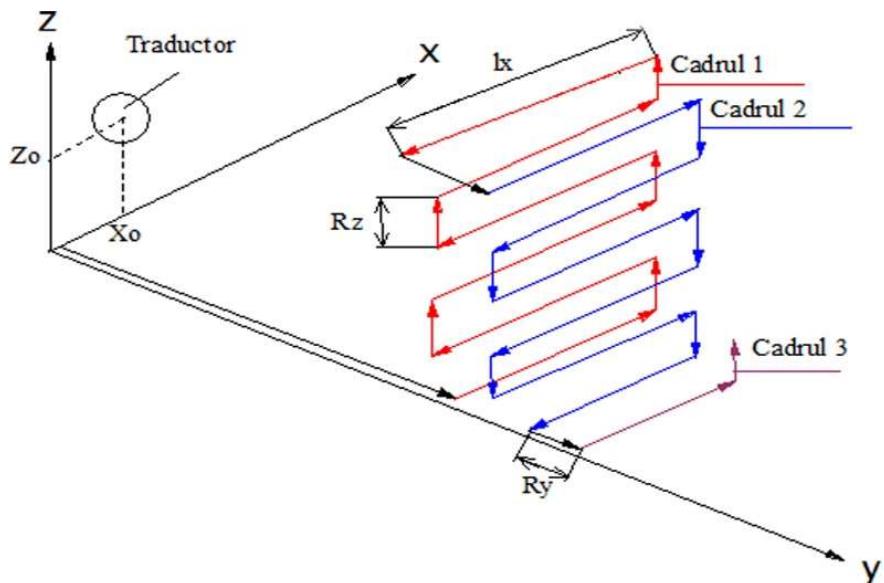


Fig 5.3 Traiectoria reflectorului sferic

Planul xoz al sistemului de referință din figură include suprafața de ieșire a traductorului.

Astfel, coordonatele suprafeței traductorului sunt x_0, o, z_0 .

În figură este reprezentată traiectoria reflectorului sferic atunci când el baleiază dreptunghiuri paralele cu planul xoz. În timpul parcurgerii unei linii orizontale, traductorul emite un număr de n_x impulsuri care sunt trimise înapoi de către reflector, amplificate și prelucrate. Dacă l_x este dimensiunea orizontală a dreptunghiului baleiat și r_x este rezoluția deplasării pe axa ox (cu distanța dintre două măsurători succesive ale amplitudinii impulsurilor reflectate), $n_x = \frac{l_x}{r_x} + 1$. Cadrul vertical este baleiat pe verticală de n_z ori (adică parurge n_z linii). Dacă l_z este latura verticală a cadrului paralel cu planul xoz și r_z este rezoluția deplasării pe axa oz , egală cu distanța dintre două linii orizontale succesive, atunci $n_z = \frac{l_z}{r_z} + 1$.

Pe ecranul calculatorului spotul se deplasează sincron cu reflectorul și, astfel, se afișează regiunile în care reflectorul a primit impulsuri de la traductor (deci, regiunile în care există câmp acustic). Dacă reflectorul se află într-un punct în care nu ajung impulsuri de la traductor (nu există câmp acustic), el nu reflectă impulsuri și ecranul rămâne alb.

De la un cadru la altul, reflectorul se deplasează cu distanța r_y care reprezintă rezoluția

deplasării pe axa oy. Distanța pe care se deplasează reflectorul pe axa oy se notează cu ly și se numește adâncimea volumului baleiat. Dimensiunile cadrului ce urmează a fi baleiat se setează din program ținând seama de geometria câmpului acustic, apriori cunoscută [77],[78], și de rezoluția necesară măsurării pe direcțiile Ox și Oz.

Evident, numărul de cadre baleiate este $n_y = \frac{ly}{ry} + 1$.

5.4.3 Funcționarea blocului electronic de generare a impulsurilor de excitare și de prelucrare a impulsurilor ecou electrice

Circuitul de comandă al sistemului, generatorul de impulsuri, circuitul de adaptare a impedanțelor, amplificatorul de impulsuri și atenuatorul calibrat sunt asemenea celor descrise în capitolul 4.

Circuitul formator de impulsuri furnizează plăcii de dezvoltare PDA-2, tip Arduino Uno căte un impuls cu durată de 100 μ s ori de câte ori traductorul recepționează un impuls ecou cu amplitudinea mai mare decât un anumit prag. Impulsul transmis plăcii PDA-2 are o durată suficient de mare pentru a fi citit de microcontrollerul acestei plăci, dar nu depășește perioada de repetiție a impulsurilor de comandă a generatorului de impulsuri.

Circuitul formator de impulsuri este sincronizat cu impulsurile de comandă a sistemului și are rolul de a masca impulsurile de emisie și orice alte impulsuri ecou care nu provin de la reflectorul sferic.

Schema electrică a circuitului formator de impulsuri este redată în fig. 5.4.

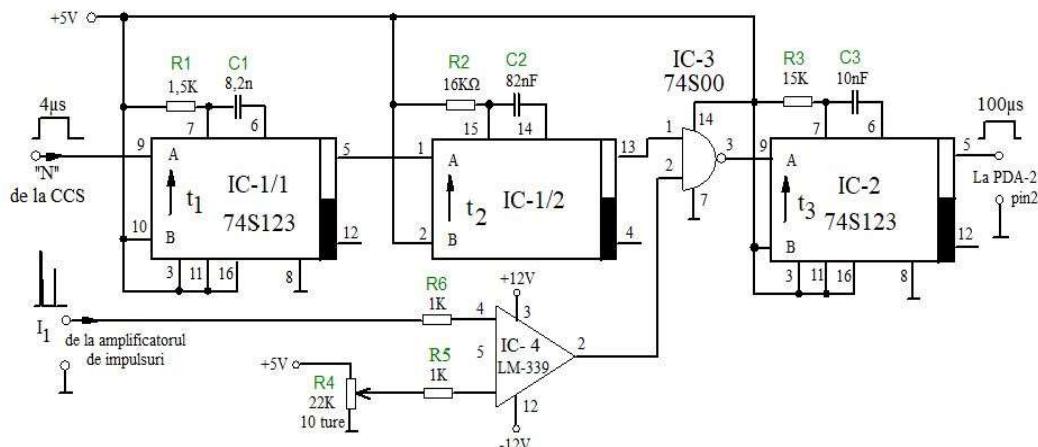


Fig.5.4-Circuit formator de impulsuri

Circuitul IC4, tip LM339 este un comparator de precizie cu prag ajustabil. Atunci când amplitudinea semnalelor ecou provenite de la atenuatorul calibrat (vezi fig.5.3), și aplicate pe intrarea circuitului IC4, pinul 4, depășește potențialul de prag, reglat cu potențiometrul R4, el transmite la ieșirea sa, pe pinul 2, un nivel logic “1” spre intrarea portii logice IC3, (NAND), pinul 2. Pe a doua intrare a portii IC3, pinul 1, se aplică impulsuri obținute prin prelucrarea, cu

ajutorul celor două circuite monostabile, IC_{1/1} și IC_{1/2}, a impulsurilor de comandă a generatorului impulsurilor de excitație. În acest fel sunt blocate toate impulsurile nedorite care ajung pe intrarea circuitului IC₄, pinul 4.

Semnalul de la ieșirea portii logice IC₃, pinul 3, se aplică pe intrarea circuitului monostabil IC₂, pinul 9, care este declanșat și furnizează la ieșire, pe pinul 5 un impuls cu durată de 100μs; acest impuls este citit de procesorul placii de dezvoltare PDA-2, pinul 2.

Placa de dezvoltare Arduino PDA-2 primește de la circuitul formator de impulsuri un semnal digital de prezență a ecoului. Circuitul formator de impulsuri este sincronizat cu impulsurile de comandă a generatorului de ultrasunete și are rolul de a masca impulsurile de emisie și orice alte impulsuri ecou care nu provin de la suprafața reflectorului sferic.

Circuitele monostabile IC_{1/1} și IC_{1/2} formează un impuls cu durată de 98 μs care ieșe pe pinul 13 și se aplică pe intrarea portii IC₃, pinul 1. Acest impuls validează trecerea impulsului ecou de la reflector, prin poarta IC₃, spre intrarea circuitului monostabil IC₂, pinul 9. Circuitul monostabil IC_{1/1} are rolul de a masca impulsul de emisie și pentru acest lucru este suficientă o durată de t₁=8μs a impulsului generat de IC_{1/1}.

Aleg pentru condensatorul C₁ valoarea standardizată C₁=8,2nF și calculez valoarea rezistenței R₁:

$$R_1 = \frac{t_1}{C_1 \cdot \ln 2} = \frac{8 \cdot 10^{-6}}{8,2 \cdot 10^{-9} \cdot 0,69} = 1,41 K\Omega \quad (5.1)$$

Aleg pentru rezistență R₁ valoarea standardizată, R₁=1,5KΩ

Circuitul monostabil IC_{1/2} asigură trecerea impulsului reflectat, prin poarta IC₃, pentru un domeniu maxim de distanță de 10cm în apă, între reflector și traductor.

Considerând viteza sunetului prin apă, v_a = 2200m/s, durata impulsului de validare generat de monostabilul IC_{1/2} este:

$$t_2 = \frac{2 \cdot d}{v_a} = \frac{2 \cdot 10 \cdot 10^{-2}}{2200} = 90 \mu s \quad (5.2)$$

Aleg pentru condensatorul C₂ valoarea standardizată, C₂= 82nF și calculez valoarea rezistenței R₂:

$$R_2 = \frac{t_2}{C_2 \cdot \ln 2} = \frac{90 \cdot 10^{-6}}{8,2 \cdot 10^{-9} \cdot 0,69} = 15,9 K\Omega \quad (5.3)$$

Aleg pentru rezistență R₂ valoarea standardizată, R₂=16KΩ

Circuitul monostabil IC₂ generează un impuls de durată egală cu t₃=100μs, suficient de lung pentru a fi citit de placa de dezvoltare Arduino, PDA-2.

Aleg valoarea rezistenței R₃=15KΩ și calculez valoarea condensatorului C₃ din circuitul extern al monostabilului:

$$C_3 = \frac{t_3}{R_3 \cdot \ln} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{15 \cdot 10^3 \cdot 0,69} = 9,66 nF \quad (5.4)$$

Aleg pentru condensatorul C₃ valoarea standardizată, C₃=10nF.

Acest impuls, cu durată de 100μs, generat de monostabilul IC₂ este citit de placa de achiziție date, PDA-2 și transmis către placa de procesare a datelor, PDA-1. În acest timp, placa PDA-1

conține și informațiile privind coordonatele spațiale ale reflectorului, întrucât ea generează impulsurile de comandă (“DIR” și “STEP”) a driverelor motoarelor pas cu pas care deplasează reflectorul.

Simultan cu primirea acestor informații, placa PDA-2, care este conectată la calculator prin portul USB 2-0, execută programul grafic care redă, pe display-ul calculatorului reprezentarea secțiunii prin câmpul acustic al traductorului.

5.4.4 Funcționarea sistemului de comandă numerică a deplasării (tip CNC) și de reprezentare grafică a câmpului acustic

Sistemul de comandă numerică a deplasării reflectorului sferic pe cele trei axe (x,y,z) utilizează pentru comanda mișării placa de dezvoltare PDA-1 tip ARDUINO UNO [79].

Schema bloc din fig.5.2 evidențiază conexiunile dintre blocurile funcționale ale standului de verificare a câmpului acustic.

În continuare sunt listate mărimile ce caracterizează deplasarea reflectorului sferic în câmpul acustic generat de traductor (fig 5.3):

- r_x – rezoluția deplasării pe axa Ox, egală cu distanța dintre două măsurători successive ale amplitudinii impulsului reflectat;
- l_x - lungimea liniei baleiate pe axa Ox;
- n_x – numărul de măsurători pe o linie x a cadrului: $n_x = \frac{l_x}{r_x} + 1$;
- r_z – rezoluția deplasării pe axa Oz egală cu distanța dintre două linii x succeseive;
- l_z – lungimea liniei z a cadrului baleiat.
- n_z – numărul de linii baleiate pe un cadrul cu dimensiunile $l_x \times l_z$; $n_z = \frac{l_z}{r_z} + 1$;
- r_y – rezoluția deplasării pe axa Oy, egală cu distanța dintre două cadre successive;
- l_y – adâncimea volumului baleiat;
- n_y – numărul de cadre baleiate; $n_y = \frac{l_y}{r_y} + 1$;
- (xo,0,zo)-coordonatele centrului traductorului; axa Oy este paralelă cu axa de simetrie a traductorului;
- y_0 - poziția inițială a reflectorului pe axa Oy; y_0 este planul primului cadr baleiat;
- $y=Y_M$ – ecuația planului care conține punctul de presiune acustică maximă;
- n-numărul total de cadre baleiate;
- k-numărul curent al cadrului baleiat;
- j-numărul curent al liniei x baleiate;
- i-numărul curent al punctului măsurat pe o linie x($i=1,n$).

În starea inițială placa de dezvoltare nu este programată. Pentru a încărca programul GRBL, [80] modificat pentru aplicația prezentă, se conectează placa PDA-1 la laptop prin portul USB 2.0 și se execută operațiunile:

- se copiază programul GRBL în folderul Arduino „Library”;
- se deschide programul Arduino;
- se încarcă din „example” libraria „grbl example”;

- se execută succesiv comenziile „compile” și „grbl upload” ale programului încărcat și acesta instalează programul în PDA-1.
- se verifică și eventual se modifică setările inițiale pentru toți parametrii de lucru ai programului GRBL.

Operațiunile de setare se execută accesând „UniversalGcodeSender” cu selecțiile „COM6 (ARDUINO/GENUINO UNO)”, „Open”, „File mode”.

Comenzi:

-„\$\$”-aflarea parametrului;
-„\$[număr parametru]=[valoare parametru]” –modificarea valorii parametrului;
-Save

După salvarea valorii parametrului se verifică modificarea apoi se lansează programul prin comanda „soft”.

Lista setării:

```
**** Connected to COM6 @ 115200 baud ****
Grbl 0.9j ['$' for help]
[$H|$X' to unlock]
>>> $$

$0=10 (step pulse, usec)
$1=25 (step idle delay, msec)
$2=0 (step port invert mask:00000000)
$3=230 (dir port invert mask:11100110)
$4=0 (step enable invert, bool)
$5=1 (limit pins invert, bool)
$6=0 (probe pin invert, bool)
$10=255 (status report mask:11111111)
$11=300.000 (junction deviation, mm)
$12=0.000 (arc tolerance, mm)
$13=0 (report inches, bool)
$20=0 (soft limits, bool)
$21=1 (hard limits, bool)
$22=1 (homing cycle, bool)
$23=231 (homing dir invert mask:11100111)
$24=25.000 (homing feed, mm/min)
$25=200.000 (homing seek, mm/min)
$26=200 (homing debounce, msec)
$27=2.000 (homing pull-off, mm)
$100=125.000 (x, step/mm)
$101=125.000 (y, step/mm)
$102=125.000 (z, step/mm)
$110=120.000 (x max rate, mm/min)
$111=120.000 (y max rate, mm/min)
$112=120.000 (z max rate, mm/min)
$120=1.500 (x accel, mm/sec^2)
$121=1.500 (y accel, mm/sec^2)
$122=1.500 (z accel, mm/sec^2)
$130=200.000 (x max travel, mm)
$131=200.000 (y max travel, mm)
$132=200.000 (z max travel, mm)
```

Funcția principală a circuitului PDA-1 este elaborarea comenziilor de deplasare a suportului reflectorului sferic pe cele trei direcții, O_x, O_y, O_z, elementele de execuție fiind trei motoare pas cu pas, câte unul pentru fiecare direcție de deplasare. (fig.5.5).

De asemenea placa PDA-1 primește pe intrarea A4, (fig.5.6) de la placa PDA-2 (pinul 7) informația de prezență a semnalului-ecou. Informația este senzorială, de tip nivel logic. Circuitul PDA-2 execută o procesare paralelă a informației.

Circuitul PDA-1 solicită acest semnal în anumite momente de timp prevăzute de program și sincrone cu deplasarea reflectorului sferic.

Informațiile de poziționare a reflectorului în raport cu cele trei coordonate (x, y, z) și informația de prezență a semnalului-ecou sunt utilizate de PDA-1 atunci când rulează *programul de interfață grafică* având ca rezultat reprezentarea grafică în timp real, pe monitorul calculatorului, a formei câmpului acustic al traductorului US, reprezentare care se poate face în două variante:

- a)-secțiune prin câmp în planul xoz perpendicular pe axa longitudinală a traductorului ultrasonic, la o distanță, y, presetabilă, de la suprafața traductorului;
- b)-secțiune prin câmp în planul xoy situat la distanța z_o de suprafața traductorului, astfel încât planul xoy baleiat să conțină axa geometrică longitudinală a traductorului.

Această reprezentare grafică permite determinarea distanței focale, a dimensiunii petei focale și a unghiului de deviație al câmpului ultrasonic, [81],definit ca unghiul dintre axa de simetrie longitudinală a câmpului acustic și axa geometrică a traductorului US, perpendiculară pe suprafața activă.

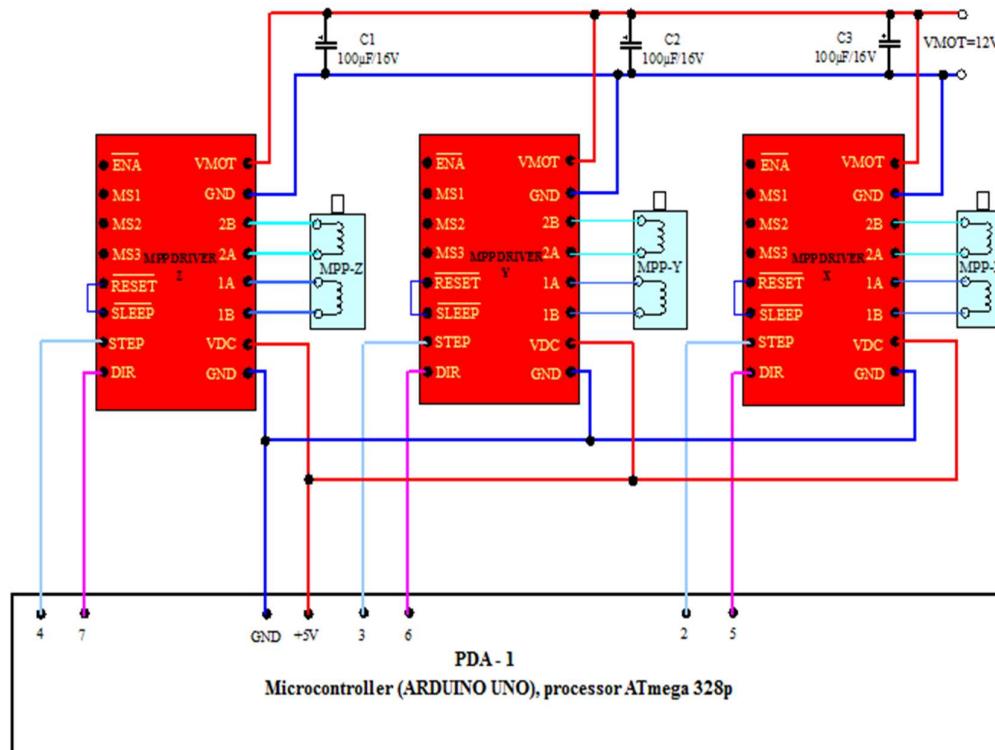


Fig 5.5 Circuit de comandă a MPP - schema electrică

Valorile parametrilor, rezultate din măsurările experimentale, se compară cu valorile calculate și constituie criterii de acceptabilitate a traductorului ultrasonic.

În faza inițială, placa de dezvoltare PDA-2 se conecteză, prin portul USB2-0, la calculator și se încarcă programul “*Conversie Date*”. Acest program este o arhitectură tip RISC (Reduced Instruction Set Computing) [82] pentru procesorul ATmega 328p, scris special pentru citirea semnalului de prezență ecou de la ieșirea circuitului formator de impulsuri.

Configurarea programului (setările inițiale) se realizează utilizând software-ul “ProgramGrafic” sau programul “UniversalGcodeSender” urmând aceeași procedură descrisă pentru PDA-1.

Mod de lucru

Se lansează programul („soft”) și se apasă butonul 1- „Homing”. Cele trei MPP vor deplasa căruciorul-suport în poziția de start (xo,yo,zo). Pe durata executării acestei operațiuni este necesar să se urmărească fazele de deplasare mecanică și citirea corectă a stărilor celor șase limitatoare de cursă.

Se alege modul de deplasare a reflectorului sferic: în planul xoz sau în planul xoy, acționând pe display, (fig. 5.7), butonul nr.7,”xoz”.

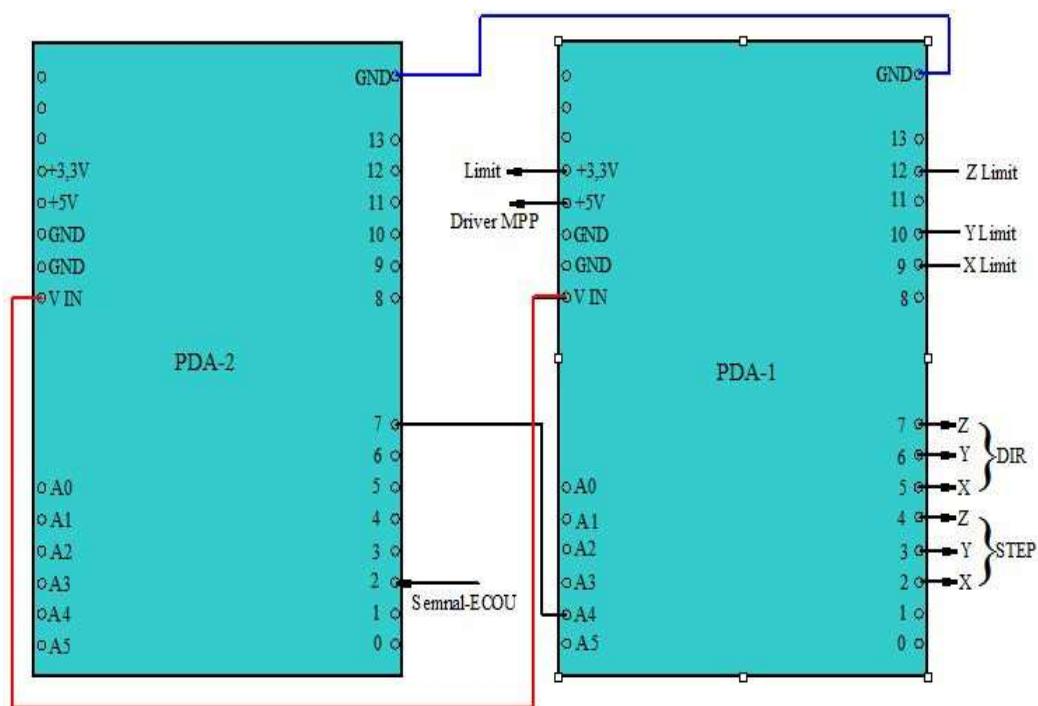


Fig 5.6 Schema de interconexiuni PDA-1 și PDA-2

Pentru pornirea programului de deplasare a reflectorului sferic și de achiziție a datelor se acționează butonul 2-„Start”. Suportul reflectorului se deplasează în planul ales, traductorul generează impulsurile ultrasonice, recepționează impulsurile – ecou de ultrasunete de la reflector și le transformă în impulsuri electrice iar circuitele PDA-1 și PDA-2 procesează impulsurile ecou electrice și reprezintă grafic în timp real, pe display, forma câmpului acustic detectat în secțiunea aleasă, xoz sau xoy.

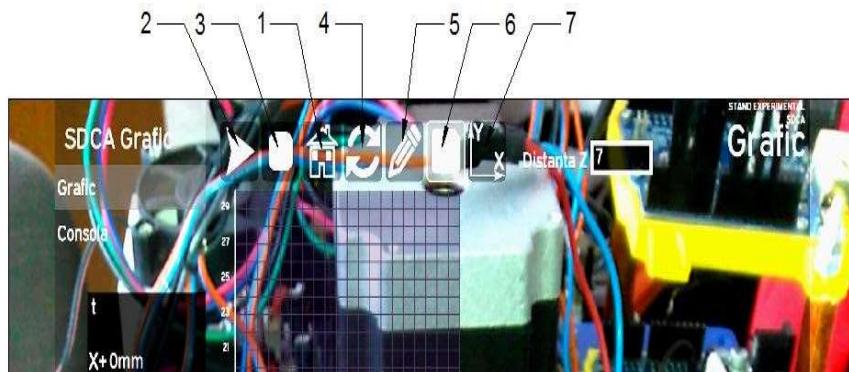


Fig.5.7 Definirea comenzilor

1-Homing –poziționarea ţintei în coordonatele inițiale; 2-Start; 3-Stop; 4-Reset; 5- Stergere grafic ;6-Save; 7-Setarea modului de baleiere a câmpului acustic

După baleierea secțiunii setate, mișcarea reflectorului se oprește automat și este necesară comanda “Save” pentru captarea și memorarea imaginii reprezentate pe ecranul display-ului.

Când se controlează secțiunea xoy, care conține axa longitudinală a câmpului ultrasonic, la finalul baleierii acestui plan programul calculează coordonatele secțiunii minime a câmpului acustic, afișează automat coordonatele petei focale și marchează pe diagramă, cu două drepte ortogonale, centrul focalului.

5.4.5 Determinări experimentale

În cadrul experimentelor am utilizat un traductor ultrasonic focalizat cilindric , tip TC121/IFTM cu frecvența de 10 MHz. Rezoluția de baleiere a ţintei sferice a fost $r_y= 0,5$ mm și frecvența de repetiție a emițătorului US a fost fixată la valoarea de 5KHz.

Pentru obținerea unui timp rezonabil al determinărilor experimentale am redus domeniul de deplasare a reflectorului sferic la $lx=20$ mm, $ly=30$ mm, în planul orizontal $z=8,5$ mm care include axa geometrică longitudinală a traductorului US.

Rezultatele măsurătorilor sunt evidențiate în captura de ecran din fig.5.8.

În continuare am utilizat același traductor ultrasonic pentru determinarea formei secțiunii transversale a câmpului acustic. Am ales secțiunea situată la distanța $ly=9,2$ mm față de suprafața traductorului US și am deplasat reflectorul sferic în planul xoz.

Capturile de ecran din fig.5.9 și fig.5.10 evidențiază rezultatele măsurării intensității câmpului acustic, într-o secțiune perpendiculară pe axa longitudinală a câmpului, la distanța $y=9,2$ mm față de suprafața traductorului, pentru două trepte de amplificare a impulsurilor ecou recepționate de la reflectorul sferic: $A=47$ dB, respectiv $A=44$ dB.

Reflectorul sferic utilizat în cadrul acestor măsurători a fost o sferă de plastic cu raza de 2mm. Reprezentarea câmpului acustic din fig.5.9 conține punctele de egală presiune acustică pentru cazul amplificării semnalului-ecou cu $A=47$ dB iar figura 5.10 evidențiază forma și dimensiunile câmpului acustic în aceeași secțiune la scăderea amplitudinii semnalului ecou cu 3 dB.

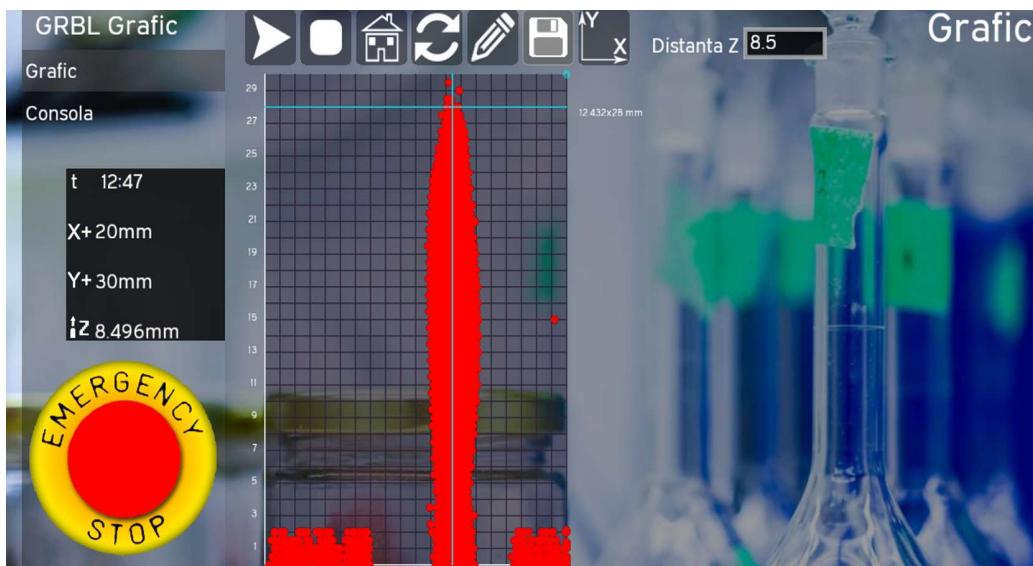


Fig.5.8.Secțiune longitudinală a câmpului acustic al traductorului US tip TC121/IFTM

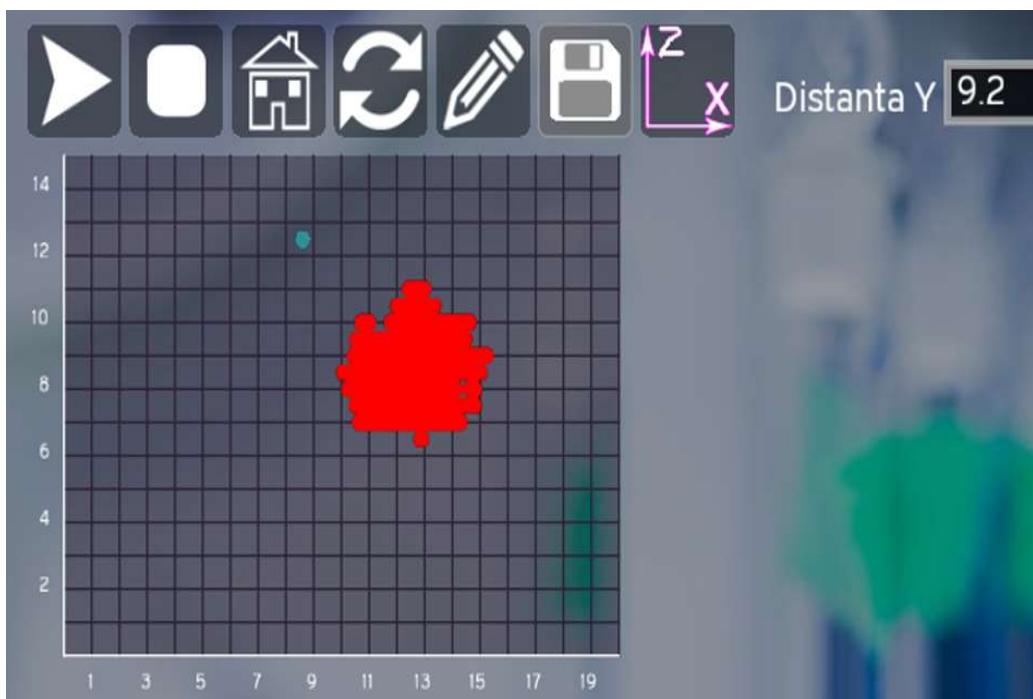


Fig 5.9 Secțiune transversală prin câmpul acustic, $A=47\text{dB}$

Conturul secțiunii reprezintă frontieră izobară (locul geometric al punctelor de egală presiune) corespunzătoare acestei trepte de amplificare.

În continuare vom reda înregistrările experimentale realizate cu un reflector sferic metalic de diametru $d=3\text{mm}$.

Reprezentările grafice redate în fig.5.9, fig.5.11 și fig. 5.12 s-au realizat la amplificare constantă a semnalului-ecou, $A= 47\text{dB}$.

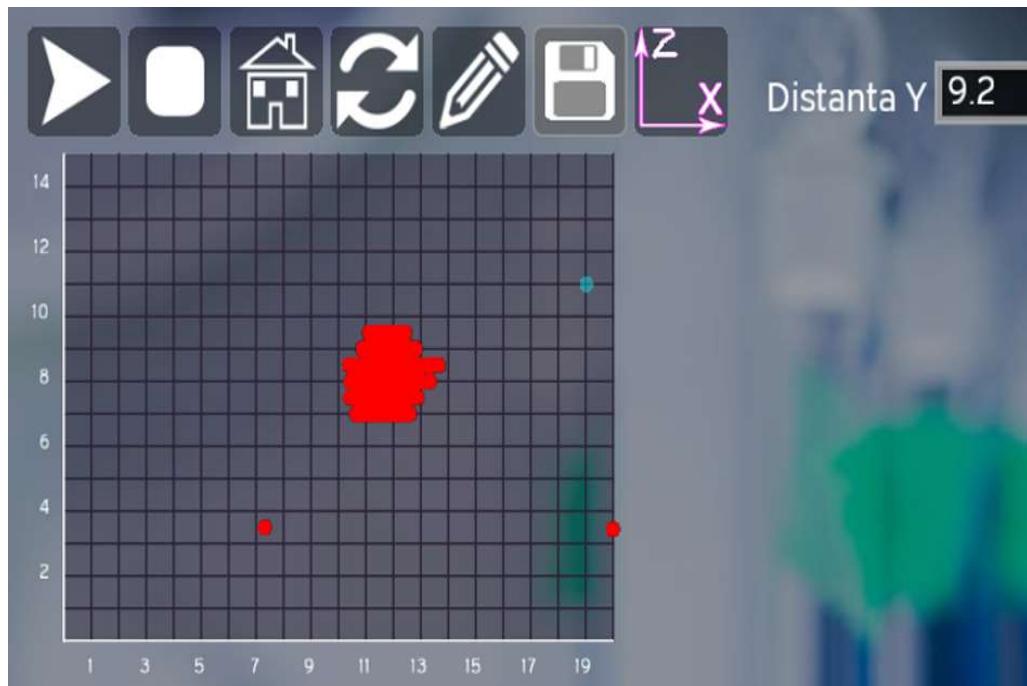


Fig.5.10 Secțiune transversală prin câmpul acustic, $A=44\text{dB}$

Analizăm prin comparație reprezentările grafice din fig.5.13 și fig.5.14 . Se observă o diferență semnificativă între suprafețele delimitate de curbele de egală presiune dintre cele două reprezentări trasate la o diferență de amplificare de 3 dB [82].

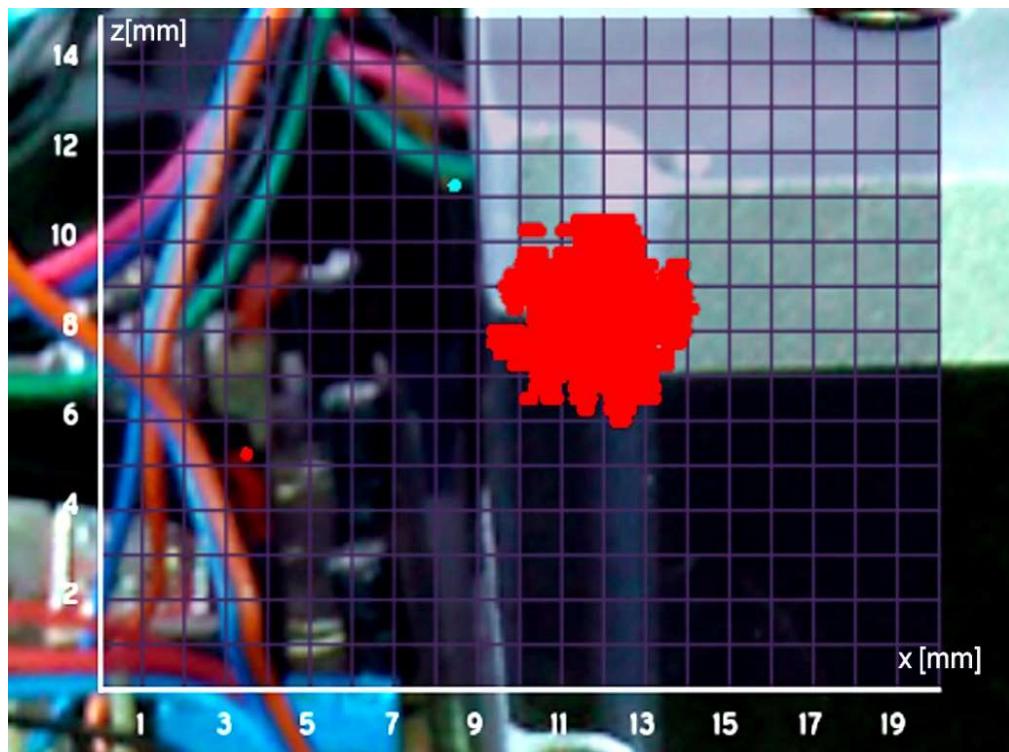


Fig.5.11 Secțiune transversală în planul xoz la distanța $y=0\text{mm}$, reflector sferic, $d=3\text{mm}$



Fig.5.12.Secțiune transversală în planul xoz la distanța $y=4\text{mm}$, reflector sferic, $d=3\text{mm}$

Uniformitatea câmpului acustic este evidențiată cu precizie pe tot domeniul de funcționare al traductorului și oferă informații utile asupra zonelor din câmp unde traductorul testat poate fi utilizat. Comparând secțiunile prin câmpul acustic redate în fig.5.13 și fig.5.14 observăm că forma câmpului se modifică începând de la distanța $y=3,5\text{mm}$ față de suprafața traductorului, devenind elipsoidală.



Fig.5.13.Secțiune transversală în planul xoz la distanța $y=10\text{mm}$, reflector sferic $d=3\text{mm}$, $A=47\text{dB}$

La distanțe $y \geq 10\text{mm}$ forma secțiunii transversale redevine circulară (fig.5.20 și fig 5.21). Am determinat secțiuni în planul xoy la distanța $z=0$ (în centrul suprafeței active), $z=3\text{mm}$ și $z=3,5\text{mm}$ față de axa de simetrie geometrică a traductorului, aceste secțiuni punând în evidență forma câmpului ultrasonic în plane perpendiculare pe suprafața traductorului (fig.5.22 – 5.26).

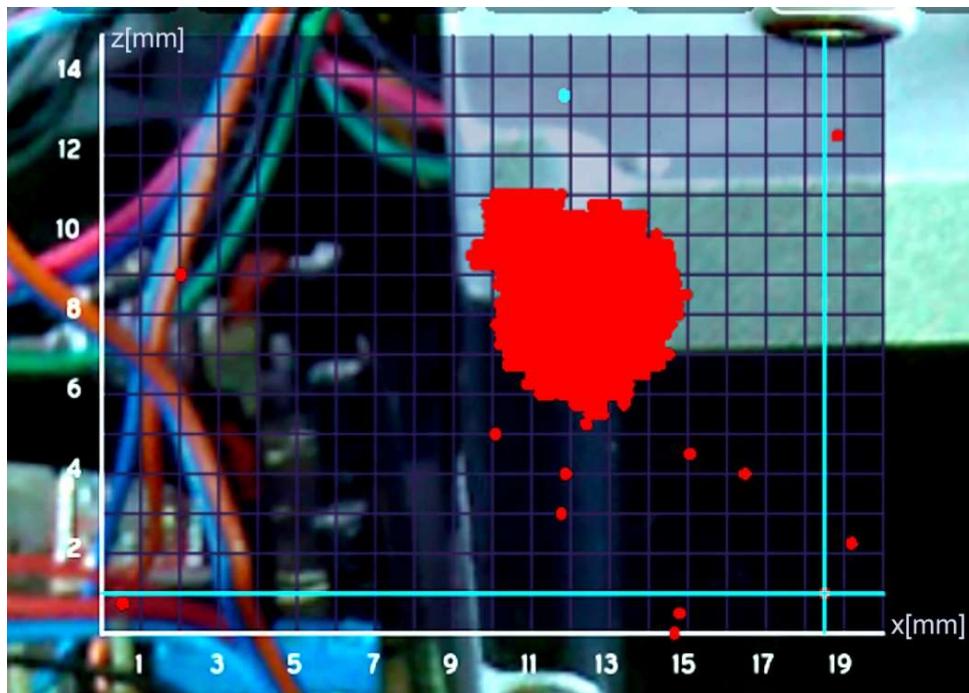


Fig.5.14 Secțiune transversală în planul xoz , la distanța $y=10\text{mm}$, reflector sferic, $d=3\text{mm}$, $A=50\text{dB}$

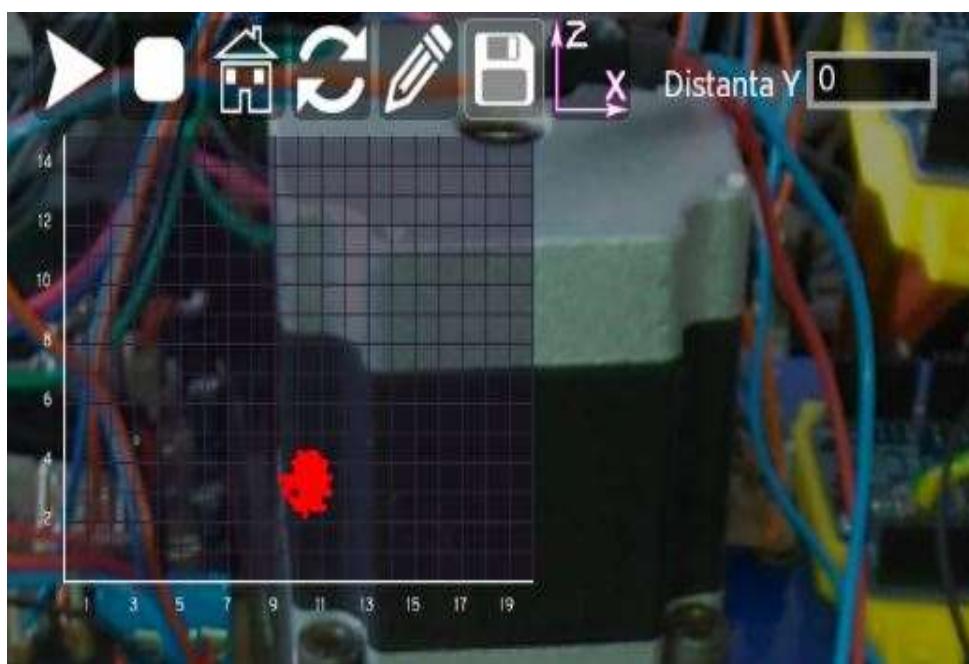


Fig.5.15 Secțiune în câmpul acustic, în planul xoz la distanța $y=0$ (la suprafața traductorului)

Comparând rezultatele înregistrate în fig.5.22÷ 5.26 observăm că la distanța $z=3,5\text{mm}$ față de axa geometrică, suprafața secțiunii trasată este mai mare decât suprafața trasată la distanța $z=3\text{mm}$, pentru același nivel de amplificare.



Fig.5.16 Secțiune în câmpul acustic, în planul xoz la distanța $y=3,5\text{mm}$



Fig.5.17 Secțiune în câmpul acustic în planul xoz la distanța $y=4\text{mm}$



Fig.5.18 Secțiune în câmpul acustic în planul xoz la distanța $y=6\text{mm}$



Fig.5.19 Secțiune în câmpul acustic în planul xoz la distanță $y=8\text{mm}$

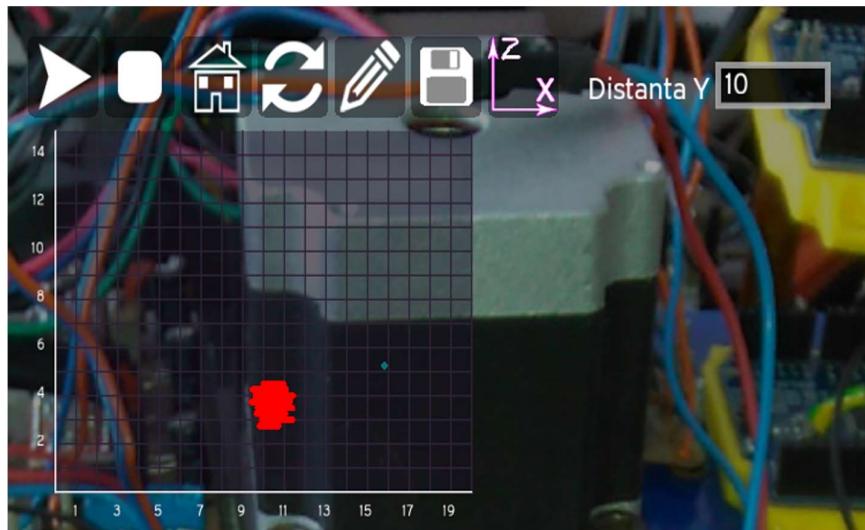


Fig.5.20 Secțiune în câmpul acustic în planul xoz la distanță $y=10\text{mm}$

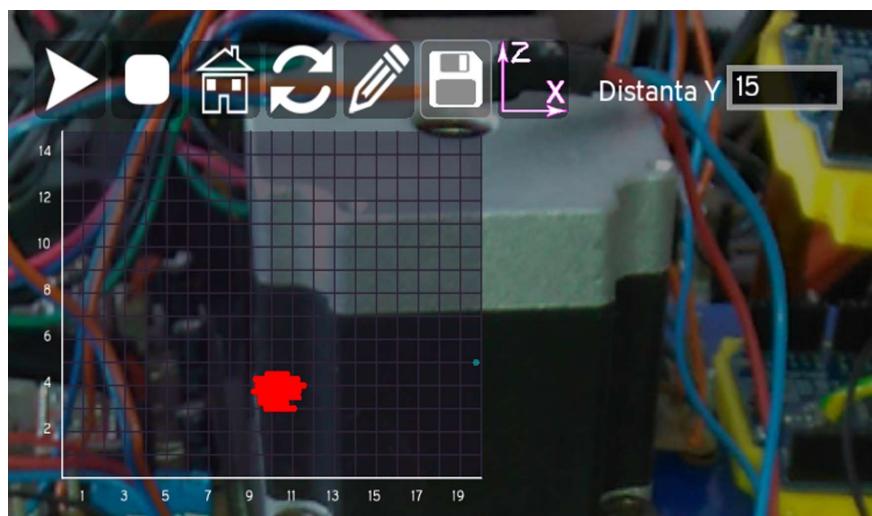


Fig.5.21 Secțiune în câmpul acustic în planul xoz la distanță $y=15\text{mm}$

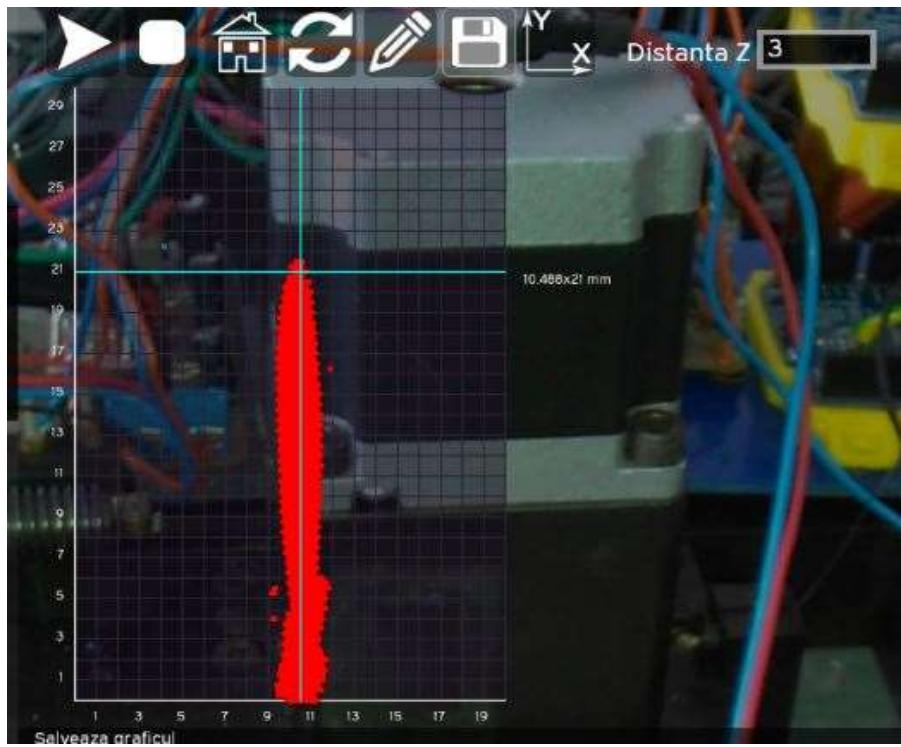


Fig.5.22 Secțiune în câmpul acustic în planul xoy la distanță $z=3\text{mm}$ de axa geometrică,
amplificare $A=42\text{dB}$

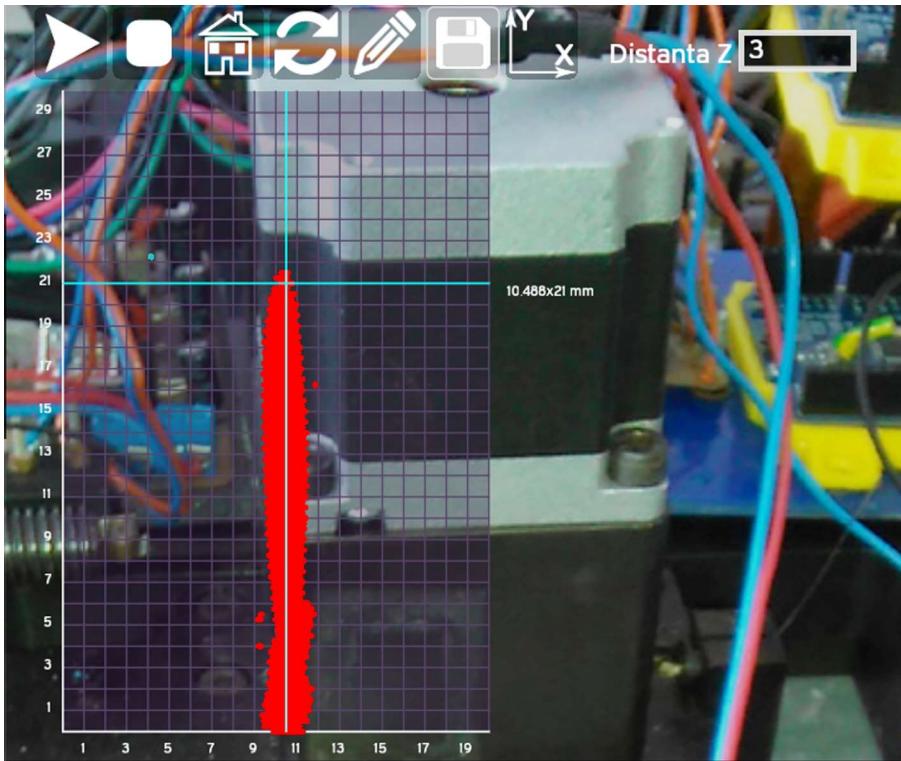


Fig.5.23 Secțiune în câmpul acustic în planul xoy la distanță $z=3\text{mm}$ de axa geometrică,
amplificare $A=44\text{dB}$

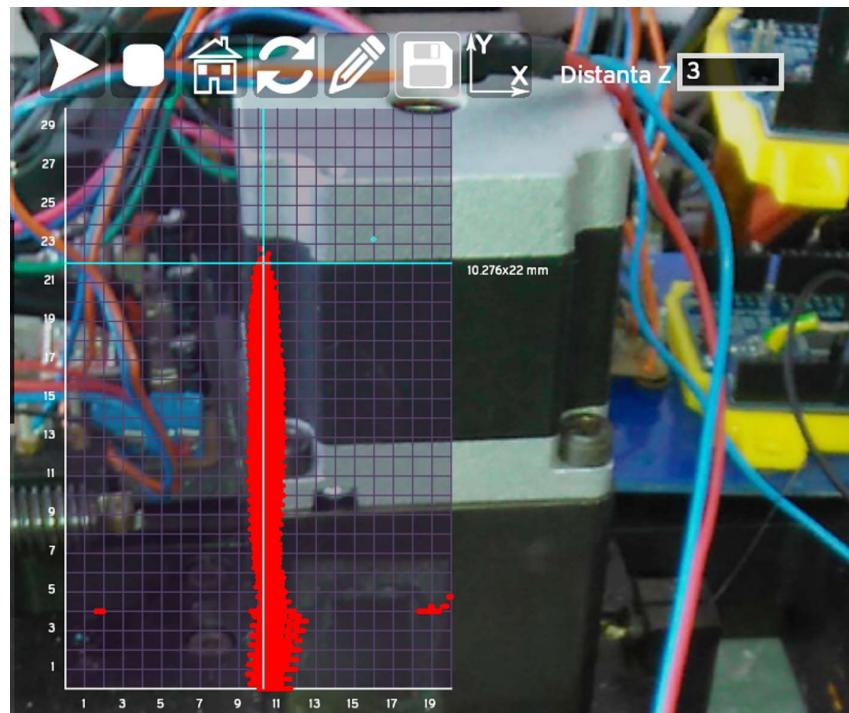


Fig.5.24 Secțiune în câmpul acustic în planul xoy la distanța z=3mm de axa geometrică, amplificare A=46dB

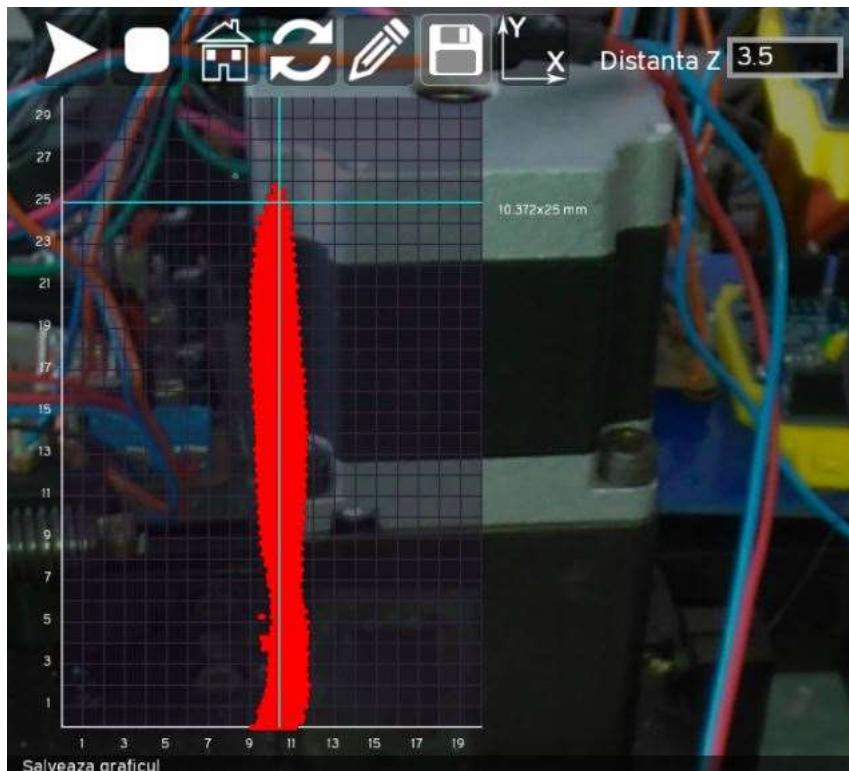


Fig.5.25 Secțiune prin câmpul acustic în planul xoy, la distanța z-3,5mm de axa geometrică, A=42dB

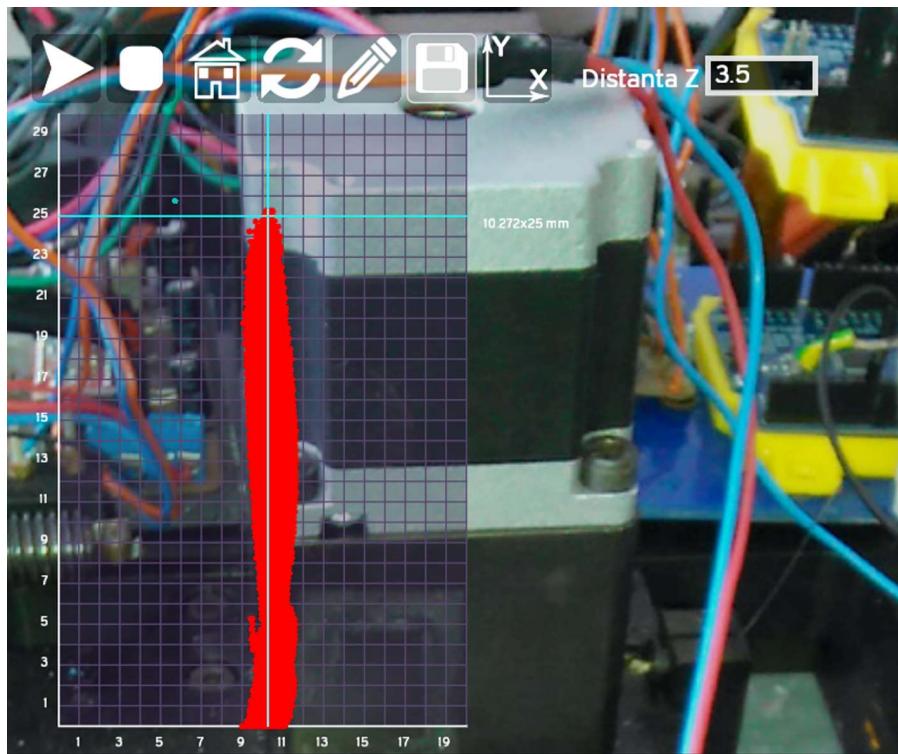


Fig.5.26 Secțiune prin câmpul acustic în planul xoy, la distanță z-3,5mm de axa geometrică, $A=44\text{dB}$

Forma câmpului longitudinal este aceeași pentru diferite nivele de amplificare, singurele diferențe fiind observabile în zona câmpului apropiat, unde apar reflexii datorate lobilor secundari.

Capitolul 6

Concluzii

Lucrarea de față aduce în prim plan materializarea contribuțiilor teoretice și practice ale autorului în domeniul testării nedistructive cu ultrasunete a materialelor.

Propagarea undelor ultrasonice printr-un material este puternic influențată de proprietățile acestuia, în special de suprafețele de separație dintre două materiale diferite.

Reflectarea undelor de către aceste suprafețe este un fenomen ce poate fi folosit pentru detectarea gologurilor din piese metalice sau pentru determinarea grosimii acestora.

În cadrul cercetărilor legate de elaborarea tezei, am urmărit să realizez un echipament destinat măsurării grosimii țevilor din metal cu ajutorul ultrasunetelor. Am proiectat și construit echipamentul propus cu ajutorul căruia am derulat mai multe experiențe. În afară de aceasta, am proiectat, construit și experimentat o instalație de vizualizare a câmpului ultrasonic din vecinătatea unui traductor piezoceramic de ultrasunete.

6.1 Rezultate obținute

Rezultatele muncii de cercetare desfășurate se regăsesc în articolele publicate și în capitoalele 4 și 5 ale tezei, primele trei capitole constituind un background al ultimelor două. Astfel, în primul capitol cu caracter introductiv am prezentat domeniul de doctorat, scopul lucrării mele, al cărui conținut l-am prezentat ulterior; capitolul al doilea este dedicat efectului piezoelectric, traductoarelor piezoceramice și fenomenelor aferente iar în capitolul trei sunt descrise cele mai noi generatoare și amplificatoare de ultrasunete; pe unele dintre acestea le-am construit pentru a le verifica performanțele.

În capitolul 4 am prezentat structura, funcționarea și modul de proiectare al părților

constitutive ale unui sistem de control dimensional cu ultrasunete al țevilor metalice și anume:

- generatorul impulsurilor de excitație a traductorului ultrasonic;
- amplificatorul impulsurilor ecou electrice preluate de la traductor;
- sistemul de achiziție/interpretare a datelor.

În capitolul 5 am elaborat și proiectat un sistem automat pentru determinarea câmpului ultrasonic, denumit SADCA. Rezultatele experimentale obținute cu acest echipament sunt prezentate în subsecțiunea 5.4.5.

6.1.1 Generatorul impulsurilor de excitație a traductorului

Valorile caracteristice măsurate ale impulsului generat sunt:

- frontul de cădere: $t_f = 9,8\text{ns}$;
- amplitudinea: 300V;
- frecvența centrală a spectrului impulsului: $f_c = 17\text{MHz}$

Impedanța de ieșire a generatorului este adaptabilă pentru lucrul cu traductoare ultrasonice cu frecvențe proprii situate în domeniul 1MHz-17MHz.

6.1.2 Amplificatorul impulsurilor ecou electrice

-banda de frecvență la 3 dB: $B_{3\text{dB}} = 19\text{MHz} - 11\text{MHz} = 8\text{MHz}$, ridicată experimental;
-zgomotul echivalent raportat la intrare: $7,5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$;
-amplificare globală: 80dB.

6.1.3 Sistem de achiziție/interpretare a datelor și decizie

Programul de achiziție și interpretare a datelor satisfac următoarele condiții:

- viteza maximă de control a țevii: 6m/min;
- precizia determinării abaterilor de la grosimea nominală a peretelui: 0,001mm;
- reprezentarea grafică, în timp real, a rezultatelor controlului;
- respectarea criteriilor de acceptabilitate impuse de normele de control internaționale.

6.1.4 Sistem de determinarea câmpului acustic al traductoarelor ultrasonice, SADCA

Cu sistemul construit de mine, folosind un traductor ultrasonic cu frecvență de 10MHz, focalizat cilindric, am făcut mai multe măsurători.

Am vizualizat mai multe secțiuni transversale în câmpul acustic, perpendicular pe axa de simetrie longitudinală a câmpului (în planul xoz), la diferite distanțe de suprafața activă a

traductorului, între 0mm și 10mm (fig.5.15-5.21) și am tras concluzia că sistemul urmărește cu fidelitate modificările suferite de forma câmpului acustic în funcție de distanța de la suprafața activă a traductorului.

6.2 Contribuții originale

1. Am efectuat un studiu asupra aplicațiilor efectului piezoelectric în controlul nedistructiv al materialelor (articoul 01, raportul 06 și capitolul 2 din teză).
2. Am efectuat un studiu asupra generatoarelor de impulsuri pentru excitarea traductoarelor de ultrasunete; o parte din generatoarele studiate au fost construite și măsurate de mine (articoul 02 și capitolul 3 din teză).
3. Am studiat evoluția amplificatoarelor de impulsuri utilizate în controlul nedistructiv al materialelor (articoul 03 și capitolul 3 din teză).
4. Am conceput un sistem de măsurare cu ultrasunete a dimensiunilor tuburilor metalice; sistemul este capabil să semnalizeze abaterile acestor dimensiuni de la valorile nominale (raportul 10 și capitolul 4 din teză).
5. Am conceput, proiectat și realizat practic un generator de impulsuri cu tranzistoare bipolare pentru excitarea traductoarelor piezoelectrice utilizate în controlul dimensional nedistructiv cu ultrasunete al tuburilor metalice (articoul 04, raportul 07 și capitolul 4 din teză).
6. Am conceput, proiectat și construit un amplificator de impulsuri ecou preluate de la un traductor piezoelectric (articoul 03, articoul 05, raportul 08 și capitolul 4 din teză).
7. Am conceput, proiectat și realizat practic un sistem de procesare a datelor capabil să asigure buna funcționare a sistemului de măsurare cu ultrasunete a dimensiunilor tuburilor metalice (capitolul 4 din teză).
8. Am conceput, proiectat și realizat practic un stand de vizualizare și măsurare a câmpului acustic emis de traductoarele ultrasonice; cu acest stand am efectuat mai multe experimente (raportul 09 și capitolul 5 din teză).
9. Am conceput, proiectat și construit sistemul de comandă a deplasării reflectorului de impulsuri din SADCA și a ansamblului IT care realizează reprezentarea grafică a câmpului acustic (raportul 09 și capitolul 5 din teză).

6.3 Lista lucrărilor originale

Articole publicate în conferințe internaționale:

- [01]. Paul Ion - *Traductoare piezoceramice de ultrasunete* – Simpozion Internațional “DINAMICA LUMII MODERNE”, Iași, 22.10.2016, volum cu ISBN 978-606-576-17-1 publicat la editura “DERC Publishing House” din Tewksbury (Boston), Massachusetts, USA, pp: 169-182.

- [02]. Paul Ion - *Generatoare de ultrasunete pentru controlul materialelor*- Simpozionul Internațional “Universul științelor”, Iași. 22.10.2017, publicat pe DVD cu ISBN 978-606-576-722-5 realizat la editura “PIM” din Iași, acreditată CNCSIS cod 66/2010 pentru publicații de cercetare științifică, pp: 211 – 216.
- [03]. Paul Ion – *Amplificarea impulsurilor scurte* –Simpozionul Internațional “Fereastră către stele”- Ediția a II-a, 27 mai 2018, Vol.II cu ISSN 2559-2416, Editura PIM Iași, acreditată CNCSIS cod 66/2010 pentru publicații de cercetare științifică, pp: 207-211.

Articole publicate în reviste de specialitate:

- [04]. Paul Ion, Dan Alexandru Stoichescu- *Pulser for piezoelectrics transducers used in non-destructive testing*, publicat în:
- Proceedings of the IIER International Conference in association with World Research Library, ISBN: 978-93-85832-61-1, Barcelona, Spain, 11 decembrie 2015, pp: 11-14 și republicată de către Institute of Research and Journals (IRAJ) în:
-International Journal of Electrical, Electronics And Data Communication (IJEEDC) ISSN: 2320-2084, Volume 4, Issue 2, February 2016, pp: 5-8.
Revista IJEEDC este listată în bibliotecile mai multor universități: MIT, University of California, Berkeley, Stanford, Cambridge, Oxford, Harvard, Brunel University, University of Jena, University of Tübingen, University of Rostock, Heidelberg University Imperial College of London și este indexat în Google Scholar, Advanced Sciences Index, Open Academic Journals Index și.a.; factorul de impact este 3.46.
- [05]. Paul Ion, Bogdan Cristian Florea- *Pulse amplifier used in ultrasonic nondestructive testing*, Revue roumaine des sciences techniques. Série Electrotechnique et Énergétique, Vol. 62 , 1, Bucharest, 2017, pp. 68–71.

Rapoarte de cercetare

- [06]. Raport de cercetare nr.1:” *Efectul piezoelectric și aplicațiile lui în realizarea echipamentelor de control nedistructiv*”, prezentat în iunie 2015, pag.12;
- [07]. Raport de cercetare nr.2: “*Pulser for piezoelectrics transducers used in nondestructive testing*”, prezentat în decembrie 2015, pag.10;
- [08]. Raport de cercetare nr.3: “*Amplificator de impulsuri utilizat în NDT cu ultrasunete*”, prezentat în mai 2016, pag.11;
- [09]. Raport de cercetare nr.4: „*Stand pentru determinarea câmpului acustic al traductoarelor US*”, prezentat în decembrie 2016, pag.12;
- [10]. Raport de cercetare nr.5: ”*Sistem electronic de control dimensional cu ultrasunete al tuburilor metalice*” prezentat în iunie 2017, pag. 20.

6.4 Perspective de dezvoltare ulterioară

Rezultatele obținute pe parcursul determinărilor experimentale ne îndreptătesc să concluzionăm că metoda de măsurare cu ultrasunete a grosimii pereților țevilor deschide perspectiva aplicațiilor de control total al tuburilor realizate din orice metal și într-un domeniu dimensional extins, chiar în timpul procesului de fabricație.

Experimentele realizate sunt un pas important în automatizarea și robotizarea proceselor tehnologice de obținere a acestor tuburi iar aplicarea controlului automat în procesul de fabricație mărește considerabil calitatea produselor și rata de acceptabilitate.

Soluția propusă de mine în capitolul 4 pentru generatorul de impulsuri de bandă largă realizat cu tranzistoare bipolare se poate aplica în sistemele automate de control defectoscopic, în procesul de fabricație a țevilor trase, din oțel. Generatorul este capabil să producă impulsuri de bandă largă cu frecvență centrală a spectrului situată într-un domeniu larg, între 1MHz și 17MHz.

Amplificatorul impulsurilor ecou proiectat de mine și prezentat în capitolul 4 se poate utiliza pentru amplificarea impulsurilor cu frecvențe în domeniul 1-20MHz, cu posibilitatea extinderii acestui domeniu.

De aceea, în proiectarea circuitelor de prelucrare a semnalelor analogice și digitale am prevăzut extinderea domeniului de măsură a grosimii țevilor până la 50mm.

O astfel de instalație automată de control dimensional își găsește aplicabilitate inclusiv în domeniul militar, pentru controlul calității componentelor metalice sau componentelor din materiale compozite, în care viteza de propagare a undelor ultrasonice este apropiată de viteza sunetului în oțel.

Utilizarea standului de determinarea a câmpului acustic al traductoarelor ultrasonice (SADCA), prezentat în capitolul 5, se poate extinde pentru măsurarea câmpului ultrasonic al traductoarelor focalizate cilindric sau nefocalizate, realizate din elemente piezoceramice de diferite forme (rotunde, elipsoidale, pătrate, dreptunghiulare), drepte sau înclinate, cu pană sau lentilă acustică, utilizate în controlul defectoscopic sau dimensional cu ultrasunete.

Anexe

A1. Program de achiziție a datelor

```
#include "math.h"
#define pi 3.14159265
#define dimBuffer 255
//#define useBuffer 1
#define realReading 1
#define pinAnalog A0
int cursorX;
double cursorY;

#ifndef useBuffer
short bufferX[dimBuffer];
short bufferY[dimBuffer];
int nextBuff=0;

void sendBuffer()
{
    int i;
    for (i=0; i< nextBuff; i++)
    {
        Serial.print(bufferX[i]);
        Serial.print(" ");
        Serial.println(bufferY[i]);
    }
}
#endif
```

```
void setup()
{
    cursorX=0;
    cursorY=30;
    Serial.begin(115200);
#ifndef realReading
    pinMode(pinAnalog, INPUT);
#endif
}

void loop()
{

    cursorY=(double)((double)analogRead(pinAnalog)/1024)*(double)100;
    //cursorY=cursorY*5;
    cursorX++;
    delay(20);

#ifndef useBuffer
    bufferX[nextBuff]=cursorX;
    bufferY[nextBuff]=cursorY;
    nextBuff++;
    if (nextBuff >= dimBuffer)
    {
        sendBuffer();
        while(1==1);
    }
#else
    Serial.print(cursorX);
    Serial.print(" ");
    Serial.println(cursorY);//sin((double)pi*(double)((double)cursorY/100))*100);
#endif
}
```

Bibliografie

- [1] Gridan. T. – *Pietre și metale prețioase*, Editura enciclopedică, București, 1996, ISBN 973- 45-0010-4.
- [2] Murray, G.T. – *Introduction to Engineering Materials. Behavior, properties and Selection*, Marcel Dekker, New York, 1993,ISBN 0-8247-8965- 2.
- [3] Chofflet, L., Gauchet, M., Tellier, J.M., *Which Piezoelectric Material for which Transducers* ; Revue Annuelle LEP 1990, pp. 37 – 38.
- [4] Helmuth Foll - „Electronic Materials”, University of Kiel, Faculty of Engineering, 2010.
- [5] http://www.tf.uni-kiel.de/matwis/amat/elmat_en/index.htm accesat 10.03 2015.
- [6] Chun-I Lin, YanLu, CunfuHe , GuorongSong, Yung-ChunLee – *Cylindrical Rayleigh surface waves on a layer-coated cylinder measured by PVDF transducer and defocusing measurement method* – NDT&E International 74, 2015,pp.43-49.
- [7] Cheng-Hsien Chung, Yung-ChunLee - *Fabrication of poly(vinylidene fluoride-trifluoroethylene) ultrasound focusing transducers and measurements of elastic constants of thin plates*- NDT&E International 43, 2010, pp.96-105.
- [8] Haifeng Wang, T.Ritter, Wenwu Cao, K.K. Shung - *High frequency properties of passive materials for ultrasonic transducers* , : IEEE Transaction on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Volume: 48, Issue: 1, Jan. 2001, pp. 78-84.
- [9] Hongchen Miao, Qiang Huan, Qiangzhong Wang, Faxin Li - *A new omnidirectional shear horizontal wave transducer using faceshear (d24) piezoelectric ring array*, Ultrasonics 74(2017), pp.167-173.
- [10] C.B. Thring, Y. Fan, R.S. Edwards - *Focused Rayleigh wave EMAT for characterisation of surface-breaking defects*, NDT&E Internatioal 81, 2016, pp.20-27.

- [11] www.marketwatch.ro/articol/5275 / accesat la 15.06.2017.
- [12] A. I. Potapov, V. E. Polyakov, V. A. Syasko, A. A. Popov, and P. V. Kuryanova- *Low Frequency Broadband Ultrasonic Transducers for Testing Articles that Are Manufactured of Large Structure and Composite Materials. Part 2. Excitation of Low_Frequency Ultrasonic Wide_Band Signals-* ISSN 1061_8309, Russian Journal of Nondestructive Testing, 2015, Vol. 51, No. 7, pp. 407-421.
- [13] Micka Bah, Fabien Giovannelli, Frederic Schoenstein, Christophe Brosseau, Jean- Robert Deschamps, Frédéric Dorvaux, Lionel Haumesser, Emmanuel Le Clezio, Isabelle Monot-Laffez, *Ultrasonic transducers based on undoped lead-free (K0.5Na0.5)NbO₃ Ceramics – Ultrasonics* 63 (2015) pp.23-30.
- [14] S.O.Kasap - „*Principles of Electronic Materials and Devices*”, McGraw-Hill, 2006
- [15] Chris Charleworth – *Ultrasonic phased array testing in the power generation industry; Novel wedge development for the inspection of steam turbine blades roots*- Thesis for the degree of Doctor Engineering, University of Warwick, 2011,pp 40-64.
- [16] Wang H., Ritter T., CaoW.,Shung K.- *High frequency properties of passive materials for ultrasonic transducers-* IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol.48,No1, 2011.
- [17] Yaoyao Zhang,a,b,* , Sheng Wanga, Da'an Liua,b, Qinhui Zhang,a,b, Wei Wanga,b, Bo Rena,b,Xiangyong Zhaoa, Haosu Luoa, *Fabrication of angle beam two-element ultrasonic transducers with PMN–PT single crystal and PMN–PT/epoxy 1–3 composite for NDE applications*, Sensors and Actuators A168 (2011), pp.223-228.
- [18] Toby Xu, Coskun Tekes, F. Levent Degertekin - *CMUTs with High-K Atomic Layer Deposition Dielectric MaterialInsulation Layer*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 61, no. 12, December 2014, pp.2121-2131.
- [19] Chris Charlesworth - *Ultrasonic phased array testing in the power generation industry; Novel wedge development for the inspection of steam turbine blades roots*, Thesis submitted to the University of Warwick , 2011, pp.40-92.
- [20] Huihui Li, Yongjin Zhou and Lei Wang, Xiaqing Wen - *A New Implementation of A-Mode Ultrasound Pulser-Receiver System* - 2014 Fifth International Conference on Intelligent Systems, Modelling and Simulation, pp.187 -190.
- [21] M. Grimes, A. Bouhadjera, T. Benkedidah, and S. Haddad - *Ultrasonic Method for Determination of Elastic Moduli—Numerical Simulation and Experimental Results*- Russian Journal of Nondestructive Testing, 2011, Vol. 47, No. 1, pp. 75–87.
- [22] A.Arnau, Y.Jiménez, T.Sogorb - *An extended Butterworth-Van Dyke model for quartz crystal microbalance applications in viscoelastic fluid media-*, , IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, Vol.48,NO.5, Sep. 2001, pp.1367-1382.

- [23] Edmond Nicolau(coord.),O. Iancu, P. řchiopu –*Radiotehnică (Manualul inginerului electronist)*, Editura Tehnică, 1987, pp.228-237.
- [24] Linas Svilainis, Andrius Chaziachmetovas, Vytautas Dumbrava - *Efficient high voltage pulser for piezoelectric air coupled transducer* - ARTICLE in ULTRASONICS · JUNE 2012, DOI: 10.1016/j.ultras.2012.06.004. Source: Pub Med.
- [25] Paul Ion, Dan Alexandru Stoichescu – *Pulser for piezoelectrics transducers used in Non-Destructive Testing* - Proceedings of the IIER International Conference in association with World Research Library, ISBN: 978-93-85832-61-1, Barcelona, Spain, 11 decembrie 2015, pp:11-14.
- [26] J.L. San Emeterio , A. Ramos , P.T. Sanz , A. Ruiz , A. Azbaid - *Modeling NDT piezoelectric ultrasonic transmitters* -Ultrasonics 42 (2004) 277–281.
- [27] Drew Campbell, Jason Harper, Vinodhkumar Natham, Funian Xiao, and Raji, Sundararajan – *A Compact High Voltage Nanosecond Pulse Generator* - Proc. ESA Annual Meeting on Electrostatics 2008, Paper H3.
- [28] V. V. Filatova, A. A. Kholomeevb, V. V. Brusova, and V. I. Kozlovskiy, *-*Control of the Output Transistors Gating Voltage for High Voltage Push-Pull Pulser* -Instruments and Experimental Techniques, 2016, Vol. 59, No. 5, pp. 666–669.
- [29] Paul M. Gammell, Gerald R. Harris - *IGBT-Based Kilovoltage Pulses for Ultrasound Measurement Applications*, IEEE Transactions on ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 50, no. 12, december 2003, pp.1722-1728.
- [30] www.semicon-data.com / accesat la 16.06.2016.
- [31] Paul Ion, Dan Alexandru Stoichescu – *Pulser for piezoelectrics Transducers Used in Non-Destructive Testing*, International Journal Of Electrical, Electronics And Data Communication, ISSN: 2320-2084, Indexed in Google Scholar, DOAJ,OAJI, BASE, SIF:3,46, Volume-4, Issue-2, Feb.-2016, pp.5-8.
- [32] Jian-Shou Chen, Chin Hsia*Chih-Wen Lu, Yuan-Ho Chena- *Low Noise Amplifier Employing Noise Canceling Technique for Ultrasound System Applications*- International Symposium on Instrumentation & Measurement ,Sensor Network and Automation, 2012, ISBN 978-1-4673-2467-0/12 pp: 35-38.
- [33] Ahmad El Kouche, Hossam S. Hassanein- *Ultrasonic Non-Destructive Testing (NDT) Using Wireless Sensor Networks* - Procedia Computer Science 10(2012)136-143.
- [34] Yikai Wang, Mike Koen, Dongsheng Ma - *Low-Noise CMOS TGC Amplifier With Adaptive Gain Control for Ultrasound Imaging Receivers*, - IEEE Transactions on Circuits and SystemsII-Vol.58 No1, January 2011, pp.26-30.
- [35] Peng Wang, Trond Ytterdal - *Low noise, -50 dB second harmonic distortion single-*

- ended to differential switched-capacitive variable gain amplifier for ultrasound imaging –*
IET Journals, 29 Nov 2014, pp. 173-180.
- [36] Eberhard Brunner- *An ultra-low noise linear-in-db variable gain amplifier for medical ultrasound-* Analog Devices, Inc. 1100 NW Compton Drive, Ste. 01, Beaverton, OR 97006, pp.650-655.
- [37] Xiwei Huang, Jia Hao Cheong, Hyouk-Kyu Cha, Hongbin Yu, Minkyu Je, and Hao Yu-
A High-frequency Transimpedance Amplifier for CMOS Integrated 2D CMUT Array towards Ultrasound Imaging - 35th Annual International Conference of the IEEE , EMBS Osaka, Japan, 3 - 7 July 2013,pp.101-104.
- [38] K. Sharma1*, S. Singh and P. K. Dubey -*Design of Low Cost Broadband Ultrasonic Pulser-Receiver* - MAPAN-Journal of Metrology Society of India (June 2017) 32(2), DOI:10.1007/S 12647-017-0208-6, pp: 95-100.
- [39] Chung-Yu WuWei-MingChen, and Liang-Ting Kuo- *A CMOS Power-Efficient Low-Noise Current-Mode Front-End Amplifier for Neural Signal Recording* , IEEE Transactions on biomedical circuits and systems, vol. 7, no. 2, april 2013, pp.107-114.
- [40] Kailiang Chen, Hae-Seung Lee, Anantha P. Chandrakasan and Charles G. Sodini –
Ultrasonic Imaging Transceiver Design for CMUT: A Three-Level 30-Vpp Pulse-Shaping Pulser With Improved Efficiency and a Noise-Optimized Receiver - IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 48, no. 11, november 2013, pp.2734-2745.
- [41] Parisa Behnamfar, Reza Molavi, Shahriar Mirabbasi - *Transceiver Design for CMUT-Based Super-Resolution Ultrasound Imaging* - IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL CIRCUITS AND SYSTEMS, VOL. 10, NO. 2, APRIL 2016 pp.383-393.
- [42] Y. Yan~ez*, M.J. Garcia-Hernandez, J. Salazar, A. Turo, J.A. Chavez- *Designing amplifiers with very low output noise for high impedance piezoelectric transducers*- NDT&E International 38 (2005), pp. 491–496.
- [43] www.astm.org/Standards/E797.htm - accesat 12 01.2015.
- [44] Prescriptii Tehnice PT CR 12-2003 din 19 decembrie 2003 "Masurarea cu ultrasunete a grosimii elementelor instalatiilor mecanice sub presiune și ale instalatiilor de ridicat" *)
Emitent: Ministerul Economiei și Comertului Publicat în Monitorul Oficial nr.124 bis/
11 feb. 2004.
- [45] Paul ION, Bogdan Cristian FLOREA – *Pulse amplifier used in ultrasonic Nondestructive Testing*, Revue roumaine des sciences techniques, Serie Electrotechnique et Energetique, Vol. 62,1, Bucharest, 2017, pp.68-71.
- [46] Kexu Sun, Zheng Gao, Member, IEEE, Ping Gui, Senior Member, IEEE, Rui Wang, Ismail Oguzman, Xiaochen Xu, Karthik Vasanth, Qifa Zhou, and K. Kirk Shung- *A 180-Vpp Integrated Linear Amplifier for Ultrasonic Imaging Applications in a High-Voltage CMOS*

SOI Technology- IEEE Transactions on Circuits and Systems—II: Express Briefs, VOL.62 no.2, February 2015, pp.149-153.

- [47] Alessio De Angelis, Marco Dionigi, Riccardo Giglietti, and Paolo Carbone, - *Experimental Comparison of Low-Cost Sub-Nanosecond Pulse Generators- IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, VOL. 60, NO. 1, January 2011, pp.310-318.*
- [48] Sai Chun Tang, Gregory T. Clement,Kullervo Hynynen- *A ComputerControlled Ultrasound PulserReceiver System for Transkull Fluid Detection using a Shear Wave Transmission Technique, IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control. 2007 Sep; 54(9): 1772–1783.*
- [49] Munir M. El-Desouki 1,2 and Kullervo Hynynen-*Driving Circuitry for Focused Ultrasound Noninvasive Surgery and Drug Delivery Applications -Sensors 2011,11, Doi: 103390/s 110100539, pp: 539- 556.*
- [50] Y. Yajiez, J.A. Chavez, J. Salazar, A. Turo, M.J. Garcia-Hernandez - *Wide Dynamic Range Electronics for Air-coupled Lamb-Waves Ultrasonic NDT Using Piezoelectric Transducer Arrays- IMTC 2004 ~ Instrumentation and Measurement Technology Conference; Como, Italy, 18-20 May 2004, pp.1926-1929.*
- [51] Bernardo Spagnolo-*Simple pulse generator for a powerful modulator, Review of Scientific Instruments 51, 1134, 1980.*
- [52] Goldenberg L.M. –*Teoria și calculul circuitelor de impulsuri, București, 1972.*
- [53] Stepanenco I.P - *Osnovî tranzistorov i tranzistornâh shem, Moscova 1963.*
- [54] Milman I, Taub H. - *Pulse, digital and switching waveform, New York 1965.*
- [55] R.P. Clayton. *Introduction to Electromagnetic Compatibility.* Wiley-Interscience, February 2006, pp.1016 .
- [56] Kennet R. Laker, *Miller Effect Cascode BJT Amplifier,* ESE319, University of Pennsylvania, 2008, pp.01-30.
- [57] [www.daycounter.com/calculators /](http://www.daycounter.com/calculators/) Accesat 30.05.2017.
- [58] www.datasheetframe.com/PDF/SF-2N6654/ accesat la 28.04.2017.
- [59] [smt.sandvik.com/en/materials,](http://smt.sandvik.com/en/materials) accesat 21.09.2017.
- [60] [www.tme.eu/ro/katalog /](http://www.tme.eu/ro/katalog) accesat 16.05.2015.
- [61] Alexandru Spătaru- Teoria transmisiunii informației, 1992, pp: 195-198.
- [62] www.ti.com/lit/gpn/lf356 acccesat la 15 06 2015.

- [63] Circuite integrate liniare – Anca Manolescu s.a., EDP, Bucureşti 1983.
- [64] Generatoare de impulsuri și de tensiune liniar-variabilă - Gh. I. Mitrofan, Editura Tehnică, Bucureşti, 1980 .
- [65] Thorsten Neumann, Helmut Ermert - *Schlieren visualization of ultrasonic wave fields with high spatial resolution-* <http://dx.doi.org/10.1016/j.ultras.2006.05.209>.
- [66] A. P. Vladimirov, E. S. Gorkunov, L. S. Goruleva, S. M. Zadvorkin, and M. V. Shadrin- A SpeckleInterferometric Setup for Determining the Velocity of Ultrasonic Rayleigh Waves on MillimeterSize Segments, ISSN 10618309, Russian Journal of Nondestructive Testing, 2011, Vol. 47, No. 3, pp. 153–157.
- [67] www.astm.org/standards/1065.htm - *Standard Guide for Evaluating Characteristics of Ultrasonic Search Units ASTM E 1065*.-accesat la 02.03.2017.
- [68] O.V. Muravieva, A.V. Mishkin - *Simulation of Acoustic FIELD of Ultrasonic Sector Phased – Array Transducers*, Biomedical Engineering, Vol 46, No4, November 2012, pp. 158-160.
- [69] Stefan J. Rupitsh, Stefan Kindermann, Bernhard G. Zagar – *Estimation of the Surface Normal Velocity of High Frequency Ultrasounds Transducers* , IEEE TRANSACTIONS ON ULTRASONICS, FERROELECTRICS, AND FREQUENCY CONTROL Vol.55, No1, January 2008, pp.225-235.
- [70] M.O.Si-Chaib, H.Djelouah,M.Bocquet - *Applications of ultrasonic reflection mode conversion transducers in NDE* - NDT&E International, Vol.33, Issue2, March 2000, pp.91- 99.
- [71] D. Stanomir – *Sisteme electroacustice. Câmpul, radiația și transducția*. Editura Tehnică, Bucureşti 1984.
- [72] JI Jian-Fei, LIANG Guo-Long, PANG Fu-Bin, ZHANG Guang-Pu - *Influences on the Spatial Directivity of Acoustic Vector Sensor by Finite Cylinder Baffle and Future Prospects About Eliminating the Effects* - J. Shanghai Jiaotong Univ. (Sci.), 2012, 17(4), pp: 436-446.
- [73] Andrew R. Barnard, Stephen A. Hambric, Julian D. Maynard - *Underwater measurement of narrowband sound power and directivity using Supersonic Intensity in Reverberant Environments* - <http://dx.doi.org.am.e-nformation.ro/10.1016/j.jsv.2012.04.011>, pp.1-25.
- [74] Maria Strantza 1,* , Dimitrios G. Aggelis 1,† , Dieter de Baere 2,† , Patrick Guillaume 2,† and Danny van Hemelrijck- *Evaluation of SHM System Produced by Additive Manufacturing via Acoustic Emission and Other NDT Methods*- Sensors 2015, 15, pp..26709-26725.

- [75] Christophe Langrenne, Manuel Melon, Alexandre Garcia - *Boundary element method for the acoustic characterization of a machine in bounded noisy environment*- The Journal of the Acoustical Society of America 121, 2750 (2007); DOI: <http://dx.doi.org/10.1121/1.2713670>.
- [76] J.D.Lavender - *Ultrasonic testing of steel castings*, Sheffield,England, 2001 pp.2-38.
- [77] Young-Fo Chang, Chen-I Hsieh – *Time of Flight Diffraction Imaging for Double-Prob Technique*- IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol.49 no6,June 2002, pp.776-783.
- [78] G. Weinreich and E. B. Arnold- “*Method for measuring acoustic radiation fields,*” *J. Acoust. Soc. Am.* <https://doi.org/JASMAN><https://doi.org/10.1121/1.384751> 68(5), (1980), pp.404–411.
- [79] <http://www.diyoursel.ru/technology/small-arduino-cnc-do-it-yourself.html> accesat la 02.03.2017.
- [80] <https://github.com/grbl/grbl/wiki/Compiling-Grbl>, accesat în 08.03.2017.
- [81] K.Raun, W.D.O’Brien – *Pulse-echo field distribution measurement technique for High-frequency ultrasound sources* – IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol44,No4,1993, pp.810 – 815.
- [82] Vojin G. Oklobdzija - *Reduced Instruction Set Computers. Integration* Berkeley, CA 94708 / 1999 , pp1-18.