UNIVERSITATEA TEHNICĂ DIN CLUJ-NAPOCA

FACULTATEA DE ELECTRONICĂ, TELECOMUNICAȚII ȘI TEHNOLOGIA INFORMAȚIEI

TEZĂ DE ABILITARE

Aplicații industriale cu microcontrolere AVR

Prof.dr.ing. Ioan CIASCAI

2015

Cuprins

Rezumat 3
Abstract 6
1. Realizări științifice 2001 – 2015 9
2. Descrierea thnică a contribuțiilor științifice 16
2.1. Măsurare timp (frecvență, perioadă şi factor de umplere).....16
2.1.1. Masurare frecvenţă coardă vibrantă 19
2.1.2. Masurare durată semnale digitale 29
2.1.3. Masurare perioadă/factor de umplere pentru semnale digitale 33
2.1.4. Masurare perioadă semnale analogice 39
2.2. Măsurarea semnalelor analogice 43
2.2.1. Masurarea rezistențelor mici 45
2.2.2. Masurare capacitate electrică 49
2.2.3. Masurare semnal de ieșire pentru senzorul TSL1412S 53
2.2.4. Masurarea energiei active în sisteme trifazate 55
2.3. Preluare datelor digitale 60
2.3.1. Preluarea și stocarea datelor de la sistemele de achiziție de date 62
2.3.2. Preluare date de la senzori cu ieșirea digitală serial 69
2.3.3. Preluarea semnalelor în cuadratură 73
2.3.4. Preluarea semnalelor digitale 76
2.4. Generarea semnalelor cu microcontrolere AVR 79
2.4.1. Generarea semnalelor de excitație coardă vibrantă 80
2.4.2. Generarea semnalelor de comandă și control 83
2.4.3. Generarea semnalelor analogice 89
2.4.4. Generare semnale de comandă modulate PWM 95
3. Dezvoltarea carierei de cercetare și didactice 101
Bibliografie 104

Rezumat

Teza de abilitare prezintă realizările științifice și profesionale acumulate în intervalul 2001 și 2015. Această perioadă corespunde cu debutul activității mele în Departamentul de Electronică Aplicată, Facultatea ETTI a Universității Tehnice din Cluj-Napoca.

În perioada amintită mai sus am participat la activitățile de cercetare ale departamentului, respectiv la realizarea a mai mult de 50 de contracte de cercetare din care la peste 14 am fost director sau responsabil de contract.

Ca rezultat al activității de cercetare mai sus amintite am publicat un număr de 59 de articole științifice din care 6 articole în reviste cotate ISI, 10 articole publicate în volumele unor conferințe indexate ISI și 20 articole indexate BDI. De asemenea am publicat 5 cărți în calitate de singur autor, legate de tema acestei teze și anume microcontrolerele AVR. Alte două cărți publicate tratează domeniul principal de cercetare și anume măsurarea traductoarelor din construcțiile hidrotehnice.

Majoritatea activităților de cercetare la care am participat, au avut ca finalitate aparate sau echipamente cu funcționalitate practică.

Teza de abilitare prezintă informații despre aplicațiile practice realizate cu microcontrolere AVR. Descrierea aplicațiilor este împărțită în patru capitole și anume: măsurarea frecvenței, perioadei și factorului de umplere a semnalelor, măsurarea semnalelor analogice, preluarea datelor digitale și generarea senalelor analogice și digitale cu microcontrolere AVR, iar fiecare capitol este impărțit la rândul lui în patru subcapitole.

În primul capitol, referitor la măsurarea timpului, sunt prezentate contribuțiile privind măsurarea frecvenței traductoarelor cu coadră vibrantă, măsurarea frecvenței, perioadei și factorului de umplere pentru semnale digitale precum și măsurarea perioadei și frecvenței unor semnale analogice. Din punct de vedere științific, referitor la aceste măsuratori, au fost publicate 7 articole științifice din care articolele [26], [67], [76] și [79] sunt indexate ISI iar articolele [57] și [59] sunt indexate IEEE Xplore. Pe această temă s-au publicat două cărți [18] și [74] iar parte din aceste date au constitui baza pe care s-a elaborat teza de doctorat [75]. Fcaem precizarea că aceste cărți acoperă și o parte din capitolele doi și trei a acestei teze.

Capitolul doi prezintă rezultate obținute în preluarea datelor analogice în sistemele cu microcontrolere AVR. Astfel, sunt prezentate aplicații privind măsurararea traductoarelor rezistive, a capacităților, a semnalelor generate de senzorul de imagine TSL1412S și a energiei active disipate pe șase sarcini rezistive. Rezultatele științifice referitoare la aceste aplicații au fost publicate în 18 articole științifice din care: trei articole în revista EDN indexată ISI [5], [13] și [60], patru articole în volumele unor conferințe iternaționale indexate ISI [23], [46], [65] și [68] iar șase articole indexate în baze de date [2], [3], [6], [8], [9] și [58]. De asemenea, tezele de doctorat [7] și [62] sunt fundamentate în parte pe aceste aplicații.

În capitolul trei sunt prezentate date privin preluarea datelor digitale. În primul subcapitol sunt prezentate aspecte privind culegerea de date de la sistemele de achiziție de date realizate, răspândite în întreaga structură a unei construcții hidrotehnice, izolarea galvanică pe rețeaua de comunicație RS485 și alimentarea de la un panou solar pentru punctele de măsură fără alimentare de la rețea. Celelalte aplicații prezentate în acest capitol se referă la măsurare distanței prin triangulație cu telemetre laser (AMS200) și a temperaturii (LM92), preluarea datelor de la traductoarele de deplasare cu ieșirea în cuadratură și preluarea stării semnalelor digitale cu evoluție lentă și rapidă în timp. Aspectele științifice ale acestor realizări au fost prezentate în articolele științifice [15] și [16] indexate ISI și [4], [61], [63] și [66] indexate IEEE Xplore. Un articol privind preluarea semnalelor în cuadratură este în curs de publicare în revisra EDN. Menționăm faptul că măsurarea distanței cu telemetrele laser ASM200 prin triangulație, corelată cu măsuratorile de temperatură cu senzorii LM92, constituie o bază nouă de date, ce poate fi luată în calcul în analiza de siguranță privind funcționarea centralei hidroelectrice subterane Ruieni. Această aplicație a fost realizată în cadrul proiectului CEEX54/2006 Infosoc.

În ultimul capitol sunt prezentate aspecte ale cercetărilor realizate privind generarea semnalelor, atât analogice cât și digitale, cu microcontrolere AVR. Astfel, sunt prezentate date privind generarea unor semnale doar cu un microcontroler AVR, semnale ce se folosesc pentru controlul unor senzorii în vederea măsurării (TSL1412S, AccuStar, etc), generarea semnalelor de excitație pentru traductoarele cu coardă vibrantă, generarea semnalelor analogice și generarea semnalelor de comandă și control folosind modulatorul PWM. Pentru

această ultimă aplicație este prezentat și elementul comandat, un comutator electronic de peste 2500A. Acest comutator electronic este folosit pentru generarea impulsurilor de curent pentru o instalație de sinterizare. Am publicat un articol în revista EDN pe tema generării semnalelor de control pentru senzorul de imagine TSL1412S [13] iar lucrarea [10] are la bază controlul vitezei de rotație a unui motor prin modulație PWM, ambele articole sunt publicate în reviste indexate ISI. Aspecte privind comutatorul electronic de 2500A au fost prezentate în articolul indexat BDI [11]. Menționăm că această lucrare a făcut posibilă realizarea măsurătorilor ce au constituit baza articolelor științifice [52] și [53] indexate ISI precum și a tezelor de doctorat [51], [54] și [73].

În toată această perioadă am avut preocupări legate și de activitatea didactică. Mărturie stau cele 10 lucrări cu caracter didactic [35], [36], [37], [38], [39], [40], [41], [42], [43] și [44], patru dintre aceste articole fiind indexate BDI.

Toate aceste realizări științifice împreună cu baza materială realizată vor sta la baza unor viitoare realizări științifice dintre care enumărăm: sistem de poziționare 2D de precizie, aparat optic pentru măsurarea pendulilor, aparat pentru măsurarea prin analiză spectrală a traductoarelor cu coardă vibrantă, preluarea de imagine cu senzorul CCD3041F, sursă de alimentare pentru instalația de sinterizare, aparat pentru măsura și urmărirea evoluției fisurilor în construcții și nu în ultimul rând realizarea de senzori inteligenți.

Abstract

The habilitation thesis reveals the scientific and professional achievements accumulated during 2001 and 2015. This time period corresponds with my activity beginning as a member in the Applied Electronics Department of the ETTI Faculty from the Technical University of Cluj-Napoca.

In the above mentioned time period, I was involved in the department's research activities having realized more than 50 research contracts from which 14 as a director or as a contract responsible person.

As a result of the above research activity, I have published 59 scientific papers from which 6 are published in ISI magazines, 10 in ISI conference proceedings volumes and 20 in BDI conference proceedings volumes. In addition, I have published 5 books as a single author with the subject related with this habilitation thesis – the AVR microcontroller. The other 2 published books are related with the main research domain: the measurement of the transducers mounted in the hydro-technical buildings.

Almost all the research activities in which I was involved were finalized with apparatus or equipment with practical destination.

The habilitation thesis reveals information regarding the practical applications realized by myself with the AVR microcontrollers. The aplications' description is divided in 4 chapters, as follows: frequency, time and duty cycle measurement of the signals, analog signal measurement, acquiring digital data and analog and digital signal generation with AVR microcontrollers, and every chapter is further more divided in four sections.

In the first chapter, regarding the time measurement, the contributions revealed consist in frequency measurement of the vibrating wire transducers, frequency, time period and duty cycle measurement of the digital signals and respectively, time and frequency measurement of the analog signals. From the scientifically point of view, regarding those measurement procedures, there have been published 7 articles from which the [26], [67], [76] and [79] are being ISI indexed and the [57] and [59] article are indexed in IEEE Xplore. On this domain, two books [18] and [74] were published, and a part of this data was the basis of the PhD thesis [75]. As a supplementary fact, the above mentioned books cover a major part of the second chapter.

The second chapter presents the obtained results when analog data is acquired with the help of AVR microcontrollers. Thus, there are presented different applications regarding the resistive transducers measurement, capacitance measurement, signal analysis involving the TSL1412S image sensor and the active energy measurement of a dissipative load with 6 resistive elements. The scientific results regarding those applications were published in 21 technical papers as follows: three papers in the EDN ISI indexed magazine [5], [13] and [60], four papers in ISI conference proceedings volumes [23], [46], [65], [68] and six papers in ISI conference proceedings volumes [2], [3], [6], [8], [9] and [58]. Also, the [7] and [62] PhD thesis are partially based on those applications.

In the third chapter, digital data acquiring procedures are being revealed. In the first section of the chapter are being presented different aspects regarding the data acquisition form the built systems, mounted inside and outside of a hydro-technical building, the galvanic separation on the RS485 communication network and a way to supply voltage using solar panels where the measurement points are far away of a normal voltage supply grid. The other presented applications in this chapter present distance measurement using triangulation procedures with laser telemeters (AMS200) and temperature measurement (LM92), data acquisition from the displacement transducers with quadrature output and data acquisition of digital signals with higher or lower time evolution. The scientific effects of the above applications were presented in [15] and [16] are ISI conference proceedings volumes and [4], [61], [63] și [66] are indexed in the IEEE data base. An article regarding the data acquisition of quadrature signals is in press for the following issues of the EDN magazine. It is good to be mentioned that the ASM200 laser telemeter distance measurement, correlated with the temperature measurement using LM92 sensors, can be viewed as a new data base, which can be taken into consideration in the safety analysis regarding the operation of the Ruieni underground hydroelectric plant. This application was implemented inside the CEEX54/2006 Infosoc project.

In the last chapter are being presented aspects regarding the research in signal generation, both digital and analog, with AVR microcontrollers. Thus, there are presented data regarding signal generation with a single AVR microcontroller, signals used for sensor control in the measurement procedures (TSL1412S, AccuStar, etc), excitation signal generation for vibrating wire transducers, analog

signal generation and control and command signal generation using the PWM modulator. For this application there is presented even the controlled element, an electronic switch with higher then 2500A current ratings. This electronic switch is used for current pulse generation in a sintering application. I have published an article inside the EDN magazine regarding control signal generation for the TSL1412S image sensor [13] and the [10] paper is based on the rotation speed control for a motor using PWM modulation, both articles being ISI indexed. Aspects regarding the 2500A electronic switch were revealed in the BDI article number [11]. It is good to be mentioned that this scientific paper made possible to gather some measurements which represented the scientific basis for the ISI papers [52] and [53] and also for the [51], [54] and [73] PhD thesis.

During the above time period I was strongly involved in the teaching activity. Proving this, there are 10 papers with strong didactical content [35], [36], [37], [38], [39], [40], [41], [42], [43] and [44], four of the above papers being BDI indexed.

All the schientific achievements, correlated with the material basis gathered, will represent a good way to continue the research activity: a 2D positioning system with high accuracy, an optical apparatus for optical pendulums measurement, an apparatus dedicated to the spectral analysis of the vibrating wire transducers, data image acquisition with the CCD3041F sensor, a voltage supply for the sintering application, an apparatus able to measure and follow the behavior of cracks in the hydro-energetic buildings and, the last but not the least, creating intelligent sensors.

1. Realizări științifice 2001 – 2015

Teza de abilitare prezintă realizările științifice și profesionale acumulate în perioada 2001 și 2015. Această perioadă corespunde cu începerea activității mele în Departamentul de Electronică Aplicată, Facultatea de Electronică Telecomunicații și Tehnologia Informației a Universității Tehnice din Cluj-Napoca. Precizez că am susținut teza de doctorat cu titlul "Îmbunătățirea performamțelor în sistemele de achiziție de date" în anul 2000, tot în cadrul UT Cluj-Napoca.

În perioada amintită mai sus am participat la activitățile de cercetare ale departamentului legate de informatizarea domeniului energetic și informatizarea activităților de urmărire a comportării construcțiilor hidrotehnice (UCCH). Pe lângă aceste activități am mai participat și la realizarea altor acțiuni de cercetare, cum au fost cele legate de departamentul de Mecatronică și cele de la departamentul de Știința și Ingineria Materialelor ale Universității Tehnice din Cluj-Napoca. Am participat ca director sau responsabil de contract la realizarea a 25 de contracte de cercetare și am participat în colectivul de realizare a nu mai puțin de 86 de contracte de cercetare, din care două au fost internaționale.

Ca rezultat al activității de cercetare am publicat un număr de 59 de articole științifice din care 6 articole în reviste indexate ISI, 10 articole publicate în volumele unor conferințe indexate ISI și 20 articole indexate BDI. De asemenea am publicat cinci cărți în calitate de singur autor legate de tema acestei teze și anume microcontrolerele AVR [12][1], [24][2]. [29][3], [32][4], și [33][5]. Alte două cărți publicate tratează domeniul principal de cercetare și anume măsurarea traductoarelor din construcțiile hidrotehnice [18][6], și [74][7], domeniu pentru care este pregătit materialul pentru a treia carte. De asemenea, am mai publicat capitole în două cărți referitoare la domeniul mecatronicii și referitor la pregătirea studenților pentru învățarea autentică. Mai fac precizarea că înainte de 2001 am publicat peste 12 articole științifice din care două sunt indexate ISI și unul BDI.

1) *Microcontrolere AVR. Structura si aplicatii*, Presa Universitara Clujana, 2013,
2) *Microcontrolere RISC - seria AVR AT90.* Casa Cărţii de Ştiinţă, Cluj-Napoca, 2004,
3) *Microcontrolerul AT90S4433. Structură și aplicații.* Casa Cărţii de Ştiinţă, 2003,
4) *Microcontrolerul AT90S2313 în 12 lucrări practice.* Casa Cărţii de Ştiinţă, 2002.
5) *Sisteme electronice dedicate cu microcontrolere AVR RISC*. Casa Cărţii de Ştiinţă, 2002
6) *Măsurarea electrică a traductoarelor din construcţiile hidrotehnice.* Casa Cărţii de Ştiinţă, 2006.
7) *Sisteme de achiziție de date. Măsurarea traductoarelor cu coardă vibrantă și rezistive*. 2015.

În tabelul 1 sunt prezentate sintetizat tipul și numărul de articole publicate în perioada 2001 – 2015 în funcție de anul de apariție.

Tabel 1. Numărul de publicații în perioada 2001 – 2015.

Anul apariției	Carți	Revistre			Volume ale unor conferințe			Total publicații
		ISI	BDI	Altele	**ISI**	BDI	Altele	
2015	1							1
2014		1						1
2013	1	1				2		4
2012			1			3		4
2011		2	1			2		5
2010		1				4		5
2009		1			1	1		3
2008					2			2
2007	1		1	1	3			6
2006	1			1			4	6
2005				2	1		4	7
2004	1		2		3		3	7
2003	1		1				3	6
2002	2		1				3	7
2001			1				2	3
Total	**8**	**6**	**8**	**4**	**10**	**12**	**19**	**67**

Majoritatea activităților de cercetare la care am participat, au avut ca finalitate aparate sau echipamente cu funcționalitate practică. Astfel pentru Electrica Zalău s-a realizat supravegherea și controlul prin rețea a unui subsistem de distribuție a energiei electrice; pentru activitatea de UCCH am realizat mai multe sisteme automate și aparatură manuală pentru preluarea de date de la o multitudine de tipuri de traductoare. La departamentul de Mecatronică am contribuit la implementarea componentelor de electronică și informație în produsele mecatronice iar pentru departamentul de Știința și Ingineria Materialelor, am realizat un comutator electronic de 2500A pentru instalația de sinterizare, instalație ce a permis dezvoltarea activității de cercetare. Mai mult, în cadrul contractului CEEX 54/2006 INFOSOC, am propus o modalitate nouă de supraveghere a structurii unei centrale hidroelectrice supterane, care să ofere date relevante pentru analiza de siguranță a funcționării centralei.

Plecând de la titlul tezei de abilitare, ”Aplicații industriale cu microcontrolere AVR”, voi prezenta mai jos informații privitoare la folosirea microcontrolerelor AVR în aplicații practice. Prezentarea aplicațiilor va fi făcută doar la nivelul de înțelegere a fenomenului, insistînd pe modul de folosire a microcontrolerelor în

implementările practice. Descrierea aplicațiilor este împărțită în patru capitole și anume: măsurarea timpului, măsurarea semnalelor analogice, preluarea semnalelor digitale și generarea semnalelor (analogice și digitale) cu microcontrolere AVR. Fiecare capitol este impărțit la rândul lui în patru subcapitole în care sunt prezentate, în majoritatea cazurilor, cîte două aplicații pentru fiecare subcapitol.

În primul capitol, referitor la măsurarea timpului sunt prezentate aspecte privind măsurarea frecvenței traductoarelor cu coadră vibrantă, măsurarea frecvenței, perioadei și factorului de umplere pentru semnale digitale precum și măsurarea perioadei și frecvenței unor semnale analogice. Atât pentru măsurarea traductoarelor cu coardă vibrantă cât și pentru măsurarea traductoarelor cu impedanță modificată și a semnalelor de ieșire pentru pendulii inductivi s-au realizat atât sisteme automate de achiziție de date cât și aparatură manuală. Fiecare sistem de achiziție de date poate măsura mai multe tipuri de senzor și poate selecta la intrare (printr-un multiplexor cu relee) pâna la 30 de senzori diferiți. Din punct de vedere științific, referitor la aceste măsuratori, au fost publicate 11 articole științifice din care articolele [26][8], [76][10], [79][11] și [67][9] sunt indexate ISI iar articolelel [57][12] și [59][3] sunt indexat IEEE Xplore. O parte din aceste date au constitui baza pe care s-a elaborat teza de doctorat [75].

Capitolul doi prezintă rezultate obținute în preluarea datelor analogice în sistemele cu microcontroler. În primul subcapitol sunt prezentate aspecte privind măsurarea traductoarelor rezistive de temperatură și a traductoarelor de tip raport rezistiv pentru măsurarea parametrilor UCCH. După o primă etapă de măsurare a teletermetrelor (traductoare de temperatură rezistive), folosind convertorul analog numeric implementat în structura microcontrolerelor AVR, s-a trecut la măsurarea cu foarte mare precizie a treductoarelor rezistive folosind un convertor analog digital extern microcontrolerului.

8) *Measuring Modifying Impedance Transducers*, PROCEEDINGS IEEE, 27th ISSE 2004,

9) *Embedded Microcontroller System for Readin inductive Telependulum*, ISSE 2004,

10) *Using an embedded microcontroller system to excite vibrating wire transducers*, ISSE 2004,

11) *Aptive Algorithm for Error Correction from Sensor Measurement*, ISSE 2008

12) *High accuracy method for measurement of vibrating wire transducer,* ISSE 2013,

13) *Identifying and removing systematic error due to resistance tolerance from measurement system of inclinometer*, Journal of Electrical and Electronics Engineering Vol. 5 (1), 2012

Rezultatele științifice referitoare la măsurarea rezistențelor au fost publicate în revista EDN indexată ISI [60][14], în articole indexate ISI [23][15], [46][16], [65][17] și [68][18]. Articolul [58][19], referitor la măsurarea dinaică a rezistențelor, este indexat IEEE Xplore. De asemenea teza de doctorat [62] are unul din subiectele principale traductoarele rezistive din construcțiile hidrotehnice. În subcapitolul doi sunt prezentate date privind măsurarea capacităților mici. Această tehnică a fost aplicată în măsurarea senzorilor capacitivi dezvoltați în cadru tezei de doctorat [9]. În lucrarea de față sunt prezentate doar aspecte privind metodele dezvoltate pentru măsurarea capacităților. Aspecte relevante privind măsurarea senzorilor capacitivi au fost reliefate în articolul publicat în revista EDN indexată ISI [5][20] și în articolele publicate în volumele unor conferințe internaționale [2][21], [3][22], [6][23], [8][24] și [9][25] indexate IEEE Xplorer. Alte aplicații prezentate în acest capitol sunt legate de preluarea semnalului analogic de la senzorul TSL1412S și măsurarea energiei electrice pentru șase sarcini rezistive ambele realizate folosind doar convertorul analog numeric implementat în microcontrolerul ATmega328. Referitor la prima aplicație a fost publicat un articol în revista EDN [13][26] iar a doua aplicație a fost realizată într-un contract de cercetare cu Continental Sibiu. Per total, referitor la acest capitol, au fost publicate 18 articole științifice din care șapte indexate ISI și șase indexate BDI.

14) *Compensate for four-wire sensor errors*, EDN 2011,

15) *An Accurately Method for Measuring Resistive Transducers from Hydro-energetic Constructions*, ISSE 2005,

16) *Pulse Width Compensated Resistive Bridge Algorithms,* ISSE 2004,

17) *Analyze of the Environment Temperature Effect over Hydro-energetic Buildings Resistive Transducers*, ISSE 2009,

18) *A Correlation Method for Improve temperature Sensor Measurement*, ISSE 2007,

19) *Dynamic measurement circuit for the resistive transducers,* SIITME 2012

20) *Charging time indicates capacitor value*, EDN 2011,

21) *Electrical model of a capacitive based level sensor,* ISSE 2013,

22) *Multi - capacitor Sensor Algorithm for Water Level Measurement*, ISSE 2012,

23) *Parasitic influences in a capacitive transducer behavior.* ISSE 2011,

24) *MatLAB platform for well level evaluation*, SIITME 2010,

25) *Low-cost capacitive sensors for wells levelmeasurement*, ISSE 2010,

26) *Acquire images with a sensor and a microcontroller*, EDN, 2010

În capitolul trei sunt prezentate date privin preluarea datelor digitale. În primul subcapitol sunt prezentate aspecte privind culegerea de date de la sistemele de achiziție de date realizate, răspândite în întreaga structură a unei construcții hidrotehnice. Sunt prezentate aspecte privind asigurarea izolării galvanice și alimentarea rețelei de comunicație. De asemenea este prezentată o modalitatea de transmitere radio a datelor, pentru situații în care cablarea unei rețele fizice nu este realizabilă cu costuri rezonabile. În situația în care, la punctele de măsură nu se dispune de alimentare cu energie electrică, este prezentată o soluție de alimentare, cu un consum de energie aparent foarte foarte mic, de la un panou solar. Alte aplicații prezentate în acest capitol sunt cele legate de preluarea datelor de la traductoarele și aparatura cu ieșire digtală (LM75, LM92, AMS200 etc), preluarea datelor de la senzorii cu ieșire în cuadratură precum și preluarea datelor privind starea unor semnale digitale cu evoluție lentă și rapidă în timp. Aspectele științifice ale acestor realizări au fost prezentate în 13 articolele științifice din care articolele [15][27] și [16][28] sunt indexate ISI iar articolele [4][29], [61][30], [63][31] și [66][32] sunt indexate BDI. Dintre celelalte lucrări consacrate acestui capitol mai importante sunt [20][33], [48][34] și [77][35]. Aspecte privind preluarea semnalelor în cuadratură sunt în curs de publicare în revisra EDN. Menționăm faptul că distanța măsurată cu telemetrele laser ASM200 prin triangulație, corelată cu măsuratorile de temperatură cu senzorii LM92, constituie o bază de date nouă, ce poate fi luată în calcul în analiza de siguranță privind centrala hidroelectrică subterană Ruieni. Această aplicație s-a făcut în cadrul proiectului CEEX54/2006 Infosoc, condus de UTC-N (Departamentul de Electronică aplicată) având ca parteneri Universitatea Tehnică de Construcții București (Facultatea de Hidrotehnică, Departamentul Inginerie Hidrotehnică) și UBB (Facultatea de Fizică, Departamentul de Optică).

27) *Laser based displacement measurements using image processing*, ISSE 2007,

28) *Use the imagine sensor to detect the building vibration,* ISSE 2008,

29) *Real-time sensor acquisition interfacing using MatLAB, SIITME 2011,*

30) *Sensor measurement errors detection methods,* ISSE 2011,

31) *Modeling the light of LED's for position detection with an optical sensor,* ISSE 2010,

32) *Building management system based on image sensor,* SIITME 2009,

33) *Measurement of the Infiltrations Discharges in Hydro-energetic Constructions*, SIITME 2006,

34) *RS485 communication in a distributed data acquisition system,* SIITME 2002,

35) *Determination the Angular Movements of an Underground Hydroelectric Power Station*, SIITME 2006

În ultimul capitol sunt prezentate aspecte ale cercetărilor realizate privind generarea semnalelor, atât analogice cât și digitale, cu microcontrolere AVR. Astfel în primul subcapitol sunt prezentate date privind generarea unor semnale doar cu un microcontroler AVR, semnale ce se folosesc pentru controlul unor senzorii în vederea măsurării. Astfel sunt prezentate aplicațiile privind generarea semnalelor de excitație pentru coarda vibrantă, generarea semnalelor necesare senzorului TSL1412S pentru funcționare și control și generarea semnalelor de măsură pentru senzorului AccuStar. După cum a fost deja prezentat, aplicațiile privind măsurarea traductoarelor cu coardă vibrantă și cea privind controlul senzorului TSL1412S au fost prezentate în mai multe articole indexate ISI și BDI. Un alt aspect important privind preluarea imaginii cu senzorul TSL1412S este faptul că aplicația este folosită ca sistem de viziune pentru un robot folosit de echipa campioană a Germaniei la campionatul mondial de roboți. O altă aplicații prezentată în acest capitol este legată de generarea semnalelor analogice și în special a semnalelor sinusoidale în cuadratură. Prin această aplicație dorim să realizăm reabilitarea unor senzorilor de tip inductosin. Ultima aplicație prezentată în capitolul patru se referă la generarea semnalelor de comandă și control folosind modulatorul PWM. Am folosit generatorul PWM pentru comanda motorului de curent continuu pentru depunerea stratului fotosensibil pentru litografie [10][36]. Am folosit în primă faza această aplicație pentru controlul curentului prin fazele motoarelor pas cu pas, folosite la poziționare sistemului 2D pentru etalonarea aparatului optic de măsurare a pendulilor. Am dezvoltat această aplicație pentru realizarea unui comutator electronic de 2500A. Acest comutator a fost folosit pentru alimentarea în impulsuri a unei instalații de sinterizare, în cadrul Departamentului de Știința și Ingineria Materialelor (UTCN). Aspecte privind această aplicație au fost prezentate în articolul indexat BDI [11][37] iar articolele publicate în reviste indexate ISI [52][38] și [53][39] au la bază această realizare.

36) *Convective assembly of two-dimensional nanosphere lithographic masks*, Materials Letters, 2009,

37) C*onsolidarea superaliajelor nanocristaline aliate mecanic prin sinterizarea cu descărcări prin plasmă*, Bulletin of the Polytechnic Institute of Iași – Matematica, Fizica, 2011,

38) *Consolidation and DC magnetic properties of nanocrystalline Supermalloy/iron composite cores prepared by spark plasma sintering*, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 2014,

39) *Magnetic properties of nanocrystalline Ni3Fe compacts prepared by spark plasma sintering*, Intermetallics 2013.

Menționăm că această lucrare a făcut posibilă realizarea măsurătorilor ce au constituit baza științifică a tezelor de doctorat [51], [54] și [73]. Privind această instalație mai facem precizarea că este folosită nu doar de membrii caterei de SIM ci și de alți cercetători din țară și străinătate. Dacă înainte de realizarea instalației, cercetătorii catedrei SIM își făceau programări în străinătate (Franța) pentru a realiza unele experimentări privind sinterizarea, acum aceștia au propria instalație. În sprijinul celor afirmate inserez două citate dedicate mulțumirilor din tezele de doctorat [51] și [54]:

« *…Je tiens également à remercier I. Ciascai, R. Mureşan, M. Rus, T. Lung (Université Technique de Cluj-Napoca) pour leur aide pendant la préparation de l'installation expérimentale de frittage plasma.* » ,

"*…Aș dori să-i mulțumesc domnului prof.dr.ing Ioan Ciascai, de la departamentul de Electronică Aplicată din cadrul Facultății de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației pentru ajutorul acordat la partea electronică a instalației de sinterizare în plasmă.*"

În toată această perioadă am avut preocupări legate și de activitatea didactică. Mărturie stau cele 10 lucrări cu caracter didactic [35], [36], [37], [38], [39], [40], [41], [42], [43] și [44], patru dintre aceste fiind indexate BDI.

Toate aceste realizări științifice împreună cu baza materială realizată vor sta la baza unor viitoare realizări științifice: sistem de poziționare 2D de precizie, aparat optic pentru măsurarea pendulilor, aparat pentru măsurarea prin analiză spectrală a traductoarelor cu coardă vibrantă, preluarea de imagine cu traductorul CCD3041F, aparat de măsură distanță folosind un traductor inductosin, sursă de alimentare pentru instalația de sinterizare, aparat pentru măsura și urmărirea fisurilor în clădiri și nu în ultimul rând realizarea de senzori inteligenți.

În secțiunea a doua a acestei lucrări vor fi descrise pe larg aplicațiile prezentate succint mai sus.

2. Descrierea thnică a contribuțiilor științifice

2.1. Măsurare timp (frecvență, perioadă şi factor de umplere)

Măsurarea cu precizie a timpului este o activitate importantă şi complexă. Există o multitudine de metode și aparate destinate acestui scop, atât mecanice cât şi electronice [55]. Microcontrolerele, indiferent de tip (deoarece execută instrucţiuni cu o frecvenţă de ceas fixă) pot fi folosite cu uşurinţă pentru măsurarea timpului, a perioadelor semnalelor şi implicit a frecvenţei acestora. Dacă dorim să facem măsurători de precizie, avem nevoie de un etalon de timp. Cea mai simplă modalitate de a măsura timpul cu precizie este aceea de folosi un cuarț pentru generarea semnalului de ceas. De altfel, microcontrolerele au în structura lor internă circuitele necesare realizării unui oscilator. Un cuarţ bun asigură o precizie mai bună de 0,01%. În foarte multe aplicaţii, o astfel de precizie este mai mult decât suficientă. Pentru precizii mai bune, este nevoie de termostatarea oscilatorului cu cuarț şi alimentarea acestuia de la o sursă stabilizată de calitate.

Pot fi concepute o multitudine de metode de măsurare a timpului folosind un microcontroler. În principiu sunt la îndemână patru metode pentru măsurarea perioadei sau duratei unor semnale electrice folosind microcontrolere: interogare (*polling*), întrerupere, poartă (*gate*) și captură. Toate aceste metode asigură o precizie ridicată în măsurarea timpului. Acesta a fost unul din motivele pentru care am apelat la sisteme cu microcontroler pentru măsurarea timpului în aplicațiile realizate. În cursul experimentărilor de realizare a aplicațiilor practice am folosit toate cele patru metode enumerate mai sus. De aceea, în prezentarea aplicațiilor din acest capitol apar descrise toate cele patru modalități de măsurare a timpului. În realizările practice se alege una sau două dintre metode, în funcție de complexitatea aplicației, de timpul de realizare și de precizia necesară. Pentru o înțelegere mai ușoară a aplicațiilor din acest capitol facem câteva precizări privind performanțele obținute pentru fiecare din cele patru metode.

În cazul *metodei de interogare* se citeşte în continuu starea semnalul de intrare. Eroarea de măsură a timpului este dată de durata secvenţei de test şi de durata secvenţei de măsură. Pentru microcontrolerele AVR eroarea minimă prin interogare este ±4 cicli de ceas.

În cazul *metodei de întrerupere* semnalul de intrare trebuie conectat la un pin de microcontroler ce generează întreruperi externe. Se pot folosi pinii de întrerupere externă (INT0, INT1 etc), intrarea de captură (ICP) și pini microcontrolerului care generează întreruperi la schimbare stare. Eroarea de măsură este dată de durata instrucţiunii curente ce se execută (1, 2 sau 3 cicli) şi, în majoritatea cazurilor, este de minim ±2 cicli de ceas.

Măsurarea duratei prin *metoda tip poartă* poate fi folosită, în cazul microcontrolerelor AVR (AT90, ATtiny sau ATmega), prin adăugarea în schema a unui circuit suplimentar. Aceste microcontrolere nu dispun de un semnal extern de *validare numărare*, spre deosebire de unele microcontrolere PIC (PIC16F690) [99]. Pentru a realiza o măsurătoare tip poartă cu microcontrolere AVR avem nevoie de o poartă externă SI (SI-NU), a cărei ieşire se aplică la intrarea externă de numărare. Pentru metoda tip poartă eroarea de măsură este ±1 ciclu de ceas al frecvenței de măsură. Prin această metodă nu putem măsura perioada unor semnale, decât dacă adăugăm circuite externe (un bistabil D) pentru toate tipurile de microcontroler.

Măsurarea prin *metoda de captură* este la fel de precisă ca şi metoda de măsură tip poartă. Eroarea de măsură este ±1 ciclu de ceas. Dezavantajele metodei de captură faţă de metoda tip poartă sunt: o durată minima de măsură mai mare şi complexitatea mai mare o softului de aplicaţie. Creşterea duratei minime măsurate, se datorează faptului că trebuie salvată prima valoarea de captură (cea de START), după care trebuie schimbat frontul de declanşare a capturii pentru STOP. Operația de schimbare a frontului de captură nu este necesară, dacă se măsoară perioada semnalului.

Mai multe considerente privind implementarea celor patru metode de măsură vor fi făcute în cadrul aplicaţiilor practice prezentate în acest capitol. La alegerea celei mai potrivite metode de măsură trebuie ţinut cont de valoarea timpului ce se măsoară (microsecunde, secunde, minute, ore etc), de modul cum se delimitează durata respectivă precum şi de resursele hard şi soft ale microcontrolerului folosit.

Cele patru tipuri de aplicaţii pentru măsurarea timpului (cu microcontrolere AVR), prezentate în acest capitol, au fost folosite în aplicațiile practice de măsurare a parametrilor din construcțiile hidrotehnice. Au fost proiectate și realizate practic mai multe sisteme automate de achiziție de date, precum și aparatură manuală.

Spre exemplu, în condițiile dificile de acces la punctele de măsură, o aparatură modernă pentru măsurarea traductoarelor cu coardă vibrantă era absolut necesară. Vechile aparate din dotarea colectivelor UCCH, pentru măsurarea traductoarelor cu coardă vibrantă, cântărea peste patru kg, măsurau doar în domeniu 500-1000Hz și erau dificil de folosit pentru măsurare traductoarelor cu o singură bobină validă.

S-au implementat sisteme automate de achiziție de date, cu cel puțin o metodă de măsurare a timpului, la următoarele obiective hidroenergetice din țară: Ecluza Porțile de Fier II, Baraj Gogoșu, Poiana Mărului, Clocotiș, Tileag, Strejăriș, Herculane, Centrala subterană Ruieni, Baraj Tău, Obreji de Căpâlna, Baraj Cugir, Movileni, Cândești, Rusca, Zetea, Izvorul Muntelui, Beliș etc. Este vorba despre măsurarea frecvenţei de oscilaţie a senzorilor cu coardă vibrantă, măsurarea senzorilor cu coardă vibrantă în unități Maihak, măsurarea frecvenței senzorilor cu impedanță modificată, măsurarea pendulilor inductivi, măsurarea senzorilor de înclinație AccuStar etc. Un sistem de achiziție de date pentru patru corzi vibrante (domeniul 1500 - 3000Hz, rezoluție 0,1Hz) a fost livrat, în cadrul unui contract de cercetare, în Spania. Aparatul a fost folosit în cadrul unui proiect FP7 - SME (CORDIS) pentru măsurarea traductoarelor cu coardă vibrană pentru supravegherea unei peșteri, accesibilă publicului.

O parte dintre aceste aplicații au stat la baza a 11 articole științifice [21], [26], [31], [57], [59], [69] , [72] , [78] și [79] și două cărți [18] și [74]. Lăcrările [26], [67], [76] și [78] sunt indexate ISI iar [57] și [59] sunt indexate IEEE Xplore. De asemenea o parte din aceste aplicații au stat la baza elabărării tezei de doctorat [75].

Testarea inițiala a tuturor aplicațiilor prezentate în acest capitol s-a făcut pe platforma de instruire pentru microcontrolere AVR, prezentată în lucrarea [30]. Variante de ale platformei de instruire pentru microcontrolerele AT90S2313 și AT90S4433 au fost prezentate și în lucrarile [24] si respective [32]. Subliniem faptul că au fost elaborate programe monitor, pentru mai multe tipuri de microcontrolere AVR (ATtiny2313, ATmega8, ATmega16, ATmega32, ATmega64, ATmega328 etc), pentru testarea rapidă a aplicațiilor.

2.1.1. Masurare frecvenţă coardă vibrantă

Pentru măsurarea unor mărimi specifice din construcţiile hidrotehnice se folosesc foarte des traductoare cu coardă vibrantă. Traductoarele cu coadă vibrantă au o fiabilitate foarte bună, verificată în timp. Mărimea (de intrare) poate fi: presiune, presiune interstiţială, forţă, deplasare, temperatură etc. Mărimea de ieşire a traductoarelor cu coardă vibrantă este frecvenţa de vibraţie a corzii. Coarda vibrantă este supusă unei tensiuni mecanice proporţională cu mărimea de intrare. Primele tipuri de traductoare de acest tip erau constituite din două bobine cuplate magnetic cu coarda vibrantă. Acest tip de traductoare cu coardă vibrantă le-am întâlnit în aplicațiile de la Porțile de Fier II, Poiana Mărului, Tău, Obrejii de Căpâlna, Clocotiș, Tileag, Cugir, Rusca, Herculane, Strejești, Cândești etc. O schema simplificată a unui traductor cu coardă vibrantă, cu două bobine, este prezentată în figura 2.1.1. Tipurile mai recente de traductoare cu coardă vibrantă au o singură bobină de excitaţie. Pentru măsurarea temperaturii au incorporate suplimentar un termistor (YSI 44005). Acest tip de traductoare, montate mai recent în construcțiile hidroenergetice din România, a fost întâlnite în obiectivele hidroenergetice Strejești, Herculane, Rusca, Izvorul Muntelui etc.

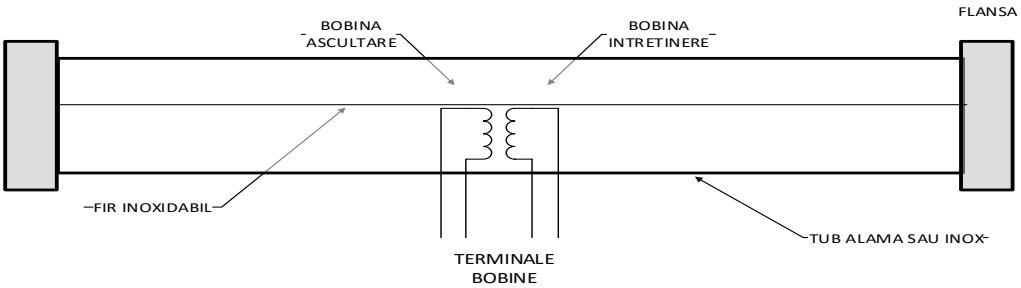

Figura 2.1.1. Scheme traductoare cu coardă vibrantă cu două bobine

În principiu, traductoarele cu coardă vibrantă sunt construite dintr-un fir din oţel inoxidabil, prins între două flanşe. Mărime de măsurat acţionează asupra flanşelor, modificând tensiunea mecanică din fir. În apropierea firului este plasată o bobină cu rol dublu: de excitare şi de generare (prin inducţie electromagnetică) a unui semnal electric, cu frecvenţa egală cu frecvenţa de oscilaţie a corzii vibrante. Pentru traductoarele mai vechi sunt cuplate magnetic cu firul două bobine, una de ascultare și una de excitație. Bobinele și firul inoxidabile sunt capsulate într-un tub de alamă sau oțel inoxidabil, pentru a nu fi supuse condițiilor

de mediu. Frecvenţa de oscilaţie a corzii vibrante se poate determina cu relația (2.1.1),

$$f_{ocv} = \frac{n}{2 \cdot l} \cdot \sqrt{\frac{F}{\mu}} \tag{2.1.1}$$

unde, f_{ocv} este frecventa de oscilaţie a corzii vibrante, F este tensiunea mecanică din coardă (fir), μ este masa specific a corzii pe unitatea de lungime, l lungimea corzii vibrante iar n este un număr natural (ce poate lua valorile 1, 2, 3 etc). Parametrul n ne arată că putem avea o oscilaţie a coarzii vibrante pe fundamentală (n=1) sau pe armonicile superioare (n>1). În acest paragraf nu facem alte consideraţii privind relaţiile existente între mărimea mecanică de intrare şi frecvenţa de oscilaţie, relaţii care sunt prezentate pe larg în lucrările bibliografice [18], [74] și [75]. Ne vom referi strict la consideraţiile privind măsurarea frecvenţei de oscilaţie şi respectiv a perioadei.

Măsurarea frecvenţei de oscilaţie a corzii vibrante presupune două etape. Mai intâi trebuie excitată coarda vibrantă, pentru a intra în oscilaţie. După excitare se face măsurarea frecvenţei de oscilaţie. Semnalul de ieşire este relativ mic (mv, zeci mV) şi se amortizează repede în timp. Acest semnal de ieşire trebuie amplificat şi transformat într-un semnal digital, a cărui frecvență trebuie măsurată.

Pentru masurarea traductoarelor cu coardă vibrantă, este necesară cunoaşterea domeniului de frecvenţă în care lucrează traductorul. Necunoaşterea acestui parametru duce, cu siguranţă, la măsurători eronate. Excitarea traductoarelor cu coardă vibrantă, pe un domeniu diferit de frecvență, duce în cel mai bun caz la vibraţia pe o frecvenţă armonică. În acest caz, determinarea valorii mărimii de intrare este complet eronată.

În principiu, sunt mai cunoscute patru domenii pentru care se construiesc traductoare cu coardă vibrantă: 500 ÷1000 Hz, 800 ÷1600 Hz, 1500 ÷3000 Hz si 3000 ÷6000Hz. În construcţiile hidrotehnice din Romania sunt întâlnite traductoare cu coardă vibrantă în domeniile 500 ÷1000 Hz (în construcțiile vechi) şi 1500 ÷3000 Hz (dotări noi).

În acest subcapitol vom expune doar problemele legate de măsurarea frecvenţei de oscilaţie a corzii vibrante. Aspectele privind generarea semnalului de excitaţie vor fi abordate în capitolul patru, capitol în care sunt prezentate aspecte privind generarea semnalelor cu ajutorul microcontrolerelor AVR.

În anul 2002, an în care am avut primele contracte de cercetare în domeniul UCCH (urmărirea comportării construcțiilor hidrotehnice) trebuiau măsurate la Ecluza Porțile de Fier II și baraj Gogoșu, traductoare cu coardă vibrantă în domeniul 500÷1000Hz. Majoritatea traductoarelor cu coardă vibrantă aveau două bobine (una de excitare și una de ascultare) și se măsurau manual. Măsurătorile se făceau cu un aparat Telemac în regim oscilator. Cele două bobine erau conectate la un circuit oscilant, a cărei frecvență de oscilație era fixată de coarda vibrantă. Câteva dintre traductoare aveau una dintre bobine defectă. În contractual de cercetare se cerea ”realizarea unui sistem automat de măsură a traductoarelor cu coardă vibrantă (din locațiile menționate mai sus) și stocarea datelor într-un calculator central”. După acest prim contract de cercetare au urmat, în timp, zeci de contracte pentru preluarea datelor din obiectivele hidrotehnice, pentru acivitatea de urmărire a comportării construcțiilor hidrotehnice.

Primele experimentări privind măsurarea traductoarelor cu coardă vibrantă au fost făcute cu un circuit oscilant. S-au demarat în același timp și experimente privind excitarea traductoarelor cu o frecvență variabilă. După experimentări am ajuns la concluzia de a măsura traductoarele cu coardă vibrantă doar prin metoda de excitare cu tren de impulsuri cu frecvență variabilă. Această metodă avea avantajul că se puteau măsura toate traductoarele, inclusiv cele cu o singură bobină validă. După cum aveam să constatăm ulterior, același era și trendul pe plan mondial în ceea ce privește modul de măsurare a traductoarelor cu coardă vibrantă [102], [104].

Vom descrie în cele ce urmează metodele folosite pentru măsurarea traductoarelor cu coardă vibrantă din echipamentele dezvoltate pentru activitatea UCCH. La început, precizia care trebuia asigurată era de ±1Hz, echivalentă cu cea a aparatului manual Telemac din dotarea UCCH.

În principiu, măsurarea unei frecvenţe, presupune numărarea perioadelor semnalului de intrarea în unitatea de timp (1 secundă). Prin aceasta metodă (*metoda directă*) obţinem o precizie de măsură de ±1Hz. Am putea îmbunătăţii aceasta precizie dacă am face numărarea pe 10 secunde. Datorită amortizării amplitudinii de oscilație, extinderea duratei de numărare la 10 secunde ne poate duce la erori mari de măsură. Metoda se poate aplica, doar în cazul aparatelor de măsură cu oscilator, unde nu apare fenomenul de amortizare.

Pentru realizarea aparaturii de măsură a parametrilor UCCH am folosit de la început microcontrolere AVR. Aceastea aveau avantajul unei viteze de execuție ridicată, majoritatea instrucțiunilor executându-se într-un ciclu de ceas. Am folosit pentru experimentări și pentru realizarea primului sistem automat de achiziție de date, un sistem cu frecvența de ceas de 4MHz. Această frecvență a procesorului a fost păstrată pentru multe alte aplicații realizate ulterior. Pentru măsurarea frecvenței de oscilație a traductoarelor cu coardă vibrantă am folosit, atât metoda directă cât și metoda indirectă. Metoda indirectă s-a folosit pentru traductoarele cu amortizare rapidă a răspunsului (în mai puțin de o secundă).

În figura 2.1.2 este prezentată diagrama îm timp a desfășurării acțiunilor pentru măsurarea frecvenței corzii vibrante prin metoda directă.

Figura 2.1.2. Diagrama în timp de măsură a frecvenței prin metoda directă.

După cum se observă din figură, timpul de măsură de o secundă este divizat în patru intervale de câte 0,25 de secunde. Prin măsurarea frecvenței în cele patru intervale de timp se verifică suplimentar două lucruri. Prima data se verifică stabilitatea oscilației pe cele patru intervale. Se determină astfel dacă coarda vibrantă oscilează doar pe fundamental sau pe armonici. Dacă valoarea măsurată pe intervalul patru, este foarte mică în comparație cu intervalele unu și doi, atunci avem o amortizare rapidă a frecvenței de oscilație. În acest ultim caz trebuie să reluăm măsurătoarea prim metoda indirectă. De altfel cele două situații sunt semnalate ca erori de măsură. Tot procesul de măsură este realizat soft. Întervalele de măsură de 0,25s sunt obținute prin contorizarea întreruperilor generate de numărătorul T0. Numărarea perioadelor semnalului de intrare se face tot soft, folosind întreruperea de captură. Această conexiune are avantajul că se poate folosi și metoda indirectă pentru măsurare frecvenței, fără a fi nevoie de o conexiune suplimentară. Alt avantaj al acestei conexiuni este și acela că se poate

realiza o filtrare soft a semnalului de intrare, fată de situația în care semnalul de intrare ar fi fost numărat cu un numărător din microcontroler.

Organigrama softului de măsură, implementat în sistememe automate de achiziție de date pentru măsurarea traductoarelor cu coardă vibrantă, este prezentată în figura 2.1.3.

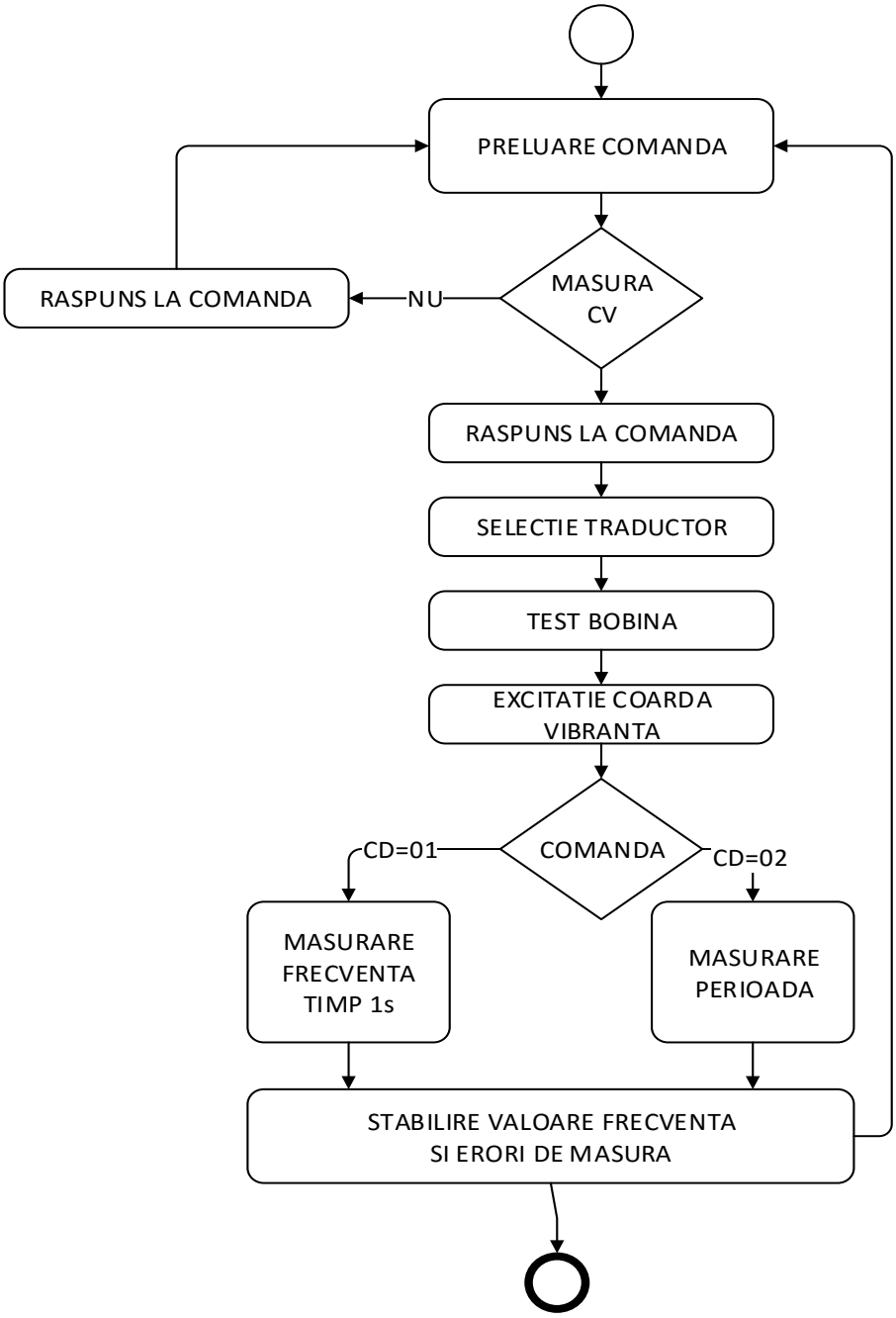

Figura 2.1.3. Organigrama softului de măsură pentu coardă vibrantă.

Schema electrică de măsură, ce conține și lanțul de condiționare a semnalului generat de coarda vibrantă, este prezentată în figura 2.1.4.

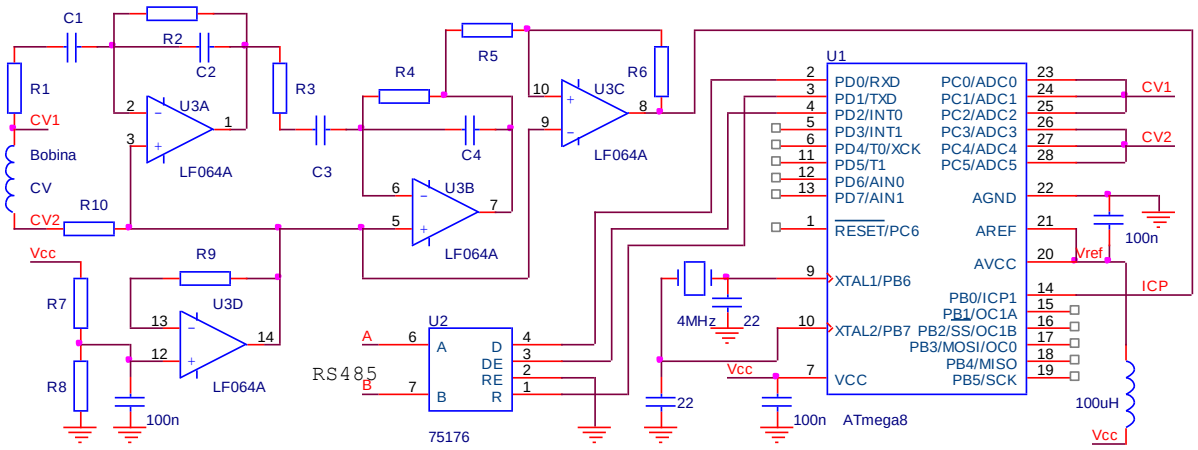

Figura 2.1.4. Schema de prelucrare a semnalului de ieșire a coarzii vibrante.

După cum am precizat la începutul subcapitolului, semnalul generat de traductorul cu coardă vibrantă este un semnal cu amplitudine mică. Acest semnal trebuie amplificat până la un nivel la care să lucreze corect un comparator analogic pentru digitizarea semnalului. În schemă, amplificarea se face cu două amplificatoare trece bandă, conectate în cascadă. Semnalul din ieşire, din al doilea amplificator, este transformat în semnal digital cu ajutorul unui comparator. Pentru acest amplificator precizăm doar funcția de transfer (relația (2.1.2)).

$$H(j\omega)=\frac{Z_{R1}(j\omega)}{Z_{I1}(j\omega)}\frac{Z_{R2}(j\omega)}{Z_{I2}(j\omega)}=\frac{R_2\cdot R_4}{(R_1+R_{10})\cdot R_3}\cdot\frac{1}{\left(1+\frac{j\omega}{R_2C_2}\right)\cdot\left(1+\frac{j\omega}{R_4C_4}\right)}\cdot\frac{\frac{j\omega}{(R_1+R_{10})\cdot C_1}}{\left(1+\frac{j\omega}{(R_1+R_{10})\cdot C_1}\right)}\cdot\frac{\frac{j\omega}{R_3C_3}}{\left(1+\frac{j\omega}{R_3C_3}\right)} \quad (2.1.2)$$

O descriere detaliată a acestei scheme și alte considerente pentru funcția de transfer sunt realizate în lucrările bibliografice [18], [74] și [75]. Banda de frecvenţă a amplificatorului trebuie să fie în concordanţă cu tipul de coardă vibrantă ce trebuie măsurată. O bandă de frecvenţă între 300Hz şi 5000Hz asigură măsurarea ambelor tipuri de traductoare (500÷1000Hz şi 1500÷3000Hz).

Se poate imbunătăți precizia de măsură, prin numărarea ambelor fronturi ale semnalului generat de traductor. Acest lucru este posibil deoarece, tensiunea măsurată este generată prin inducție și nu are componentă continuă. Dacă se face o sincronizare a semnalul de intrare cu perioada de măsură de o secundă se poate ajunge la o eroare de măsură de 0,5Hz.

Pentru traductoarele cu coardă vibrantă, cu amortizare rapidă a răspunsului, am folosit metoda indirectă. Această metodă constă în măsurarea

perioadei semnalului T şi calcularea frecvenţei de oscilaţie f_{OCV} cu relația cunoscută (2.1.3).

$$f_{ocv} = \frac{1}{T} \tag{2.1.3}$$

La fiecare implementare a stațiilor de măsurare automată s-au făcut măsurători asupra tuturor traductoarelor cu coardă vibrantă, atât prin metoda directă cât și prin metoda inversă. Mai mult, aceste măsurători s-au făcut pentru ambele bobine (ascultare și excitație). În peste 99% din cazuri, rezultatele măsurătorilor au fost identice pentru cele patru măsurători. Au fost probleme în cazul traductoarelor cu o bobină defectă și în cazul unor traductoare neetanșe. În lucrările [18], [19] și [75] sunt prezentate mult mai multe date privind testarea traductoarelor, calculul erorilor și metode de recuperare a traductoarelor defecte.

Am folosit aceaste metode de măsură, în primii ani de informatizare a activității UCCH. În timp, pentru multe obiective hidroenergetice, au fost introduse noi tipuri de traductoare cu coardă vibrantă (în domeniul 1500 – 3000Hz). Pentru acest domeniu se cerea o rezoluție de măsură de 0,1Hz. Un caz particular de măsurare a traductoarelor cu coardă vibrantă a fost sistemul de traductoare de la barajul Rusca, folosit pentru măsurarea înclinației barajului. Măsurarea cu precizie de ±1Hz nu era relevantă pentru determinarea înclinației barajului. Pentru a obține rezultate concludente, a fost necesar ca traductoarele cu coardă vibrantă să fie măsurate cu rezoluție de 0,1Hz. Astfel am trecut la elaborarea unei noi metode de măsură, mai precisă, prezentată în cele ce urmează.

Din cele prezentate mai sus rezultă că, prin metoda directă precizia de măsură nu poate fi îmbunătățită substanțial. Pentru a măsura frecvența cu precizie de ±0,1Hz, trebuie să folosim metoda indirectă în care timpul să fie măsurat cât mai precis. Prin simpla măsurare a perioadei și prin calculul frecvenței cu formula (2.1.3) nu se obține și precizia dorită. În cele ce urmează, prezentăm câteva calcule relevante, privind metoda indirectă de măsura a frecvenței cu rezoluție de 0,1Hz. Aceste calcule au stat la baza realizării aparaturii de măsură a traductoarelor cu coardă vibrantă mai recente. Menționăm că o parte din aparatura de măsurare a traductoarelor cu coardă vibrantă a trecut testele de omologare.

Pentru măsurarea cu precizie a timpului am folosit metoda de captură. Este cea mai precisă metodă de măsurare a timpului și nu are nevoie de circuite

suplimentare. Pentru a calcula frecvența de măsurat, se determină de câte ori frecvența de măsură este numărată într-o perioadă a frecvenței măsurate:

$$n_x = \frac{T_x}{T_{CK}}, \qquad (2.1.4)$$

De obicei frecvența de măsură este frecvența de ceas a microcontrolerului. Faţă de valori liniare, ce se obțin prin prin metoda directă între 500 şi 1000, obţinem valori neliniare între 8000 şi 4000. Pentru valoarea minimă a domeniul (500Hz) avem o îmbunătăţire a rezoluţiei de 16 ori, iar pentru limita de sus o îmbunătăţire a rezoluţiei de patru ori. Putem trage concluzia că global avem o îmbunătăţire a preciziei de măsură de patru ori pe intreg domeniul de măsură. Dacă facem aceleași calcule pe frecvențele de 1500Hz, 2000Hz și 3000Hz, obținem valorile de 2666, 2000 și 1333. Pentru domeniul 2000÷3000 Hz avem o înrăutăţire a preciziei de măsură (667 valori pentru un domeniu de 1000 Hz). Prin ridicarea frecvenţei de ceas de la 4MHz la 16MHz am putea îmbunătăţi precizia de măsură. Aceast lucru ar fi suficientă doar pentru domeniul 500÷1000 Hz, domeniu pentru care s-ar obține o rezoluție mai bună de 0,1Hz. Pentru îmbunătăţirea preciziei de măsură pentru ambele domenii am ales ca măsurarea să se facă pentru mai multe perioade ale semnalului de intrare.

Soluția de măsurare a duratei mai multor perioade ale semnalului de măsurat, a fost aplicată la realizarea aparatelor manuale de măsurare a traductoarelor cu coardă vibrantă și în cadrul sisteme de achiziție automată a datelor UCCH din ultimul timp. În acest caz frecvența se calculează cu relația:

$$f_{ocv} = \frac{X}{T_x}, \qquad (2.1.5)$$

unde f_{OCV} este perioada frecvenţei de oscilaţie a corzii vibrante, T_x este durata a X perioade ale frecvenţei de oscilaţie. Această soluție a fost aleasă și pentru a putea aduce îmbunătățiri sistemelor mai vechi de achiziție de date, fără modificări *hard*. Practic, se face măsurarea timpului pentru atâtea perioade întregi câte sunt cuprinse într-un interval de timp de aproximativ 80 milisecunde. Prin această valoare se reduc simțitor și influențele rețelei de alimentare de 50Hz. În tabelul 2.1.1 sunt prezentate calculele teoretice pentru determinarea frecvenței prin această metodă. S-a luat în calcul și o eroarea de măsurare a timpului de o

perioadă de ceas (4MHz). Nu am ținut cont de eroarea generată de imprecizia frecvenței de ceas a microcontrolerului.

Tabel 2.1.1. Erorile teoretice pentru măsurare timp în aproximativ 80 msec.

Frecvenţă coardă vibrantă Hz	Număr perioade semnal	Frecvenţă calculate (eroare -CK)	Frecvenţă calculată fără eroare	Frecvenţă calculate (eroare +CK)
500	40	500,0031	500	499,9969
750	60	750,0047	750	749,9953
1000	80	1000,0063	1000	999,9938
1500	120	1500,0094	1500	1499,9906
2000	160	2000,0125	2000	1999,9875
2500	200	2500,0156	2500	2499,9844
3000	240	3000,0188	3000	2999,9813

Măsurarea timpului se face hard, prin captură, cu timerul T1. În acest mod eroarea maximă este de ±1 perioadă de ceas (±0,25μs). Raportat la timpul de măsura de aproximativ 80ms, rezultă o eroare teoretică de 0,000625%. În realitate nu putem obţine această eroare, datorită impreciziei frecvenţei de ceas a oscilatorului. In mod normal, cuarţul are o toleranţă de 0,01%, ceea ce limitează eroarea de măsură la această valoare. Se poate îmbunătăţii precizia de măsură prin utilizarea unui cuarţ cu cu toleranță sub 10ppm şi (eventual) un oscilator termostatat. Pentru aplicaţii UCCH, o precizie de măsură de ±0,1Hz este suficientă. Această precizie se obţine fără probleme în condiţiile arătate mai sus.

Organigrama programului care realizează măsurarea timpului pentru mai multe perioade ale semnalului de intrare este prezentată în figura 2.1.5. Facem precizarea că, toată această prelucrare este distribuită atât în subrutina de măsură cât şi în subrutina de tratare a întreruperii de captură.

După cum se poate deduce din organigramă, măsurarea precisă a timpului se face folosind intrarea de captură. Durata de 80ms se obține cu numărătorul T1, setat în modul de comparare cu aducere la zero. În registrul de comparare, este memorată valoarea 39999. Se obține o durată de 10ms pentru fiecare comparare și este foarte ușor să obținem o întârzierea de 80ms. Se contorizează opt astfel de comparări. Se salvează valoarea de captură pentru prima condiție de captură după începerea măsurătorii (N1) și prima condiție de captură după terminarea celor 80ms (N2). Suplimentar, prin testarea semaforului de captură, se poate detecta absența semnalului de intrare, fără a se intra într-o buclă infinită de test în absența acestuia. Dacă N2 > N1 timpul de măsură este mai mare de 80 ms,

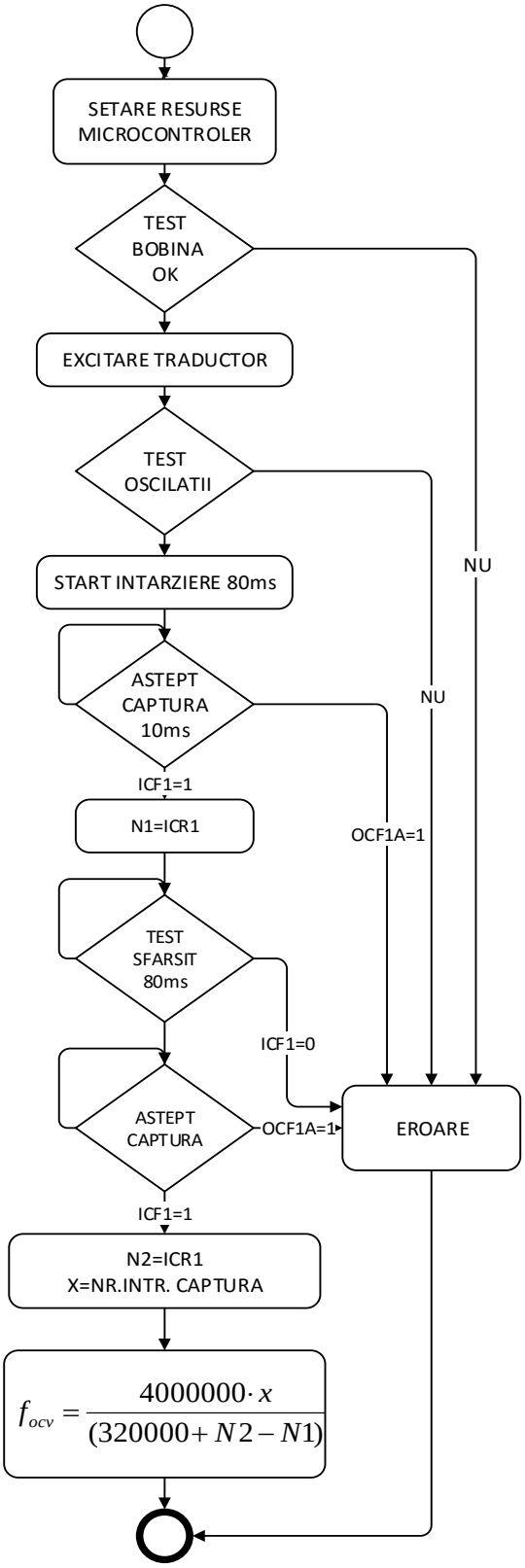

Figura 2.1.5. Organigrama măsurare frecvență CV.

dacă N2=N1 timpul de măsură este exact 80ms iar dacă N2 < N1 atunci timpul luat în calcul este mai mic de 80ms, dar oricum foarte apropiat de această valoare. Stiind valoarea timpului, se poate calcula frecvenţa de oscilație a corzii vibrante:

$$f_{ocv} = \frac{4000000 \cdot X}{(320000 + N2 - N1)}, \qquad (2.1.6)$$

unde *N1* este egală cu valoarea din registru numărător *T1* pe primul front crescător al semnalului de intrare pe perioada de 80ms iar *N2* este valoarea din din acelaşi timer T1 la ultimul front al semnalului de intrare iar *x* este numărul de perioade a semnalului de intrare în intervalul de măsură de 80ms. *N1* si *N2* sunt exprimate pe 16 biţi iar *X* este exprimat pe 8 biţi. Acest lucru limitează frecvenţa de măsură pentru această organigramă la 3178Hz. Dacă se ține seama de depăşire sau dacă x este exprimat pe 16 biţi, această limitare dispare. Facem precizarea că, un aparat pentru măsurarea traductoarelor cu coardă vibrantă trebuie să fie capabil să măsoare şi în afara benzilor de frecvență standard. Deoarece unele traductoare nu au fost montate optim, frecvenţele de lucru actuale au ieşit din domeniu. Am întâlnit traductoare cu coardă vibrantă de 478Hz, de 1139Hz şi chiar de 392Hz.

2.1.2. Masurare durată semnale digitale

În multe aplicaţii industriale trebuie măsurată durata unor semnale. Există de asemenea senzori care au ieşire în durată (ACCUSTAR, MAX6576 etc) [98], [93]. Rezultă de aici necesitatea măsurării cu precizie a duratei unor semnale electrice. Utilizarea microcontrolerelor în aplicaţiile de măsurare a timpului este uşoară şi permite obţinerea unei precizii foarte bune. În cele ce urmează, exemplificăm măsurarea cu microcontroler a duratei unor semnale digitale prin două metode si anume: măsurarea prin interogare şi poartă. Pentru durate ale semnalului mai mari de zece milisecunde se asigură o precizie de măsură de 0,02%. Am folosit metoda prin interogare în etapa de testare a aplicațiilor de măsurare a traductoarelor cu ieșire în durată. Se implementează ușor și nu este nevoie de setări complicate pentru gestionarea întreruperilor. Această metodă se folosește și la sinconizarea soft a semnalului de măsură cu începutul perioadei de măsură. Metoda tip poartă a fost folosită tot în etapa de testare a senzorului ACUSTAR cu ieșire în durată, pentru a stabili metoda optimă pentru măsurarea senzorului. Practic această metodă se impune în cazul în care avem de măsurat durate ale semnalelor foarte mici (microsecunde). Prezentăm modul de implementare a celor două metode mai jos.

Măsurarea duratei prin interogare presupune determinarea soft, a începutului şi sfârşitului măsurării, prin citirea repetată a stării semnalului de intrare. Determinarea duratei se face între cele două teste, fie utilizând un numărător fie executând repetat o secvenţă pentru care se cunoaşte timpul de execuție. Pentru o precizie cât mai bună scrierea secvenţelor de test ar trebui realizată în limbaj de asamblare. Se poate calcula cu precizie durata de execuţie a secvențelor de test şi implicit se pot calcula erorile de măsură. Scrierea secvenţelor de test este legată de setul de instrucţiuni al microcontrolerului folosit. Trebuie folosită o instrucţiune de test a semnalului de intrare şi o instrucţiune de salt la retestare. O astfel de buclă poate deveni infinită dacă semnalul de intrare nu îşi modifică valoarea. În mod normal ar trebui introdusă în buclă o condiţie de test suplimentară, care să forțeze ieșirea din buclă în caz de eroare. Această condiţie suplimentară măreşte durata de execuţie a secvenţei de test şi implicit duce la creşterea erorilor de măsură a duratei. Din fericire, foarte multe microcontrolere au implementat un ceas de gardă (*watchdog*) care ne permite

resetarea microcontrolerului intrat într-o buclă infinită. Pentru a avea o eroare de măsură cât mai mică vom folosi o buclă de test cu durată minimă şi ieşirea din starea de eroare cu ajutorul ceasului de gardă [31]. Acest mod de utilizare creşte dimensiunea programului de aplicaţie, creşte complexitatea programului de pornire a microcontrolerului după reset, dar îmbunătăţeşte precizia de măsurare a timpului.

Prezentăm mai jos, un exemplu de program în limbaj de asamblare, care măsoară durata unui semnal activ în unu. Semnalul de măsură poate fi aplicat pe orice pin de intrare al microcontrolerului. Această secvenţă poate fi implementată pentru orice tip de mcrocontroler AVR.

```
#asm
Mas_timp:
    clr     R16
    out     TCNT1H,R16          ; sterg valoare T1
    out     TCNT1L,R16
    ldi     R16,(1<<TOV1)
    out     TIFR,r16            ; sterg semafori depășire T1
    ldi     R16,data_startT1    ; pregatire date START numarator
wait_fp_sint:
    sbis    PINB,x              ; iesire din bucla la front pozitiv semnal intrare
    rjmp wait_fp_sin
    out     TCCR1A,R16          ; START numarator
    ldi     R16,data_stopT1     ; pregatire date STOP numarator
wait_fn_sint:
    sbis    PINB,x              ; iesire din bucla la front negativ semnal intrare
    rjmp wait_fn_sin
    out     TCCR1A,R16          ; STOP numarator
#endasm
```

Subrutina poate fi integrată în programe de nivel înalt C, PASCAL etc. Subrutina poate fi scrisă într-un limbaj de nivel înalt, cu scrierea în limbaj de asamblare doar a condițiilor de test și a acțiunilor de START și STOP numărător. Durata semnalului de intrare se calculează ca produs dintre valoarea din registrul TCNT1 şi perioada semnalului de ceas selectat la intrarea numărătorului. În exemplificare, semnalul de măsură trebuie conectat la portul PB, bitul x (valoare între 0 şi 7, neprecizată). Eroare de măsură este ±4 cicli de ceas ai microcontrolerului. Dacă la intrarea numărătorului, este aplicat ceasul microcontrolerului divizat cu 8, 64, 256 sau 1024, atunci trebuie adăugat şi acest timp la calculul erorilor. În aceste condiţii, este mai bine să folosim o frecvenţă mare şi contorizarea depăşirilor decât frecvenţa de ceas divizată. Trebuie precizat că durat minimă de timp ce poate fi măsurată prin această metodă este de șapte cicli de ceas ai microcontrolerului, comparabilă cu eroare de măsură.

Măsurarea duratei prin metoda *tip poartă* nu poate fi aplicată direct pentru un microcontroler AVR. Aceste microcontrolere nu dispun de un semnal extern de *validare numărare*. Pentru a realiza o măsurătoare de tip poartă cu un microcontroler AVR, este nevoie de o poartă externă tip SI (SI-NU). Prin intermediul acestei porţi este validată numărarea unei frecvenţe cunoscute, de obicei frecvenţa de ceas a microcontrolerului. Pe una din intrarile porţii se aplică semnalul a cărei durată se măsoară iar pe cealaltă se aplică semnalul de măsură. Ieşirea porţii este conectată la intrarea externă de numărare, de obicei intrarea numărătorului T1. Precizăm că, pentru a utiliza semnalul de ceas a microcontrolerului pentru comandă externă, trebuie ţinut seama de anumite restricţii. În schemă am folosit ieșirea CKOUT pentru a nu influența frecvența de oscilație. Această funcție se activează prin setarea bitului de programare CKOUT (*fuse bits*). În cazul măsurării unor durate mai mari decât capacitatea numărătorului, este mai indicat să contorizăm depăşirile, decât să folosim o frecvenţă de ceas scăzută (divizată). Prezentăm, ca aplicație, schema de test pentru măsurarea duratei semnalului DPWM a clinometrului ACCUSTAR cu metoda tip poartă, schemă prezentată în figura 2.1.6. În schema am folosit ca poartă circuitul SN74HC1G08. Acest circuit conține o singură poartă SI, are capsula SOT23 și simplifică cablajul. În montajul experimental am folosit o poartă SI din circuitul SN74HC08.

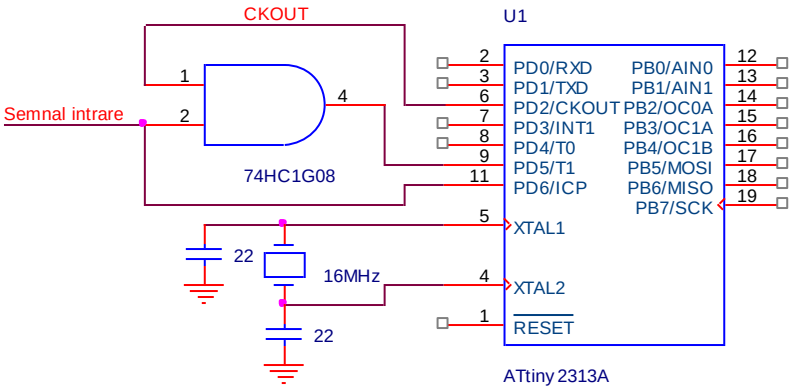

Figura 2.1.6. Schemă de măsurare durată prin metoda poartă.

Facem precizarea că, dacă vom folosi o poartă SI numărătorul T1 va fi setat pentru numărare pe front crescător iar dacă vom folosi o poartă SI-NU, vom seta numărătorul T1 pentru numărare pe front descrescător. În schemă, semnalul a cărei durată se măsoară este conectat şi la intrarea ICP, pentru a semnala terminarea măsurătorii. Această metodă nu impune scrierea unor secvenţe de

program în asamblare. Se verifică existenţa condiţiilor de începere a măsurătorii (semnal de intrare în 0 logic), se sterge numărătorul şi semaforul de sfârşit măsurare, după care se verifică înscrierea semnaforului de sfârşit măsurare. Pentru semnale singulare sau semnale cu durata foarte mică în raport cu perioada, acest mecanism de semnalare sfârşit de măsurare poate să lipsească. El poate fi înlocuit cu o simplă citire a numărătorului. Dacă valoarea din numărător este zero, înseamnă că nu s-a declanşat măsurarea. Dacă aceasta este diferită de zero și se păstrează aceeași pentru două citiri consecutive, înseamnă ca s-a terminat măsurătorea. Eroarea de măsură pentru această metoda este ±1CK. Așa cum este realizată schema din figura 2.1.6, este posibilă o măsurare combinată între metoda tip poartă, cea de captură și interogare.

Această metodă se impune a fi folosită dacă avem de măsurat durate foarte mici ale semnalului de intrare (sub 10 impulsuri de ceas) sau dacă avem de măsurat factorul de umplere al unor semnale cu valori apropiate de zero. Precizăm din nou că, măsurarea prin *metoda de captură,* este la fel de precisă ca şi metoda tip poartă. Singurul dezavantaj al metodei de captură faţă de metoda tip poartă este durata minimă ce poate fi măsurată. Acest dezavantaj este generat de timpul necesar salvării datelor și schimbării frontului pentru care se generează captura. Pentru a evita măsurarea unor durate mici, multe traductoare cu ieșirea în factor de umplere au variația utilă a semnalului de ieșire între 25% și 75% (accelerometrul ADXL202).

2.1.3. Masurare perioadă/factor de umplere pentru semnale digitale

În foarte multe aplicaţii industrilale este nevoie de măsurarea perioadei unor semnale. În mare parte din aceste aplicații trebuie măsurat și factorul de umplere al semnalelor. Măsurarea factorului de umplere este mai complexă decât măsurarea perioadei deoarece, pentru măsurarea factorului de umplere avem nevoie de măsurarea a doi timpi iar pentru măsurarea perioadei avem nevoie de un singur timp.

În cadrul aplicațiilor, privind trecerea sistemului de măsură a parametrilor UCCH în regim de seism, a fost nevoie de măsurarea factorului de umplere a semnalului de ieșire a unui accelerometru [69]. Factorul de umplere al ieșirii accelerometrului variază între 25% pentru accelerația de -2g și 75% pentru accelerația de +2g. Deoarece sensibilitatea accelerometrului nu era foarte mare, trebuia măsurată accelerația cu o precizie cât mai bună. În cadrul aplicației respective, am analizat și implementat practic măsurarea factorului de umplere prin întrerupere și prin captură. În cele ce urmează, vom exemplifica măsurarea perioadei semnalelor digitale şi a factorului de umplere prin metoda întreruperilor (externă, captură și schimbare stare), folosind microcontrolere AVR.

Facem câteva precizări importante legate de folosirea înteruperilor pentru măsurarea timpului. În timpul măsurării trebuie activată doar întreruperea folosită la măsurare. Orice întrerupere suplimentară activată poate duce la erori de măsură. O subrutină de servire a înteruperilor are o durată de minim şase cicli de ceas. Este vorba de instrucţiunea de salt (RJMP – 2 cicli) din tabela de întreruperi la subrutina de trartare a întreruperii şi de instrucţiunea de revenire din subrutină (RETI – 4 cicli). Dacă folosim instrucţiune JMP durata creşte la şapte cicli. Practic în subrutină nu se execute nimic altceva decât ştergerea semnaforului care a generat întrerupere. Dacă în subrutină se salvează şi reface registrul de stare SREG (obligatoriu dacă se execute instrucţiuni care modifică registrul de stare) cu memorarea în stivă, rezultă o durată de execuţie a subrutinei de cel puţin 12 cicli. Dacă adăugăm şi instrucţiunile de trartare efectivă a întreruperii, durata de execuţie creşte. Aceşti timpi de execuţie obligatorii afectează întrucâtva precizia de măsură, dar mai ales perioada minimă ce poate fi măsurată. Aceste considerente stau la baza scrierii în limbaj de asamblare a acestor subrutine de

întrerupere. Durata de execuţie se reduce la minimum şi nu este lăsată la îndemâna compilatorului să genereze o secvenţă *"optimă"*.

Măsurarea duratei sau perioadei unui semnal prin întrerupere presupune conectarea acelui semnal la un pin de microcontroler care generează întreruperi externe. Pentru majoritatea microcontrolerelor AVR, pinii care generează întreruperi externe sunt: INT0, INT1 (INT2, INT3) şi ICP (captură). Pentru microcontrolerele din noile generaţii (ATtiny20, ATtiny25, ATtiny45, ATtiny2313A, ATmega328, ATmega1284 etc) orice pin de microcontroler poate genera o întrerupere externă la schimbare stare. Avem una, două, trei sau patru întreruperi externe generate la schimbarea stării semnalelor de intrare (PCINT0, PCINT1, PCINT2 şi PCINT3), câte una pentru fiecare port implementat în microcontroler. Fiecare din aceste întreruperi poate fi activată de unu până la opt semnale de intrare (câţi biţi are portul respective). Schimbarea stării oricărului semnal de intrare (activat) va seta semnaforul de întrerupere corespunzător. Subrutina de întrerupere se va executa dacă este setat bitul de validare iar bitul I (de activare globală a întreruperilor) din registrul de stare SREG este şi el setat.

Pentru a măsura perioada unui semnal se folosesc întreruperile generate pe front (INT0, INT1, INT2, ICP), iar pentru măsurarea duratelor sau factorului de umplere vom folosi întreruperile externe generate pe ambele fronturi (INT0, INT1, INT2, ICP) precum şi întreruperile generate la schimbare stare (PCINT0, PCINT1, PCINT2, PCINT3). Întreruperea de captură (ICP) poate fi folosită pentru măsurarea duratelor, doar cu condiţia de a reprograma frontul semnalului pentru care se generează întreruperea următoare (durata de execuţie creşte cu cel puţin 3 cicli de ceas).

Prezentăm mai jos trei subrutine de întrerupere pentru măsurare perioadei, ce utilizează cele cele trei modalităţi de generare a întreruperilor externe.

Prima subrutină măsoară perioada unui semnal digital de intrare utilizând întreruperile externe clasice (INT0 sau INT1). Acestea se setează pentru generare întrerupere pe front crescător sau descrescător, în concordanţă cu modul în care vrem să măsurăm perioada semnalului. Înainte de măsurarea proprizisă se şterge semaforul întreruperii respective (scriere cu *unu*) pentru a nu genera o întrerupere parazită imediat după activare. De asemenea se şterge numărătorul și semaforul de depăşire pentru acesta, pentru a contoriza corect timpul de măsură. Se verifică dacă semnalul de intrare are valoarea corectă şi eventual se așteaptă îndeplinirea

acestei condiții. Se validează întreruperea respectivă şi se aşteaptă activarea acesteia de două ori. În funcție de modul de lucru a subrutinei se determină valoarea perioadei semnalului. Un model de subrutină de întrerupere externă, pentru măsurarea perioadei unui semnal digital, este prezentat în exemplul următor.

```
#asm
rutina_int0:
    in      r15,TCCR1B      ; test numărător pornit
    sbrc    R16,0           ; test validare numărător T1
    rjmp    end_masd
    nop                     ; egalizare durată ramuri subrutină
    out     TCCR1A,R16      ; START numarator
    reti                    ; revenire din subrutina
end_masd:
    out     TCCR1B,R17      ; STOP numarator
    ret                     ; revenire din subrutină
#endasm
```

Rutina se activează de două ori, după care se șterge bitul I din SREG. Regiştri R16 şi R17 trebuie pregătiţi cu datele pentru START şi STOP pentru numărătorul T1. O operaţie premergătoare măsurării este de ştergere a numărătorului înainte de activarea întreruperii. Instrucţiune NOP a fost introdusă pentru ca ciclurile de START şi STOP să aibă aceeaşi durată. Pentru verificarea condiției de pornit numărător este testat bitul zero din TCCR1B. Acest fapt determină eroare în cazul divizării semnalului de ceas cu 8 și 256. La a doua execuţie a subrutinei se revine cu instrucțiunea *ret.* Practic, în programul principal se aşteaptă ca bitul I să fie șters. Eroarea de măsură este de 2 cicli de ceas la fiecare întrerupere.

Un alt exemplu de măsurare a perioadei unui semnal, bazat pe întreruperea de captură, este prezentat mai jos. Se ştie ca pe frontul pozitiv sau negativ al semnalului de captură (funcţie de setare) se face o copiere a conţinutului numărătorului 1 în registrul de captură [1], [81], [82], [83]. Deci pe trei întreruperi de captură succesive (cu schimbare frontului de captură) putem determina atât perioada unui semnal cât şi factorul de umplere al acestuia. Trebuie preluate cat mai rapid datele succesive obţinute prin captură, pentru a nu avea erori. Durata acestor acţiuni determină perioada minima de măsură şi factorul de umplere (minim şi maxim) care pot fi determinați printr-o astfel de metodă. Prezentăm în figura 2.1.7 organigrama de măsură prin întreruperea de captură a

perioadei și factorului de umplere ale unui semnal digital. Pentru că folosim întreruperea de captură subrutina se poate scrie și în limbaj de nivel înalt. Dacă scriem subrutina în limbaj de asamblare se pot măsura semnale cu factor de umplere mai apropiate de 0% și de 100%.

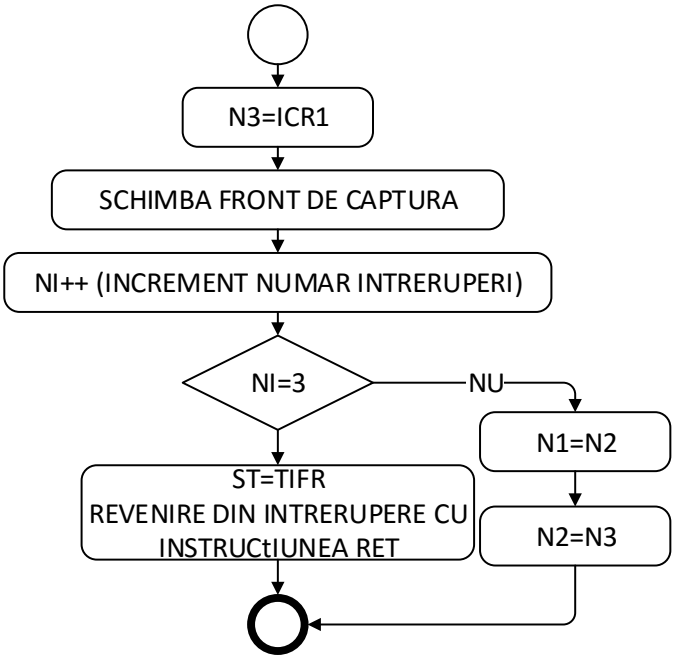

Figura 2.1.7. Organigrama subrutinei de intrerupere pentru captură.

Înainte de validarea întreruperii de captură trebuie verificat dacă semnalul de intrare este periodic. După acest test, numărătorul T1 este adus la zero iar semaforul de întrerupere pentru captură şi semaforul de depăşire pentru T1 sunt șterse. Se pornește apoi numărătorul T1 după care se se validează întreruperea de captură. Toate aceste acțiuni trebuie făcute într-un timp foarte scurt, pentru ca prima întrerupere de captură să poată fi executată. Datele privind semnalul de intrare sunt stocate în variabilele N1, N2 și N3. Starea registrului TIFR este salvată în variabila ST pentru verificarea situațiilor de depașire. Am scris subrutina în limbaj de asamblare în 17 cicli de ceas. Pentru o frecvenţă de ceas de 20MHz, durata minima între cele trei măsurători este de 1 μs. Pentru o frecvenţă de ceas de 4MHz acest timp este de aproximativ 5μs. La sfârşitul celor trei întreruperi se poate calcula perioada semnalului şi factorul de umplere. Bineînţeles se verifică în prealabil dacă nu am avut depăşire pentru numărătorul T1 în procesul de măsură. Perioada (T_X) şi factor de umplere (*FU*) pot fi calculate cu formulele următoare:

$$T_X = (N_3 - N_1) \cdot T_{CK}, \qquad (2.1.7)$$

$$FU_X = \frac{N_2 - N_1}{N_3 - N_1} \cdot 100. \qquad (2.1.8)$$

În formule *N1, N2* şi *N3* sunt valorile captate ale numărătorului T1 pentru întreruperile 1, 2 şi 3. Eroarea de măsură pentru această metodă este de doar ±1 ciclu de ceas pentru fiecare acțiune de captură. Pentru o frecvenţăde ceas de 20MHz eroarea de măsură este de doar 100ns pentru măsurare perioadă.

Pentru cazul în care am avut depăşire în procesul de măsură se poate relua măsurarea cu o frecvenţă divizată cu 8, 64, 256 sau 1024 la intrarea numărătorului T1. În acest caz eroarea de măsură este data de aceste divizări adunate cu un ciclu de ceas. Asfel obţinem o eroare de 9 cicli de ceas pentru divizarea cu 8, de 65 cicli de ceas pentru divizarea cu 64 etc.

Pentru a treia modalitate de generare a intreruperilor (schimbare stare) semnalul se aplică la un pin de port, pentru care se generează întrerupere la schimbare stare. De exemplu, pentru microcontreolerul ATtiny2313A este de preferat întreruperea PCINT2 (generate de pinii portului PD) pentru care nu mai trebuie realizat saltul din tabela de întreruperi. Dacă această subrutină este plasată imediat după tabela de întreruperi, la începutul memorie FLASH, se poate renunţa la instrucţiunea de salt relativ (RJMP). Mai jos este prezentat un model de subrutină de întrerupere (întreruperea PCINT2) pentru măsurarea perioadei şi factorului de umplere al un semnal digital.

```
#asm
   rutina_PCINT2:
      sbic   PIND,x       ; test valoare semnal intrare
      rjmp   int_pc2
      mov    R16,R17      ; in R16 date pentru STOP
      in     R18,TCNT1L; citire N1
      in     R19,TCNT1H
      reti                ; revenire din intrerupere 2
   int_pc2:
      out    TCCR1A,R16; setare numărător
      sbrc   R16,0        ; test numărător pornit
      reti                ; revenire din intrerupere 1
      cli                 ; șterg validare intreruperi (I=0)
      ret                 ; revenire din intrerupere 3
   #endasm
```

Pentru erori de măsură cât mai mici subrutina trebuie scrisă în limbaj de asamblare. Deoarece în subrutină nu se modifică registrul de stare SREG acesta nu trebuie salvat şi refăcut. Şi pentru această rutină regiştrii R16 şi R17 trebuie

pregătiţi cu datele pentru START şi STOP numărător T1. Înainte de începerea măsurării trebuie șters numărătorul T1. În regiştrii R18 şi R19 vom avea o parte din datele pentru determinarea factorului de umplere (N1) iar prin citirea datelor din registrul numărător (TCNT1) avem datele (N2) pentru perioada semnalului și restul datelor pentru calculul factorului de umplere. Şi în acest caz trebuie îndeplinite toate condiţiile pentru funcţionarea mecanismului de măsură: să avem la intrarea PIND.x aplicat un semnal periodic, semnalul să fie în zero înainte de validarea întreruperilor şi bineneînţeles să fie şters semaforul PCIF2. Modul de funcționare a subrutinei este simplu. La prima apelare se pornește numărătorul. La a doua apelare se citește valoarea N1 și se pregătește în R16 datele pentru STOP numărător. La a treia apelare se oprește numărătorul și se invalidează întreruperile. Eroarea de măsură este de 2 cicli de ceas la fiecare întrerupere. Formulele de calcul pentru perioada (T_X) şi factor de umplere (FU_X) sunt următoarele:

$$T_X = N_2 \cdot T_{CK}\,, \tag{2.1.9}$$

$$FU_X = \frac{N_1}{N_2} \cdot 100\,. \tag{2.1.10}$$

La a treia activare a întreruperii PCINT2 sunt dezactivate global întreruperile (I=0). Practic prin acest mecanism se semnalează terminarea măsurătorii. Se poate imagina și alt mecanism de semnalizare a sfârșitului măsurătorii.

Dintre cele trei modalități de măsurare a duratei prin întrerupere cea mai precisă este măsurarea prin captură. Eroarea este de ±1 ciclu de ceas pentru fiecare acțiune de captură. Eroare se păstrează, fie validăm întreruperea, fie folosim doar semaforul de întrerupere. Pentru celelalte două cazuri eroarea este de minim ±2 cicli de ceas pe întrerupere.

2.1.4. Măsurare frecvență/perioadă semnale analogice

Multe aplicaţii industriale şi de laborator necesită măsurarea perioadei unor semnale analogice sau durata în care un semnal analogic are valoarea peste un nivel de prag. Majoritatea microcontrolerelor (AVR) dispun de un comparator analogic încorporat, care poate fi folosit pentru masurarea perioadei semnalelor analogice.

Și în cadrul aplicațiilor privind măsurarea parametrilor UCCH a fost nevoie de măsurarea frecvenței/perioadei unor semnale analogice. Este vorba de măsurarea traductoarelor cu impedanță modificată (cu oscilator încorporat), măsurarea pendulilor inductivi și măsurarea senzorilor capacitivi. În cele ce urmează vom prezenta două modalităţi de măsurare a perioadei semnalelor analogice utilizând facilităţile oferite de microcontrolerele AVR. O parte din considerațiile următoare au fost prezentate în lucrările [5], [26] și [44].

Prima aplicație se referă la măsurarea perioadei unui semnal analogic fără componentă de curent continuu şi flotant faţă de sistemul cu microcontroler. Schema sistemului de măsură este prezentată în figura 2.1.8. Această schemă a fost folosită la măsurarea pendulilor inductivi.

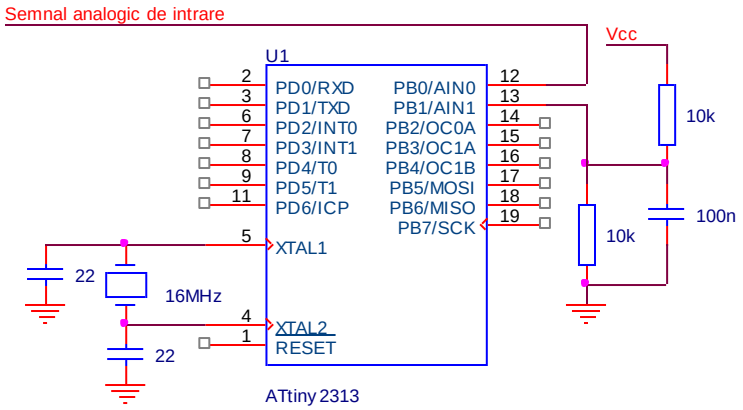

Figura 2.1.8. Schema de măsură a perioadei unui semnal analogic

După cum se observă din schemă, semnalul este aplicat pe una din intrarile comparatorului analogic. Pentru o funcţionare corectă a comparatorului, semnalul este axat la valoarea $V_{CC}/2$. Pentru reducerea curentului de alimentare a microcontrolerului este necesară deconectate intrărilor digitale aferente intrărilor comparatorului analogic de la pinii de intrare, prin setarea corespunzătoare a registrului DIDR. Pentru o măsurare precisă a timpului ne folosim de proprietatea

comparatorului analogic de trigherare a funcţiei de captură. Trecerile prin zero ale semnalului analogic de intrare vor genera condiţiile de captură. Putem spune că măsurarea perioadei unui semnal analogic devine la fel de simplă ca cea pentru semnale digitale. Prezentăm în exemplul următor doar subrutina de măsură a duratei semnalului analogic folosind funcția de captură, fără a valida execuţia subrutinei de întrerupere.

```
unsigned int rutina_masP (void)
    {unsigned int N1, N2;
      asm ("cli")                  // dezactivare intreruperi
      TCNT1=0x0000;                // sterg numerator T1
      ACSR=(1<<ACIC);     // validare captura comandata de CA
      TIFR=0xFF;                   // serg semnforii de intrerupere
      TCCR1B=0x41;          // START numerator T1
      While(!(TIFR&(1<<ICF1))
      {;}
      N1=ICR1L;                    // citire valoare T1 la captura N1
      TIFR=(1<<ICF1);              //  sterg semafor captura
      While(!(TIFR&(1<<ICF1))
      {;}
      N2=ICR1;                     // citire valoare t1 pentru captura N2
      TCCR1B=0x00;                 // STOP numerator T1
      TIFR=(1<<ICF1);              // sterg semafor captura
      return (N2-N1);              // salvare date in stiva
      asm ("sei")                  // validare intreruperi
    }
```

Înainte de lansare în execuţie a funcței de măsură trebuie verificat ca ieşirea comparatorului să fie în în zero şi să avem la intrare un semnal periodic. După fiecare activare a semaforului de captură ICF1, acesta se şterge şi se salvează datele. Variabilele N1 și N2 trebuie declarate variabile globale. Deorece nu se execută subrutina de întrerupere, programul se poate scrie în limbaj de nivel înalt (C). Singurul dezavantaj este că va crește valoarea minimă a perioadei semnalului care poate fi măsurată. Calculul perioadei semnalului analogic se face, simplu, cu relația (2.1.11).

$$T_X = (N_2 - N_1) \cdot T_{CK} \qquad (2.1.11)$$

Comparatorul analogic încorporat în microcontroler are timpul de comutaţie mai mare de 300ns, ofset mai mare de 10mV şi histerezis de 40mV [87]. Aceste caracteristici induc unele limitări ale preciziei de măsurare a perioadei semnalelor analogice. Pentru performanţe superioare se poate folosi un comparator analogic extern. Ieșirea comparatorului trebuie conectată la intrarea de captură.

În exemplificarea următoare (care a stat la baza măsurării capacității) vom măsura durata în care semnalul analogic de măsurat are valoarea mai mare decât o valoare de referinţă. Pentru această aplicaţie vom folosi un comparator analogic extern. Valoarea de referinţă este generată de microcontroler folosind generatorul PWM. În acest scop am folosit numărătorul T1. Ieşirea OC1A, filtrată (FTJ tip RC), se aplică pe una din intrările comparatorului. Pe cealaltă se aplică semnalul de intrare. Schema de măsură este prezentată în figura 2.1.9.

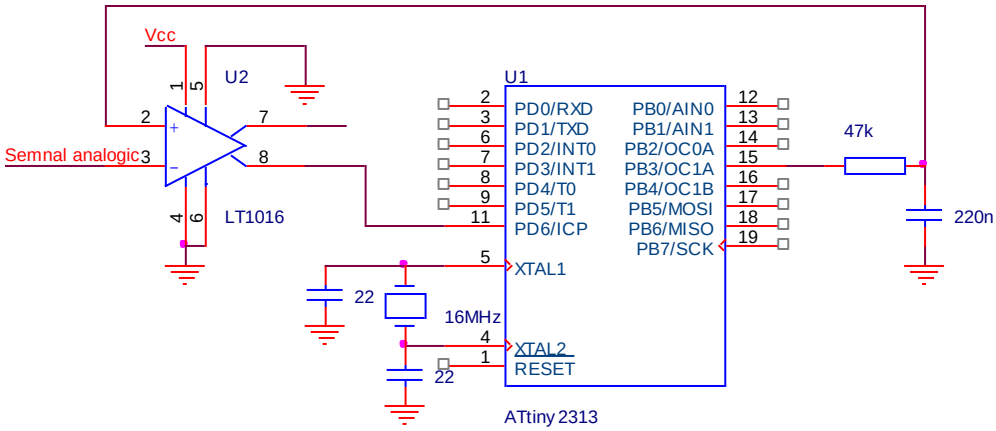

Figura 2.1.9. Schema de măsură a duratei unui semnal analogic.

Din punctul de vedere al aplicaţei, metoda de măsură este similară cu cea din exemplu precedent. Deoarece măsurăm durată şi nu perioadă, între cele două întreruperi trebuie schimbat frontul pentru care se generează întreruperea de captură. În aceste condiţii măsurarea duratei în care semnalul analogic este mai mare decât un prag de referință devine simplă.

Prezentăm în figura 2.1.10 organigrama unui program de măsurare a duratei în care semnalul de intrare este mai mare decît o valoare prestabilită. Subrutina poate fi scrisă și în limbaj de asamblare. Nici în acest caz nu se activează execuţia subrutinei de întrerupere pentru captură. Înainte de lansarea în execuţie a subrutinei de măsură trebuie verificat ca ieşirea comparatorului să fie în zero. Acest fapt asigură un domeniu mai mare pentru perioada de măsură. În subrutină este testată şi setarea semnaforului de depășire a numărătorului T1, semnalându-se eroarea de măsură. După fiecare activare a semaforului de captură ICF1, acesta se şterge şi se salvează datele. Datele pentru determinarea timpului se află în variabilele N1 și N2. Pe durata măsurătorii întreruperile sunt dezactivate. Pentru a nu se bloca microcontrolerul într-o buclă infinită se va valida funcționare ceasului

de gardă. Calculul timpului în care semnalul analogic este mai mare decât pragul de referință se face cu relația (2.1.12).

$$T_X = (N_2 - N_1) \cdot T_{CK} \quad (2.2.12)$$

Modul de generare a semnalului de referință prin generatorul PWM va fi prezentat în capitolul patru.

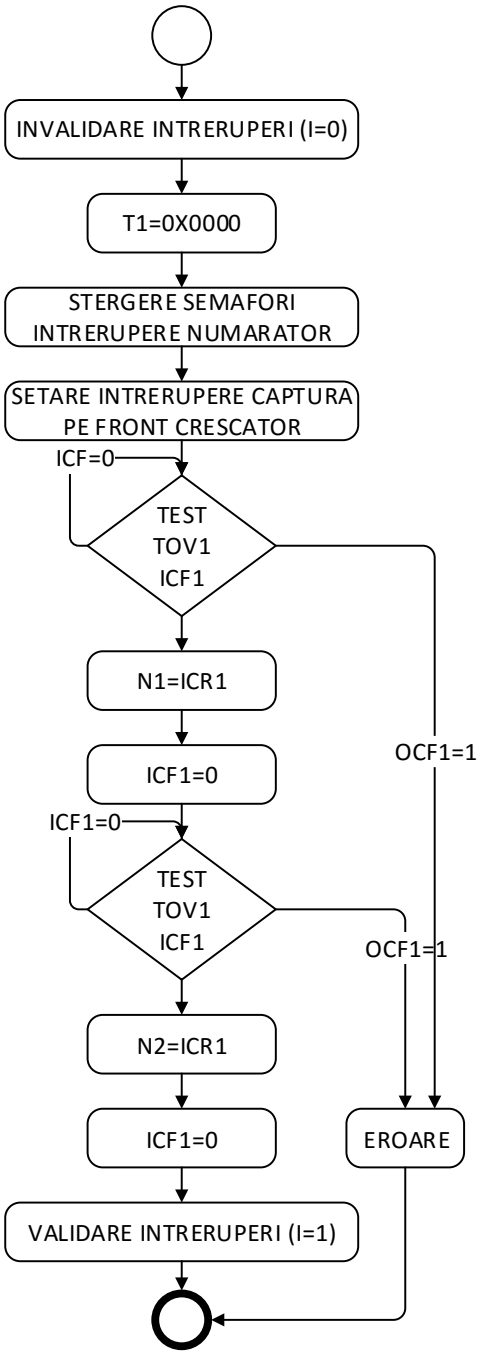

Figura 2.1.10. Organigrama de măsură a duratei unui semnal analogic.

2.2. Măsurarea mărimilor analogice

Microcontrolerele prelucrează în principiu semnale digitale. În multe aplicaţii trebuie prelucrate şi semnale analogice. În acest scop microcontrolerele au în componenţă unul sau două comparatoare analogice şi un convertor analog numeric (în majoritatea cazurilor pe 10 biţi). Deoarece componentele analogice sunt realizate pe acelaşi *chip* cu componentele de prelucrare digitală, performanţele acestora sunt medii. Există o multitudine de aplicaţii pentru care aceste performanţe sunt suficiente, în contextul resurselor hard şi de prelucrare numerică existente în structura microcontrolerului. Dacă se doresc performanţe superioare trebuie să apelăm la componente externe. Resursele hard şi soft ale unui microcontroler AVR permit conectarea simplă a unor componente externe. Practic majoritatea convertoarelor analog numerice pot fi conectate la un microcontroler, atât cele seriale cât şi cele paralele. Conectarea convertoarelor analog numerice seriale se face foarte simplu, deoarece majoritatea microcontrolerelor AVR au implementate interfeţele seriale de comunicaţie SPI şi I2C. Aceste interfeţe pot fi implementate și soft pe oricare din pinii microcontrolerului, mărind foarte mult flexibilitatea în proiectare.

Prezentăm în cele ce urmează patru aplicaţii care scot în evidenţă, flexibilitatea sistemelor cu microcontroler pentru rezolvarea aplicațiilor practice ce necesită preluarea unor semnale analogice. Aceste exemplificări au fost implementate practic în procesul de achiziție automată a parametrilor UCCH și în experimentările privind realizarea unor senzori capacitivi și a unui aparat care să permită măsurarea optică a pendulilor (direct și invers).

La unele obiective hidroenergetice (Baraj Tău, Acumularea Balindru, Petrimanu, Galbenu, Gura Apelor etc) măsurarea parametrilor se face cu senzori rezistivi. S-a pus problema măsurării automate și a acestor tipuri de senzori. Măsurarea cu precizie a rezistențelor (mici) a impus utilizarea unui convertor analog numeric, de precizie, extern. Prin utilizarea unui convertor *delta-sigma* extern pe 16 biţi se pot obţine performanţe excelente în procesul de măsurare a rezistenţelor mici. Prima aplicație prezentată se referă la măsurarea cu precizie a rezistențelor și a raportului a două rezistențe. O parte din problemele ce au apărut în implementările practice au fost prezentate în lucrările [21], [23], [46], [58],

[60], [65] și [68] și în teza de doctorat [62]. Lurarea [60] a fost publicată în revista EDN indexată ISI iar lucrarile [23], [46], [65] și [68] sunt indexate ISI.

A doua aplicație se referă la măsurarea senzorilor capacitivi. După cum am prezentat în capitolul precedent, cu microcontrolerele AVR se măsoară cu precizie timpul. În această aplicație se măsoară o constantă de timp iar capacitatea se determină din valoarea măsurată. Putem folosi comparatorul analogic intern, dar pentru performanţe superioare vom folosi și un comparator extern. Datele referitoare la această aplicație au fost prezentate în lucrările [2], [3], [6], [8] și [9] indexate IEEE Xplore, în teza de doctorat [7] și în revista EDN indexată ISI [5].

Frecvența optimă de ceas a convertorului analog numeric din microcontrolerele AVR este cuprinsă între 50 şi 200kHz. Totuși acest convertor poate funcționa și la frecvențe mai mari (1MHz cu reducerea preciziei de măsură). În subcapitolul trei este prezentată o aplicație de preluare a datelor de la senzorul de imagine TSL1412S (este necesară preluarea datelor de la cei 1536 de pixeli în mai puțin de 20ms). Datele referitoare la această aplicație au fost publicate în revista EDN cotată ISI [13]. De asemenea această aplicație a stat la baza proiectării și realizării practice a aparatului de măsurare optică a pendulilor din construcțiile hidrotehnice. Acest aparat este, în mare, pus la punct. El permite poziționarea 2D cu o precizie de 40 μm, măsurarea poziției cu rezoluție de 1 μm și precizie de 5 μm. O parte din datele referitoare la acest aparat, și anume cele referitoare la modelarea sursei de lumină folosită la măsurare, a fost publicat în articolul [63].

În aplicaţii în care o precizie de măsură de 0,5% este suficientă se poate folosi convertorul analog numeric intern. Măsurarea energiei electrice active în sistemele trifazate poate fi făcută uşor, microcontrolerul asigurând calculele necesare în timp real. O astfel de aplicație este prezentată în subcapitolul patru. Față de datele prezentate în lucrarea [12], în acest subcapitol, sunt prezentate și calculele care fundamentează măsurarea energiei active pentru sarcini rezistive. Toate aceste considerații au stat la baza implementării practice a măsurării energiei active folosită pentru încălzirea poansoanelor de sertizare a modulului electronic ce deservește cutia de viteză (Contract Continental Sibiu).

2.2.1. Masurarea rezistențelor mici

În general măsurarea valorii rezistenţei (R_X) a unui rezistor presupune măsurarea tensiunii U_R de la bornele rezistorului şi a curentului I_R ce trece prin resistor. Rezistenţa se calculează ca raport dintre cele două mărimi (relația 2.2.1).

$$R_X = \frac{U_R}{I_R} \tag{2.2.1}$$

În timp, s-au imaginat mai multe metode de măsură pentru rezistenţe, dintre care amintim: metode de punte (puntea Wheatstone echilibrată, puntea dublă Thomson), metoda ampermetrului şi voltmetrului (montaj amonte, montaj aval), metode de comparaţie (serie, parale) şi măsurare cu aparate indicatoare (ohmetru cu montaj serie, ohmetru cu montaj paralel) [55]. În aplicaţii îndustriale, unde trebuie să măsurăm rezistenţe mici (traductoare de temperature, mărci tensometrice etc.), multe din metodele enumerate mai sus pot fi aplicate greoi într-un proces de măsurare automată. Având în vedere şi faptul că valoarea rezistenţei trebuie obţinută sub formă numerică, rezultă necesitatea folosirii unui convertor analog numeric în schema de măsură. Orice convertor analog numeric presupune folosirea unei referinţe de tensiune. Referinţele de tensiune pentru conversii de mare precizie (peste 12 biţi) sunt foarte scumpe. Apare întrebarea firească, poate fi înlocuită referinţa de tensiune cu un alt tip de referinţă? Răspunsul este da. Convertoarele analog numerice cu referinţa diferenţială (*VrefP, VrefN*) pot folosi ca referinţă o rezistenţă etalon. Este necesar ca, atât rezistenţa etalon cât și rezistenţa de măsură, să fie parcurse de același curent. O schemă pentru măsurarea rezistenţelor mici este prezentată în figura 2.2.1. După cum se observă din schemă, se foloseşte o rezistenţă etalon de 500Ω, cu toleranța de 0,01%. Cu această schemă putem măsura rezistenţe între zero şi 499,99Ω. Curentul I_X prin rezistenţa de măsurat R_X şi cel care trece ți prin rezistenţa etalon este dat de relația (2.2.2).

$$I_X = \frac{V_{CC}}{R1 + \mathrm{Re} + Rx + R2} = \frac{V_{REF}}{\mathrm{Re}} = \frac{V_{IN1}}{Rx} \tag{2.2.2}$$

Codul de conversie pentru tensiunea de intrare V_{IN} se determină cu relația (2.2.3).

$$[cod_X] = \frac{V_{IN}}{V_{REF}} \cdot 2^{16} = \frac{I_X \cdot R_X}{I_X \cdot R_E} \cdot 2^{16} = \frac{R_X}{R_E} \cdot 2^{16} \tag{2.2.3}$$

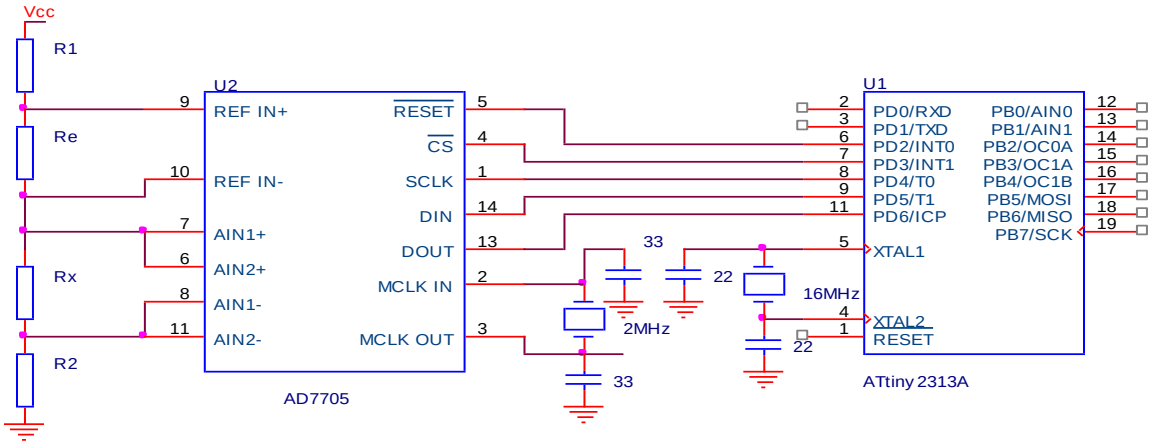

Figura 2.2.1. Schemă de măsură rezistenţe mici

Din formulele de mai sus rezultă că, codul rezultat în urma coversiei analog numerice depinde doar de rezistenţele R_X şi R_E. Rezistenţa R1 are rolul de a reduce curentul prin rezistenţa de măsură și implicit, puterea disipată pe aceasta. În cazul în care R_X ar fi un termistor sau o termorezistenţă, acestea și-ar modifica valoarea în prezența unei puteri disipate de zeci de mW. Rezistența R2 are rolul de ridica nivelul intrărilor negative cu cel puţin 50mV faţă de masă (condiţie impusă în datele de catalog ale convertorului AD7705) [86].

Convertorul *delta-sigma* folosit are practic trei intrări diferenţiale: ($AIN1_+$-$AIN1_-$), ($AIN2_+$-$AIN2_-$) și ($AIN1_-$-$AIN2_-$). Folosind două din cele trei intrări putem măsura rezistenţe mici, aflate la distanţă faţă de punctul de măsură. Schema din figura 2.2.3 exemplifică conexiunile pentru aceast tip de măsurătoare.

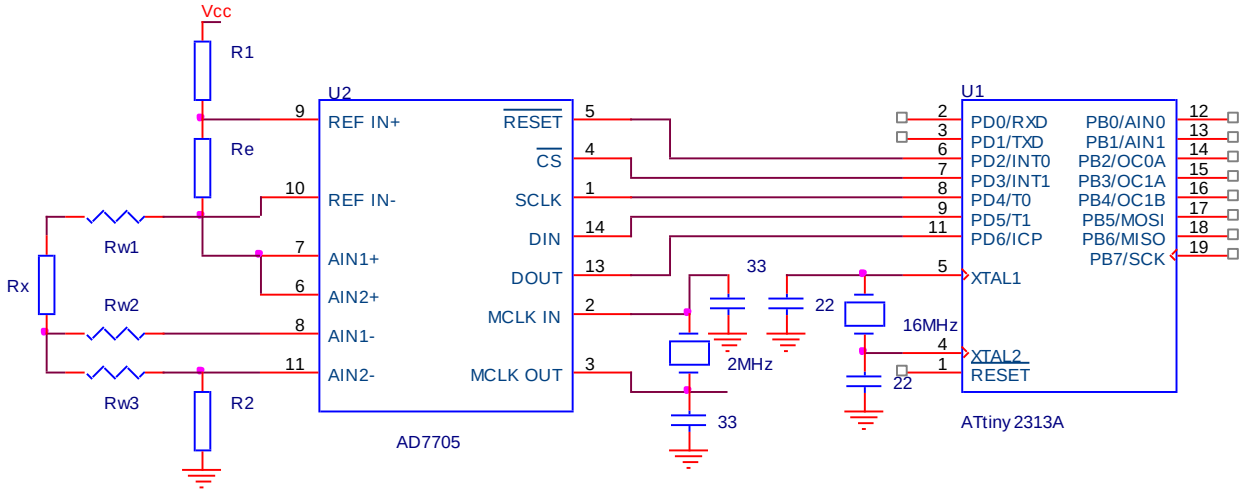

Figura 2.2.2. Schemă de măsură rezistenţă prin cablu de legătură

Analizând schema se observa ca pe intrarea diferenţială 1 se măsoare $R_X + R_{W1}$, pe intrarea diferenţială 2 se măsoară $R_X + R_{W1} + R_{W3}$ iar pe intrarea diferențială 3 se

măsoară R_{W3}. Prin calcule putem afla valoarea rezistenţei de măsură și valoarea rezistenţei firelor de legătură R_W. Se pot scrie următoarele relații:

$$2\cdot(R_{W1}+R_X)-(R_{w1}+R_X+R_{W3})=R_X, \quad (2.2.4)$$

$$(R_{W1}+R_X+R_{W3})-(R_{w1}+R_X)=R_{W1}, \quad (2.2.5)$$

$$R_{W1}+R_X-R_{W3}=R_X, \quad (2.2.6)$$

$$(R_{W1}+R_X+R_{W3})-2.R_{w3}=R_X, \quad (2.2.7)$$

Dacă luăm în calcul intrările 1 și 2 se pot scrie relațiile (2.2.4) și (2.2.5) pentru calculul rezistenței R_X și a firelor de legătură R_W. Dacă luăm în calcul intrările 1 și 3 sau 2 și 3 rezistența R_X se calculează cu relația (2.2.6) sau (2.2.7) iar rezistența firului de legătură este este data de măsurătoarea pe canalul 3. Calculele de mai sus sunt adevărate în condiţiile în care $R_{W1}=R_{W3}$. Această conexiunea se numeşte *conexiune cu 3 fire* şi condiţia precedentă $R_{W1}=R_{W3}$ este absolut obligatorie pentru compensarea rezistenţei firelor de legătură. După cum se poate constata avem trei măsurători pentru două necunoscute. Putem să efectuăm doar două măsurători la alegere, dar, cel mai indicat ar fi efectuarea tuturor celor trei măsurători și corelarea lor pentru verificare.

Datorită celui de al treilea pseudocanal, care măsoară diferenţele dintre intrările negative 1 şi 2, cu acest convertor se poatate măsura unui traductor de tip divizor rezistiv aflat la distanţă faţă de punctul de măsură. Schema din figura 2.2.3 ilustrează modul de conectare a traductorului rezistiv.

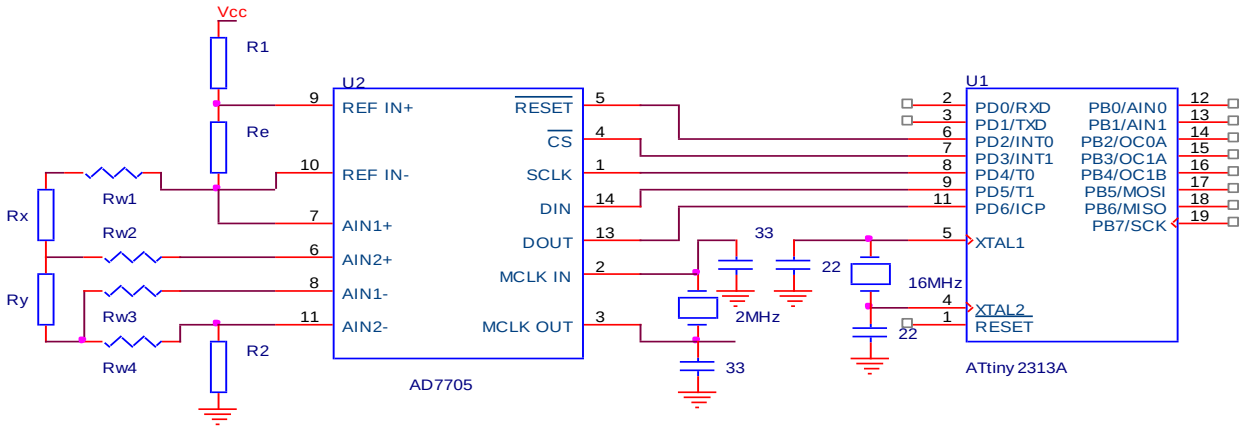

Figura 2.2.3. Schemă de măsură divizor rezistiv prin cablu de legătură.

Prin canalului 1 se măsoară rezitenţa $R_{W1}+R_X+R_y$, prin canalul 2 se măsoară rezistenţa R_y+R_{W3} iar prin canalul 3 se măsoară R_{W4}. Formulele (2.2.8) și 2.2.9) ilustrează modul de calcul pentru determinarea rezistențelor R_X și R_y.

$$(R_{W1} + R_X + R_Y) - (R_Y + R_{W4}) = R_X \,, \tag{2.2.8}$$

$$(R_Y + R_{W4}) - (R_{w4}) = R_Y \,. \tag{2.2.9}$$

În acest caz trebuie realizate măsurătorile pe toate cele trei canale. Pe canalul trei măsurăm doar rezistența firelor de legătură. Ca şi în exemplu precedent calculele sunt valabile dacă firele de legătură au aceeaşi rezistenţă ($R_{w1}=R_{w4}$).

Facem încă o data precizarea că prin metoda propusă se măsoară valoarea adevărată a raportului Rx/Ry. Aparatul manual existent în dotarea UCCH, măsura raportul (Rx+Rw)/(Ry+Rw), raport care era afectat de rezistența firelor de legătură. Un calcul simplu arată că, în acest caz eroarea sistematică de măsură (pentru o rezistență a firelor de legătură de 1 Ω) poate să fie mai mare de 0,1%. Precizăm că măsurarea rezistențelor cu puntea manuală se face cu o rezoluție de ±0,01%, la fel ca și precizia realizată în cazul schemelor prezentate.

2.2.2. Masurare capacitate electrică

De obicei măsurarea capacității electrice se face prin aplicarea unei tensiuni alternative cunoscute și măsurarea curentului ce trece prin condensator [55]. O metodă mai simplă, este aceea de încarcarea a condensatorului la curent constant sau la tensiune constantă (prin intermediul unei rezistenţe cunoscute).

La încărcarea condensatorului la curent constant se măsoară variaţia tensiunii pe condensator în timpul de încarcare t_i. Formula pentru calculul capacităţii este data în relația (2.2.10).

$$C_X = \frac{I \cdot t_i}{\Delta U} \qquad (2.2.10)$$

Folosind încărcarea la tensiune constantă și considerând tensiunea la care se încărcă condensatorul (printr- rezistență cunoscută) jumătate din tensiunea de alimentare, capacitatea se poate calcula cu formula (2.2.11).

$$C_X = \frac{t_i}{R \cdot \ln 2} \qquad (2.2.11)$$

Analizând cele două formule se observă simplitatea de măsură pentru încarcarea printr-o rezistenţă cunoscută față de cea la curent constant. În primul caz, trebuie să generăm un curent constant și să măsurăm precis o tensiune şi timpul. În al doilea caz, trebuie să măsurăm timpul în care condensatorul se încarcă la jumătate din tensiunea de încărcare. Mai mult, condensatorul poate fi încărcat după care descărcat, anulându-se mare parte din erorile de măsură. După cum a fost prezentat în capitolul unu, măsurarea cu precizie a timpului este o problemă uşoară înt-un sistem cu microcontroler. De asemenea o rezistenţă de precizie se găseşte la preţuri rezonabile. Din formula (2.2.11) se observă că precizia de măsurare a timpului influenţează direct precizia de măsurare a capacităţii. Rezultă că sistemul cu microcontroler trebuie să aibă o frecvenţă de ceas cât mai ridicată. Pentru majoritatea microcontreolerele AVR din seria *ATtiny* această frecvenţă este 20MHz iar pentru cele din seria *ATmega* frecvenţa maximă este 16MHz. Pentru o rezistenţă de încarcare cu valoarea 1MΩ, avem o rezoluţie de măsură de 0,072pF pentru frecvența de ceas de 20MHz şi respective 0,09pF pentru frecvența de 16MHz. Această rezoluţie face ca această metodă să fie ușor de utilizat pentru măsurarea capacităţilor mici.

O schemă pentru măsurarea capacităților mici este prezentată în figura 2.2.4.

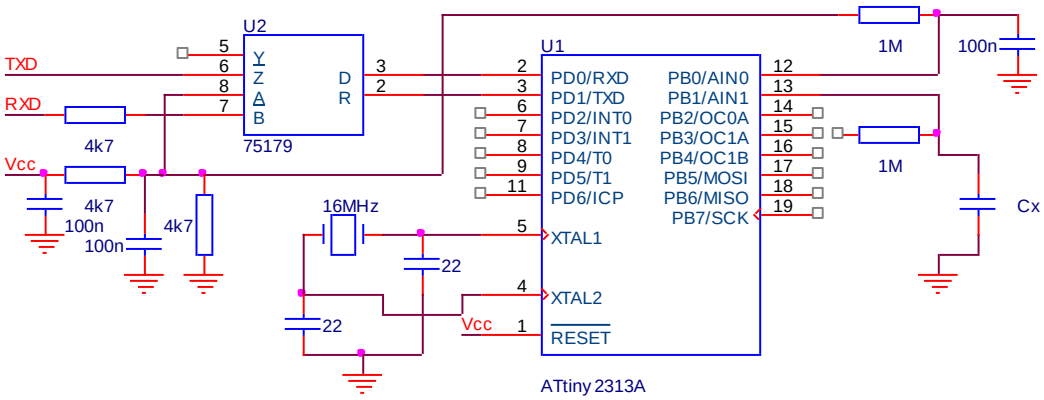

Figura 2.2.4. Schema de măsură a capacităţilor mici.

Pentru măsurarea capacității am folosit comparatorul analogic din structura internă a microcontrolerului. Prin încărcare și descărcarea condensatorului, în operații successive de măsură, se anulează în mare parte eroarea de *ofset* a comparatorului. O organigramă a softului de aplicație pentru măsurarea condensatorului cu această schema este prezentat în figura 2.2.5.

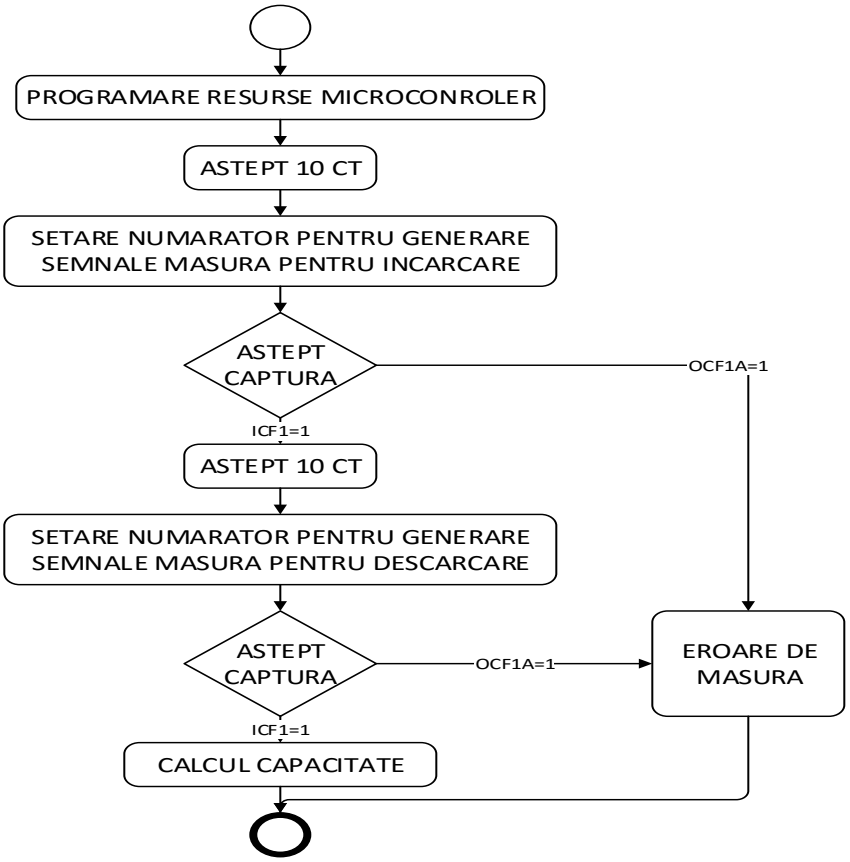

Figura 2.2.5. Organigramă pentru măsurarea capacităţilor mici.

Analiza erorilor de măsură scoate în evidenţă câteva probleme. Prin folosirea comparatorul intern, eroare generată de timpul de comutație de până la 500ns, este mai mare decât rezoluţia. Dacă timpul de comutație ar fi constant, această eroare ar putea fi corectată. În foile de catalog a microcontrolerelor AVR [87] datele privin comparatorul analogic sunt doar estimate şi nu sunt testate în procesul de producţie.

Dacă dorim să facem măsurători de mare precizie, vom folosi un comparator extrern cu un timp de comutaţie cat mai mic (sub 50ns), curenţi de intrare foarte mici (sub 1nA) şi ofset mic. În privinţa ofsetului se cuvine să facem următoarea precizare. Acest impediment poate fi depăşit prin modul de realizare a măsurătorii. Se fac două măsurători succesive şi anume o măsurătoare de încărcare a condensatorului şi una de descărcare. În relațiile de calcul a capacităţii, ofsetul comparatorului apare într-un caz cu plus şi în celălalt cu minus. Făcând media celor două măsurători, eroare tipică datorată ofsetului se reduce la 0,0016%.

O schema de măsurare a capacităţilor mici, în care am folosit un comparator extern, este prezentată în figura 2.2.6. Comparatorul extern folosit este LT1016. Ieşirea comparatorului a fost conectată la intrarea ICP, pentru o măsurare cât mai precisă a timpului [97]. Modul de generare a semnalelor de încărcare şi descărcare a condensatorului s-a făcut hard, ceea ce a permis ca măsurarea timpului de încărcare și descărcare să se facă cu o precizie de un ceas de microcontroler. Practic condensatorul se încarcă de la -5V la +5V şi de la +5V la -5V, în două etape succesive. Și în acest caz putem folosi organigrama din figura 2.2.4 pentru implementarea programului de aplicație.

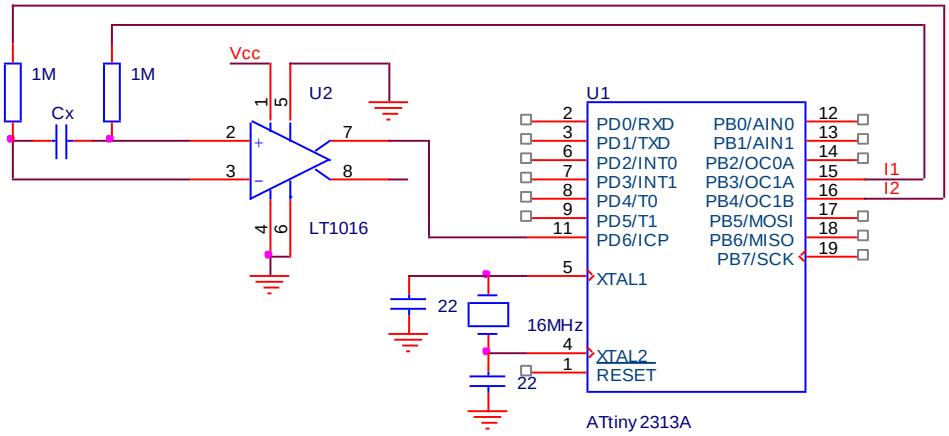

Figura 2.2.5. Schema de măsură a capacităţilor mici cu comparator extern.

Declanşarea semnalelor de comandă I1 ş I2 se face sincron, la trecerea numaratorului T1 prin zero, folosind modulele de comparare A şi B (ieşirile OC1A şi OC1B). Trebuie precizat că între cele două măsurători, de încarcare și respectiv descărcare, trebuie lăsat un timp de cel puţin 10 constante de timp (CT). Deoarece nu se cunoaşte capacitatea care va fi măsurată, timpul respectiv va fi calculat pentru capaitatea maximă ce poate fi măsurată (aşteptăm ca numărătorul T1 să genereze de 10 ori depăşire).

Prezentăm mai jos un model de subrutină ce realizează măsurarea capacităţilor mici prin această metodă.

```
// functie masurare condensatori
void mas_c (void)
        {DDRB=0x18;
         PORTB=0x10;
         delay_ms(100);
         OCR1A=0;
         TCNT1=0xF000;
         TCCR1A=0xB0;
         TIFR=(1<<ICF1);
         TCCR1B=0x41;
         delay_ms(100);
         UDR=ICR1L;
         ;
         UCR=ICR1H;
         while(TCNT1<=0xF000)
         TIFR=(1<<ICF1);
         TCCR1A=0xE0;
         delay_ms(100);
         TCCR1B=0x00;
         UDR=ICR1L;
         ;
         UCR=ICR1H;
        }
```

Subrutina trimite pe interfața serie patru valori. Două pentru încărcare de la -5V la +5V şi două pentru încărcare de la +5V la -5V. Subrutina foloseşte semaforul pentru întreruperea de captură, fără ca subrutina de întrerupere de captură să fie lansată în execuție. Modul de realizarea a subrutinei permite măsurarea de capacităţi foarte mici (comparabile cu de câteva ori rezoluţia de măsură). Pentru condensatoare de capacităţi mari, frecvenţa aplicată numărătorului poate fi scăzută, cum de altfel pentru încărcare se pot utiliza rezistenţe cu valori de 100 kΩ, 10 kΩ sau 1kΩ.

2.2.3. Masurarea semnalului de ieșire pentru senzorul TSL1412S

Preluarea imaginii cu senzorul optic TSL1412S presupune o activitate complexă. Trebuiesc generate semnalele de control conform datelor de catalog şi preluate cele 1536 de valori analogice ale semnalului de ieşire [106]. În lucrarea [13] sunt prezentate atât modul de generare a semnalelor de control cât şi modul de preluare a semnalului de ieşire. În acest paragraf vom expune doar modul de preluare a semnalului analogic de ieşire a senzorului TSL1412S. Am folosit microcontrolerul *ATmega328*. Am ales acest microcontroler deoarece dispune de o memorie RAM de 2kocteţi, necesară achiziţionării datelor pentru cei 1536 de senzori punctuali de imagine [88].

Schema de conectare a senzorului TSL1412S la microcontrolerul ATmega328, pentru preluarea datelor de ieșire, este prezentată în figura 2.2.8.

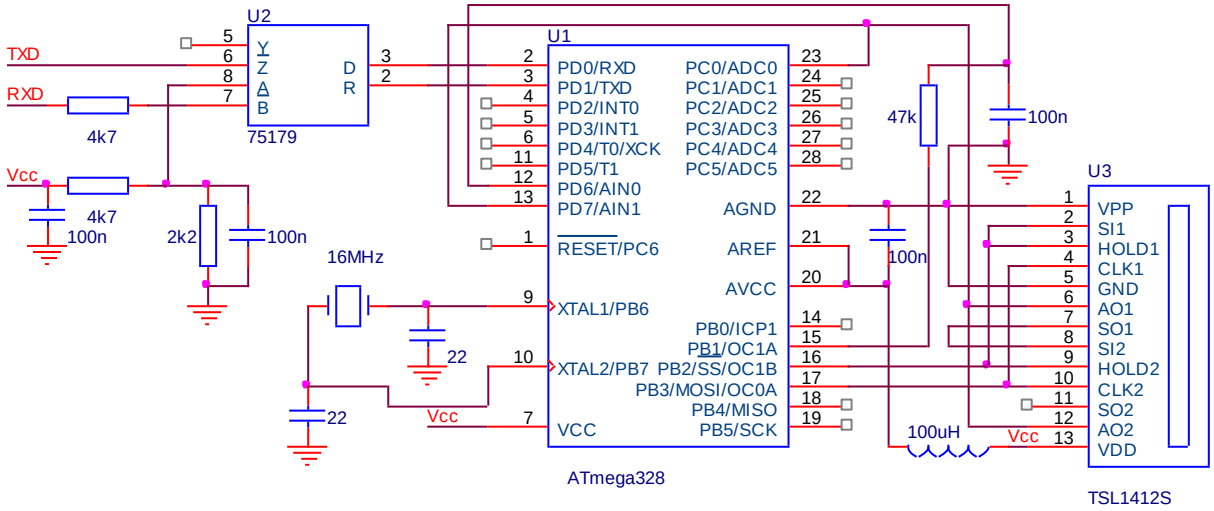

Figura 2.2.8. Măsurare amplitudinii semnalului de ieșire pentru senzorul TSL1412S.

Ieșirile senzorului AO1 și AO2 sunt conectate împreună la intrarea PC.0 a portului PC. Se poate realiza conexiunea la oricare din ceilalţi cinci pini ai portului PC, cu setarea corespunzătoare a registrului pentru comanda multiplexorului de selecţie a intrării de conversie (ADMUX). Pentru cele 1536 de date analogice, corespunzătoare celor 1536 de pixeli, trebuie realizată conversia analog numerică și trebuie salvate datele în memoria RAM a microcontrolerului. Precizăm că datele analogice sunt disponibile serial.

Un aspect important ce trebuie verificat este acela dacă convertorul analog numeric intern poate realiza conversia în timp util și dacă datele pot fi memorate

fără alterarea acestora. Se ştie că datele de la acest tip de senzor pot fi stocate o anumită perioadă de timp. Timpul de preluare și salvare a datelor corespunzătoare celor 1536 de pixeli trebuie să fie mai mic decât timpul de integrare maxim $t_{int)}$, conform relatiei.

$$t_{\text{int}} \geq n_{pixeli} \cdot t_{conv} \qquad (2.2.12)$$

Din datele de catalog, timpul de integrare maxim este 100ms. În ceea ace priveşte timpul de conversie t_{conv} al microcontrolerului ATmega328, acesta este cuprins între 13 si 265μs. Dacă facem calculul pentru un timp de conversie de 13μs rezultă un timp de conversie de 19,968ms. Acest timp este mai mic decât timpul maxim de integrare. Pentru un timpul de conversie de 13 μs rezoluţia convertorului este mai mica de 10biţi. Acest lucru este nesemnificativ deoarece este stocat un singur octet pentru fiecare pixel. Rămâne totuşi o problemă pentru situațiile în care timpul de integrare optim este mai mic decât timpul necesar preluării datelor. Din cele prezentate mai sus, timpul de preluare nu poate fi scăzut sub 20ms. Dacă este nevoie de un timp de integrare mai mic decât timpul de preluare, datele vor fi preluate tot la a doua integrare. Pentru situaţiile în care timpul de integrare este mai mare sau egal cu timpul necesar preluării, datele vor fi disponibile pentru fiecare integrare. Toate aceste considerente impun realizarea unei scheme de generare a semnalelor de comandă foarte flexibilă. Considerentele privind generarea semnalelor de control al senzorului precum și subrutina de întrerupere vor fi prezentate în capitolul de generare a semnalelor cu microcontroler.

În acest subcapitol mai precizăm următoarele. Validarea declanșării conversiei analog numerice se face prin setarea bitul *T* din registrul *SREG*. Se reduce astfel durata rutinei de întrerupere prin simplificarea condițiilor de test. Datorită asigurării soft a timpului necesar conversiei nu mai sunt verificate condițiile de sfârșit de conversie și nu mai este șters semaforul corespunzător. Datele digitale obținute în urma conversie sunt stocate în memoria RAM prin pointerul *Y,* în zona de memorie 0x100 - 0x3FF. În afara zonei respective datele nu mai sunt memorate. Este citit doar octetul superior ADCH, fără a fi accesat înainte octetul inferior de date ADCL, cum ar trebui în caz normal. Acest lucru este posibil prin setarea alinierii la stânga a rezultatului conversiei (se setează bitul ADLAR din registrul ADMUX).

2.2.4. Masurarea energiei active în sisteme trifazate

Măsurarea energiei active în sistemele trifazate presupune măsurarea curentului I, a tensiunii U precum şi defazajul dintre ele φ. Pentru calculul energiei active avem nevoie de măsurarea puterii active P [50]. Puterea activă se calculează cu formula (2.2.13).

$$P = U \cdot I \cdot \cos\varphi \qquad (2.2.13)$$

În cazul sarcinilor rezistive unghiul de defazaj dintre tensiune şi curent este zero. În acest caz puterea activă se poate calcula măsurând doar curentul.

$$P = R \cdot I^2 \qquad (2.2.14)$$

Prezentăm o aplicaţie de măsurare a energiei de încălzire a unui poanson în industria auto, folosit la sertizare modulului electronic pentru cutia de viteză. În procesul de producţie, pentru încălzirea poansoanelor de sertizare se setează timpul de încălzire cuprins între 5 şi 20 de secunde. Energia de încălzire depinde de tensiunea de alimentare a rezistenţelor de încălzire. Precizăm că rezistenţele de încălzire sunt alimentate de la reţeaua trifazată de curent alternativ. Tensiunea de alimentare trifazată nu este constantă în timp. Din această cauză energia de încălzire a poansonului nu este aceeaşi pentru două operaţii de sertizare diferite (energia este dependentă de tensiunea de alimentare) pentru care s-au setat aceeași timpi de încălzire. În procesul de asigurare a calităţii trebuie înregistrată această energie, pentru a se verifica dependenţa dintre energia de sertizare şi calitatea sertizării. Se obține astfel o informaţie ce poate fi corelată cu defectele ce apar în timp. Din aceste analize se pot face recomandări de setare pentru producţia viitoare, pentru creșterea fiabilității. În cadrul unui contract de cercetare cu Continental Sibiu s-a pus problema măsurări energiei pentru o astfel de aplicaţie. Trebuiau reduse cât mai mult costurile, deoarece cheltuielile cu această măsurare suplimentară nu a fost luată în calcul la costurile inițiale.

Pentru rezolvarea problemei am analizat posibilitatea ca toată această măsurătoare să fie realizată cu un sistem cu microcontroler cu convertor analog numeric încorporat. Achiziţia de date trebuia făcută pentru şase canale. O altă condiție impusă era aceea că nu trebuia să fie făcute modificări în instalaţia electrică. Măsurarea curentului s-a făcut cu traductoare de curent (efect *Hall*), montate pe firele de alimentare. Preluarea datelor măsurate, în vederea stocării, s-a făcut pe interfaţa serie RS232. Pentru proiectarea aplicației trebuiau stabilite

următoarele: dacă convertorul analog numeric intern al unui microcontroler AVR este suficient de rapid pentru preluarea datelor şi dacă pot fi făcute prelucrările numerice necesare. În demersurile întreprinse pentru a răspunde la întrebările de mai sus am făcut câteva calcule premergătoare, prezentate în cele ce urmează.

Pentru a stabili numărul necesar de eșantioane am calculat erorile teoretice de măsură ce apar datorită discretizării, pentru mai multe rate de eşantionare. În tabelul 2.2.1 prezentăm datele privind eroarea teoretică de determinare a valorii efective prin însumarea valorii pătrarelor eşantioanelor și prin însumarea modulelor eșantioanelor, pentru mai multe valori ale frecvenței de eșantioane.

Tabelul 2.2. Eroarea de calcul a valorii efective funcţie număr de eşantioane.

Numărul de eşantioane	128	100	80	64	50	40	32	16
Eroare de calcul pentru Σv^2	0,008	0,020	0,009	0,033	0,014	0,033	0,027	0,040
Eroare de calcul pentru $\Sigma \lvert v \rvert$	0,084	0,083	0,100	0,165	0,204	0,230	0,328	1,357

În tabel sunt prezentate erorile obținute prin însumarea pătratelor eșantioanelor (asemănător calculelor pentru valoarea efectivă) și prin însumarea valorii modulelor eşantioanelor (valorile pozitive ale fiecărui eşantion). Am făcut calculele și pentru al doua modalitateilea, deoarece numărul de înmulțiri pe 16 biți necesară primei metode necesită un timp destul de mare de calcul. În fundamentarea calculelor pentru a doua metodă am folosit relația (2.2.15) care stabilește factorul de proporționalitate de 1,11 dintre cele două metode de calcul a valorii efective [50].

$$\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2 dt} = 1{,}11 \cdot \frac{1}{T}\int_0^T |u| \cdot dt \qquad (2.2.15)$$

Calculele pentru determinarea erorilor s-au făcut în EXCEL. S-a luat în calcul o eşantionare ideală pe 9 biţi. Bitul zece a fost alocat pentru semn. Calculele s-au făcut pentru un semnal de intrare cu valoarea efectivă de 1,25V şi domeniul de intrare al convertorului de 5V. Din tabel putem să determinăm, în funcție de precizia dorită, numărul de eşantioane necesar pentru măsurare.

Din analiza caracteristicilor convertorului analog numeric implementat în microcontrolerele AVR putem determina numărul maxim posibil de eşantioane.

Analizând datele din tabel rezultă că, dacă face calculele pentru energie însumând pătratele fiecărui eşantion, eroarea este mai mica de 0,05%, chiar şi pentru 16 eşantioane. Dacă am calcula prin însumarea eşantioanelor (cu redresare soft) numărul minim de aşantioane ar trebui sa fie mai mare de 80, pentru o eroare de 0,1%. Durata unei conversii pe 10 biţi pentru convertorul analog numeric implementat în microcontrolerele AVR este de minim 65μs. Dacă luăm în calcul că trebuie făcut conversia pe şase canale, trebuiesc preluate datele şi salvate în memorie, ajungem la un timp pe eşantionare de minim 390 μs (65·6=390) pe eșantion. Dacă luăm un timp de 400 μs pentru eşantionare rezultă 50 de eşantioane pe perioadă (20ms : 400μs = 50). Din tabel rezultă ca la acest număr de eşantioane trebuie să facem calculele utilizând pătratul valorii eşantioanelor (eroare de 0,014% este mult mai mică decât eroarea de conversie). În aceste condiţii trebuie să calculăm care este timpul necesar pentru înmulţiri (trebuie sa facem o înmulţire de 16x16 biţi). O subrutină de înmulţire 16x16 biţi bună are durata de aproximativ 40-50 cicli de ceas, dacă foloseşte instrucţiunea internă de înmulţire. În majoritatea cazurilor microcontrolerele de tip *ATmega* au implementate instrucţiunile de înmulţire. Pentru o frecvenţă de 4MHz durata subrutinei ar fi de aproximativ 13μs. Dacă operaţia de înmulţirea pentru fiecare eşantion s-ar face în timp ce se aşteaptă încheierea achiziţiei pentru canalul următor, durata de înmulţire nu trebuie luată în calcul. Acest lucru se poate face doar pentru 5 conversii. Pentru ultima conversie timpul de înmulţire trebuie să-l adunăm la totalul timpului de achiziţie. În aceste condiţii timpul pentru preluarea celor şase canale şi a calculului de înmulţire durează aproximativ 403μs. Deci numărul de eşantioane trebuie scăzut la 40 sau 32. Chiar dacă am creşte viteza de lucru a microcontrolerului la 16MHz tot nu am putea prelua datele pe 64 de eşantioane din cauza convertorului analog numeric intern. Din tabel rezultă că diferenţa dintre erorile pentru 40 sau 32 de eşantioane este nesemnificativă. Din punctul de vedere al efectuarii calculelor, este mult mai usor dacă medierile se fac pe valori multiplu de 2. Din această analiză rezultă că putem face preluarea datelor pe 32 de eşantioane pe perioadă cu un microcontroler AVR.

În figura 2.2.9 este prezentată schema sistemului de achiziţie de date pe şase canale. Am utilizat microcontrolerul ATmega328, pentru măsurarea energiei de încălzire a celor șase sarcini rezistive.

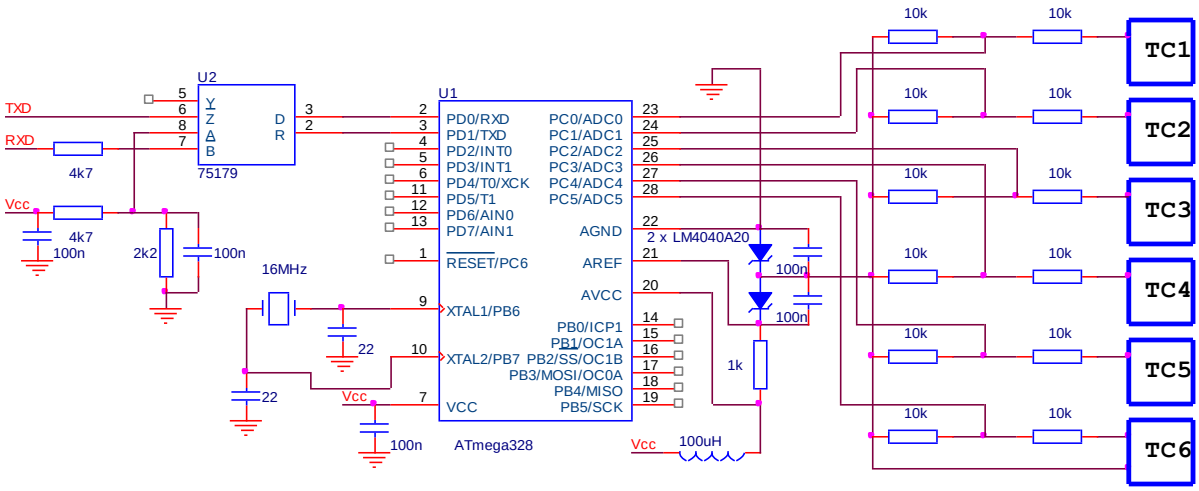

Figura 2.2.9. Schema de măsură a energiei active pentru șase sarcini rezistive.

Pentru măsurarea curentului am folosit traductorii de curent HAL50-S [95]. Semnalul de la traductoare de ±4V a fost divizat pentru a corespunde valorii de intrare a convertorului analog numeric. Referința traductorului a fost realizată cu două referințe LM4040A20 de 2,048V. În acest mod se poate axa semnalul de ieșire a traductoarelor la Vref/2, pentru a măsura ambele alternanțe. Rutina de preluare a datelor fiind mult mai complexă, vom prezenta in figura 2.2.10 doar organigramele pentru intreruperea de comparare a numărătorul T1 şi pentru întreruperile generate de convertorul analog numeric pentru sfârșit de conversie. Generarea frecvenţei de eşantionare se face cu numărătorul T1 în regim de *comparare cu aducere în zero a numărătorului*. Întreruperile se generează cu o frecvenţă de 1600Hz. În subrutina de întrerupere se activează conversia analog numerică pentru canalul 0 şi se validează întreruperea generată de convertorul analog numeric la şfârşitul conversiei. În subrutina de înrerupere a convertorului analog numeric se preiau datele de conversie, se declanşează conversia pentru canalul următor, se efectuează calculele necesare şi se salvează datele. În momentul în care este preluată ultima dată (corespunzătoare canalului şase), se invalidează întreruperea generată de convertor şi se finalizază calculele pentru acest canal. O nouă întrerupere a numărătorului T1 va declanşa achiziţia pentru următorul eşantion de date. Datele se însumează pentru fiecare canal pe durata a 20 de secunde. Rezultatul obținut reprezintă o măsură a energiei active de încălzire a rezistențelor.

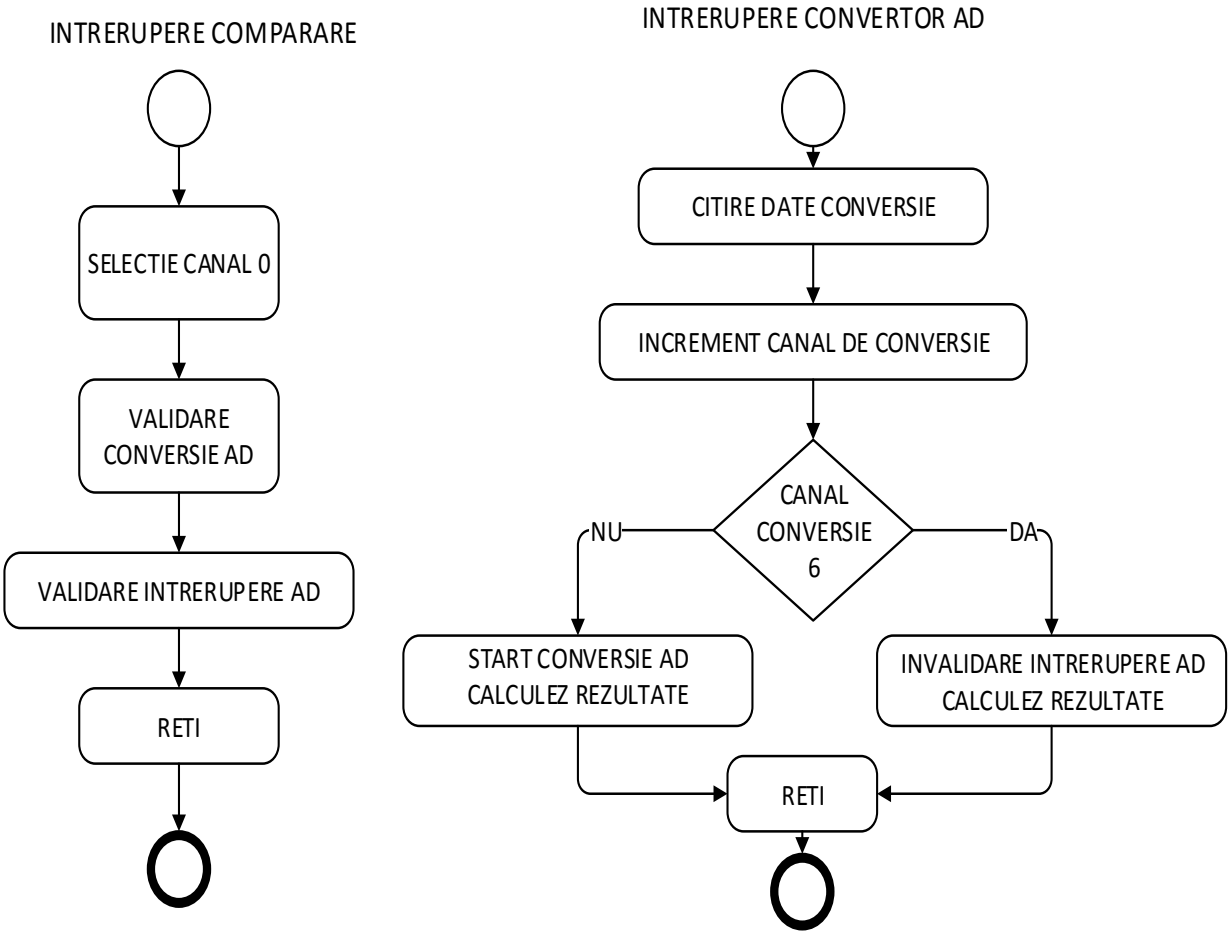

Figura 2.2.10. Organigramele întreruperilor de comparare și sfârșit conversie AD.

2.3. Preluarea datelor digitale

Preluarea datelor de la traductoarele analogice, a datelor de la senzorii cu ieșire digitală și a datelor privind starea logică a unor semnale, este necesară pentru toate aplicaţiile industriale. Toate aceste aceste tipuri de date diverse pot fi preluate doar cu ajutorul unor sisteme de achiziție de date, capabile să preia fiecare tip de dată în parte. Cea mai simplă implementare pentru preluarea datelor se poate face cu ajutorul microcontrolerelelor. Microcontrolerele (denumite și calculatoare într-un singur *chip*), au implementate în structura lor suficiente resurse, pentru a realiza un sistem de achiziție de date. Comunicația la distanță se poate realiza ușor, prin folosirea unui circuit specializat și folosirea unui pin de microcontroler pentru a controla sensul fluxului de date. Prin adăugarea unui convertor analog numeric performant putem prelua date analogice cu precizie de conversie mai bună de 12 biți. În functie de numărul de porturi implementate în microcontroler, pot fi preluate până la 53 de semnale digitale (ATmega64). Deoarece microcontrolerele (în majoritatea lor) au o arhitectură pe 8 biţi, nu se pot prelua sincron decât opt semnale de intrare. Dacă se doreşte preluarea simultană a mai mult de opt semnale digitale (în cazul citirii stării unui sistem energetic sau a stărilor unui automat secvențial cu mai mult de 8 semnale de control), avem nevoie de componente externe de memorare. De asemenea, dacă trebuie preluate mai multe semnale digitale decât numărul de intrări digitale disponibile, sunt necesare, şi în acest caz, componente externe de selecţie. Pentru situaţiile în care, trebuies preluate semnale cu nivele de tensiune diferite de nivelele aceptate de microcontroler, avem nevoie de componente externe de adaptare de nivel. Dacă trebuie preluate semnale care sunt cuplate galvanic cu reţeaua de curent alternativ (există posibilitatea să fie transmisă faza reţelei de curent alternative prin ele), se vor folosi obligatoriu optocuploare sau transformatoare pentru separare galvanică.

În acest capitol vor fi prezentate câteva aplicaţii privin preluarea semnalelor digitale.

În primul subcapitol sunt prezentate câteva considerații privind preluarea datelor de la sistemele de achiziție de date realizate pentru activitatea UCCH, și nu numai. Astfel sunt prezentate date privind preluarea rezultatelor măsurării pe interfața RS485 (folosită în majoritatea sistemelor automate de achiziție de date

din obiectivele hidrotehnice), preluarea de date radio precum și cîteva considerații privind preluarea și stocarea locală a datelor în cazul sistemelor de achiziție de date izolate. Date privind comunicația pe interfața RS485 și preluarea radio a datelor pentru sisteme de achiziție de date distribuite au fost prezentate în lucrările [19], [34] și [48].

În al doilea subcapitol sunt prezentate câteva considerații privind preluarea datelor de la senzori și aparatură electronica cu ieșirea digitală. Prin folosind unor astfel de componente electronice sunt reduse la minim erorile, induse de un proces de conversie suplimentar. Mai mult, nu sunt afectate performanțele tehnice privitoare la procesul de măsurare. Astfel, sunt exemplificate măsurarea temperaturii în mai multe puncte și a distanței între trei puncte din spațiu, în vederea obținerii de date suplimentare, pentru analiza de siguranță a centralei de la Ruieni. Aceste măsurători au fost efectuate practic în activitățile desfășurate în cadrul contractului CEEX 54/2006 (CESTRUCT). Rezultatele, obținute în cadrul acestui contract au pus bazele folosirii de noi de senzori în activitatea UCCH. O parte din rezultatele obținute au fost publicate in lucrările [14], [15] și [16].

Al treilea subcapitol este dedicat preluării de date de la traductoarele de deplasare (liniare şi de rotaţie) cu ieşire în cuadratură. În foarte multe cazuri, în măsurătorile de deplasare se folosesc traductoare cu ieșirea în cuadratură. Preluarea acestor semnale în cuadratură, într-un sistem cu microcontroler, pentru viteze de deplasare mari, este dificilă fără circuite suplimentare. Am realizat preluarea acestui tip de semnale în cadrul sistemului de etalonare a aparatului de măsurare optică a pendulilor. Un articol pe tema preluării datelor de la traductoarele cu ieșirea în cuadratură este în curs de publicare in revista EDN cotată ISI. În subcapitol sunt prezentate alte aspect, care nu sunt relevate în articol.

Al patrulea subcapitol prezintă date privind preluarea semnalelor digitale cu evoluţie lentă şi respectiv cu evoluție rapidă în timp. Aplicațiile prezentate în acest subcapitole au stat la baza soluționării aspectelor tehnice privind controlul de la distanță a unui sistem energetic (contract cu Electrica Zalău). Aspecte privind preluarea semnalelor digitale sunt prezentate în lucrările [12], [24] și [33].

2.3.1. Preluarea și stocarea datelor de la sistemele de achiziție de date

În foarte multe aplicații industriale, traductoarele care trebuie măsurate precum și elementele de comandă sunt plasate pe o arie largă de răspândire. Spre exemplu, în obiectivele hidoenergetice senzorii sunt montaţi în toată structura acstora. Senzorii sunt conectaţi prin cabluri la cutii terminale, care sunt plasate din loc în loc. Într-un loc unde sunt plasate cutiile terminale pot fi conectați prin cablu până la zeci de senzori [18], [74]. Sistemele de achiziţie de date trebuie amplasate în locul unde sunt instalate cutiile terminale, pentru a minimiza realizarea altor conexiuni suplimentare. De asemenea, sistemele de achiziții de date trebuie să aibă capabilitatea de a măsura mai multe tipuri de senzori, selectați prin comutatoare electronice sau relee [74]. Deoarece, în cadrul obiectivelor hidrotehnice, cablurile de conexiune ale traductoarelor trec prin medii corozive și se degradează în timp, se pot realiza legături parazite între aceste cabluri şi pământ. Acest lucru impune, în majoritatea cazurilor, ca selecţia să se facă cu relee, asigurând astfel o izolare galvanică între senzori pe traseul cablurilor de legătură. Tot aceste puneri la pământ parazite impun și izolarea galvanică între sistemele de măsură [18]. Pe de altă parte, toate sistemele trebuie conectate la un calculator central, unde sunt stocate datele măsurate. Pentru culegerea de date trebuie să realizăm o rețea de comunicație multipunct. Prin această rețea se realizează o legătură electrică între toate sistemele conectate la ea. Din cele prezentate mai sus rezultă ca sistemul de comunicații trebuie să fie izolat galvanic față de sistemele de achiziţie de date. Trebuie să decidem cum vom alimenta partea de comunicaţie, cum vom alimenta sistemele de achiziție de date şi ce reţea de comunicație vom folosi.

Comunicaţia naturală pentru un microcontroler (AVR), este comunicaţia serial asincronă (USART). Acest mod de comunicație poate fi, foarte uşor, transformat în comunicaţie serială bidirecțională (RS485). Distanţa de comunicaţie pe interfața RS485 este de aproximativ 1km, distanţă de cele mai multe ori suficientă pentru achiziţia de date pentru un obiectiv hidrotehnic. Date suplimentare privind culegerea de date pentru activitatea UCCH sunt prezentate în lucrările [18], [48] și [74].

În schema din figura 2.3.1 este prezentată principial schema bloc de comunicaţie între un calculatorul central şi sistemele de achiziţie de date pentru activitatea UCCH.

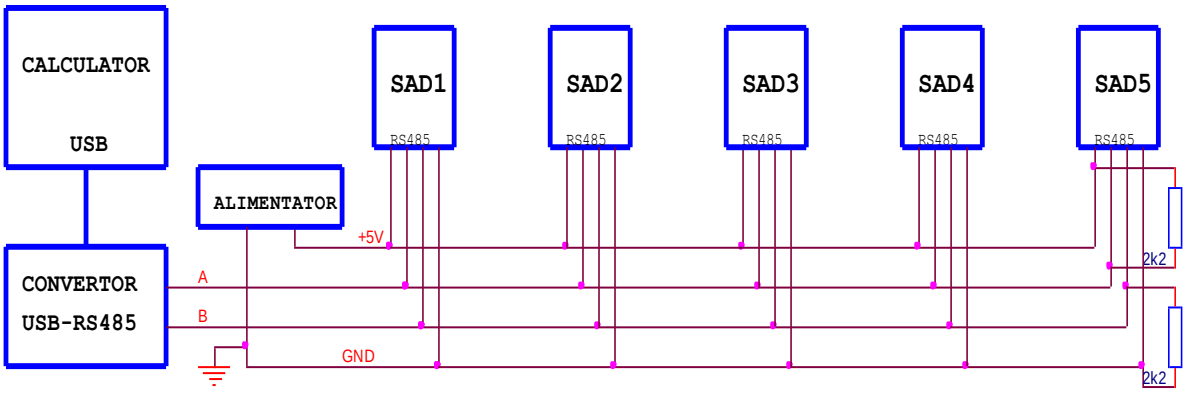

Figura 2.3.1. Schema bloc de achiziție de date pentru activitatea UCCH.

Pe interfaţa serie RS485 realizată pot fi conectate până la 32 de sisteme de achiziţie de date. Era absolut necesară o izolare galvanică între liniile de comunicație și sistemele de achiziție de date. Pentru izolarea galvanică cel mai la îndemână de folosit sunt optocuploare. În figura 2.3.2 este prezentată schema de izolare galvanică între rețeaua de comunicație RS485 și microcontroler, pentru un sistem de achziție de date.

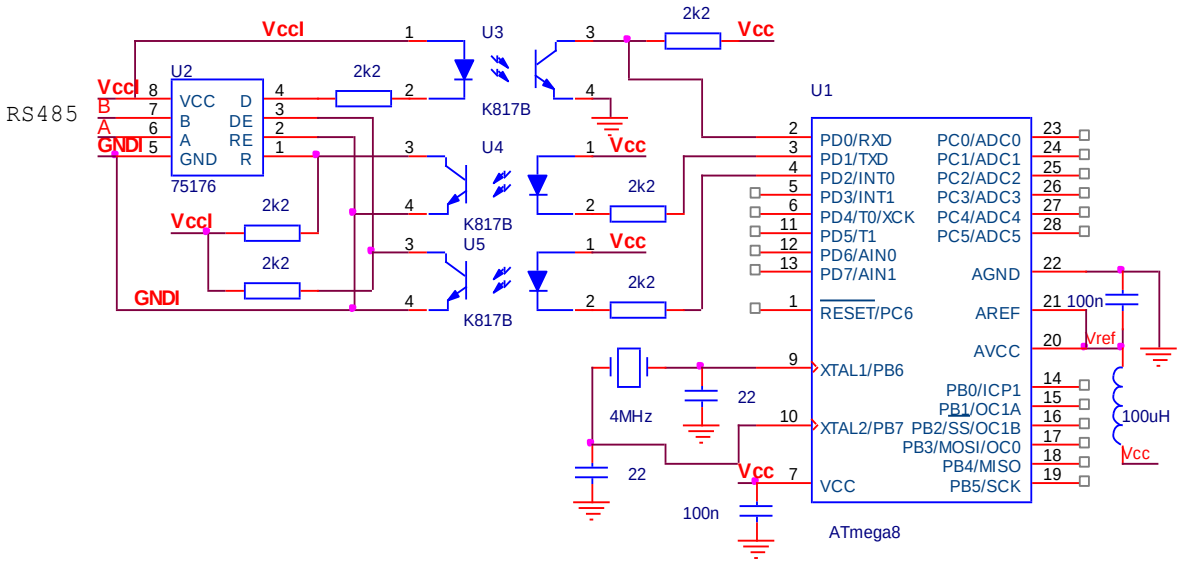

Figura 2.3.2. Schema interfeței RS485 cu izolare galvanică.

În schemă sunt utilizate trei optocuploare pentru izolarea galvanică a semnalelor: *TxD, RxD* și semnalul de control al direcției de transfer a datelor. Prin legarea la masă a semnalului de control *RE* (pinul 2 al integratului 75176LBC), fiecare

microcontroler va recepționa întreg fluxul de date de pe interfața RS485. Acest lucru permite verificarea corectitudinii transmisiei de date pentru fiecare sistem în parte. O problemă importantă pentru această schemă de comunicaţie este alimentarea circuitelor de recepție și transfer (SN75176 LBC) dea lungul liniei de transmisie. Am optat pentru un cablu de comunicaţie cu patru fire, două pentru comunicaţie (semnalele A şi B) şi două pentru alimentare (+5VI şi GND). Deoarece alimentarea circuitelor de comunicație se face pe o distanţă mare, este foarte importantă valoarea curentului de alimentare a acestor circuite. Dacă am folosi circuitele clasice de comunicaţie (SN75176) pe interfaţa RS485, curentul de alimentare ar fi de 35mA pentru fiecare circuit [108]. Prin folosirea circuitelor 75176LBC se reduce substanțial curentul de alimentare (1,5mA pentru fiecare circuit) [109]. Acestă alegere ne permt să utilizăm cabluri de alimentare cu fire de secţiune mai mică. Pentru a calcula secţiunea minimă a cablurilor de alimentare presupunem că avem reţeua de comunicaţie din figura 2.3.3.

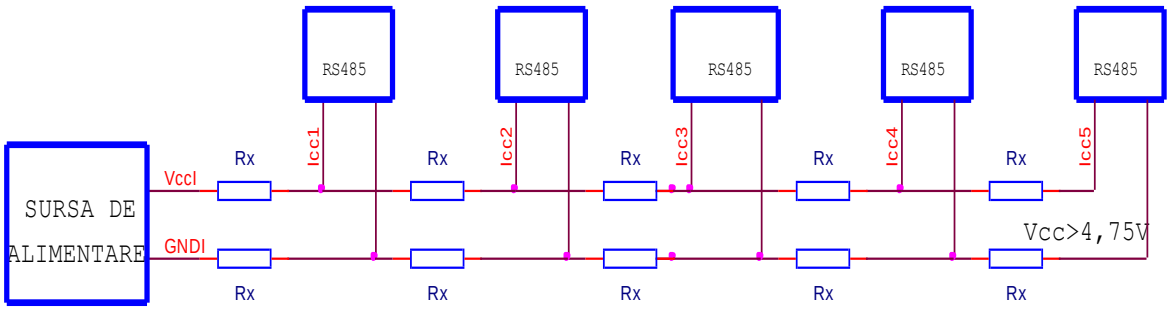

Figura 2.3.3. Evidențierea rezitențelor firelor de alimentarea pe rețeaua RS485.

În realizarea calculelor am presupus că lungimea cablului de comunicație are valoarea de 100, 300m, 600m și 1200m (de la calculatorul de achiziție până la ultimul sistem de achiziție). Rețeaua de comunicație este liniară și distanțele dintre fiecare punct de comunicație sunt egale. Am făcut calcule pentru o tensiunea de alimentare pentru circuitul de comunicație de la capătul opus alimentării de 4,75V (5V-2,5%). Am realizat aceste calcule pentru ambele tipuri de circuite de comunicație. Alimentarea rețelei de comunicație RS485 a fost plasată la capătul rețelei, lângă calculator. Rezultatele obținute sunt trecute în tabelul 2.3.1.

Tabel 2.3.1. Determinarea secțiunii cablurilor de alimentare pe interfața RS485.

Tip de circuit	100m	300m	600m	1200m
SN75176LBC	0,062mm^2	0,186 mm^2	0,317 mm^2	0,743 mm^2
SN75176	1,445 mm^2	4,335 mm^2	8,669 mm^2	17,338 mm^2

Din tabel se observă imediat avantajul folosirii circuitelor 75176LBC. Dacă din calcule obţinem pentru secţiune o valoare prea mare, atunci putem alimenta reţeua într-un punct din mijocul reţelei sau o putem alimenta din mai multe puncte. Este de preferat alimentarea din maxim două puncte. Avînd în vedere distanțele mari ale rețelei de comunicație din obiectivele hidrotehnice și, de cele mai multe ori, accesul greoi la punctele de măsură (cum este cazul în barajul Poiana Mărului și nu numai), este mai simplă depanarea în cazul alimentării de la un singur punct (de preferat punctul central de comunicație).

O altă problemă importană a rețelelor de comunicație este cea legată de protocolul de comunicaţie pe interfața RS485. Se poate folosi un protocol de comunicaţie cunoscut (de exemlu MODBUS) sau se poate folosi un protocol de comunicaţie propriu, adaptat tipului de informaţie și volumului de date ce trebuie vehiculat între calculatorul *master* şi sistemele de achiziţie de date *slave*. În ceea ce privește protocolul de comunicație folosit facem următoarele precizări. S-a folosit un protocol asimetric, propriu, adaptat la fluxul de date vehiculat pe rețea. *Master*-ul transmite comanda pe cinci octeți și recepționează un raspunsul de opt octeți de la sistemele *slave*. Formatul comenzii trimise de *master* spre sistemele *slave* are următorul conținut: *%, adresă slave, comandă, adresă aparat și sumă de control.* Răspunsul sistemelor *slave* (răspunde doar sistemul cu adresa identică cu adresa trimisă de *master* în comandă) este: *!, adresa slave, comandă, adresă aparat, valoare măsurată octet inferior, valoare măsurată octet superior, eroare de măsură și sumă de control*. Menționăm că în cei peste 12 ani de când a fost implementat acest protocol, în peste 20 de sisteme automate de achiziție de date realizate nu au fost probleme de transmisie. Mai mult, pe aceeași linie de comunicație s-au vehiculat date și pentru alte sisteme de măsură cu protocol diferit de comunicație (penduli Hughemberger, penduli IPA, stație meteo Vaisala etc). Nu au apărut probleme de comunicație nici în această situație.

Un alt tip de rețea de comunicație realizat pentru achziția de date în construcțiile hidrotehnice a fost rețeaua radio. În multe obiecrive hidroenergetice nu se poate asigura o legătură electrică directă între diferitele locații, unde sunt plasate cutiile terminale sau sunt montate traductoare pentru măsurarea unor parametrii UCCH. În aceste situaţii am apelat la transmisia radio între punctele respective. Menționăm că există și alte aplicații practice pentru care comunicația radio reduce costurile. Este vorba despre achiziția de date pentru realizarea unui

bilanț energetice pentru agenții economici. Pentru a nu se cabla o reţea de comunicație, care trebuie demontată după scurt timp, este mai la îndemână să realizăm comunicaţia prin radio între sistemele de achiziție de date utilizate și calculatorul central de stocare [34].

Pentru comunicaţia radio, există benzile de comunicaţie libere de 169MHz, 433MHz, 868MHz, 915MHz şi 2,4GHz (Decizia nr. 1722/2011 privind frecvenţele radio ori benzile de frecvenţe radio exceptate de la regimul de licenţiere). Există o multitudine de staţii radio care funcţionează în aceste benzi. Trebuie subliniat faptul că, puterea de emisie pentru acete benzi este limitată iar distanţa maximă este în jur de câţiva km [107]. În lucrarea [34] sunt prezentate date referitoare la comunicația radio între sistemele de achiziție de date distribuite.

În cele ce urmează, vom prezenta câteva considerente privind realizarea practică a unei astfel de rețele de comunicație la barajul Beliș. Barajul de acumulare Beliș, fiind realizat din arocamente, are puține traductoare montate în structură, pentru activitatea UCCH. Dintre parametrii cei mai importanți, care sunt urmăriții în activitatea de UCCH, sunt debitele de exfiltrație din baraj. Aceste debite, se calculează din măsurarea nivelului lamei de deversare a apei print-o secțiune calibrată [18]. Nivelele de deversare sunt măsurate în două puncte cu clinometru ACCUSTAR: unul la baza barajului și altul în galeria de vizitare. Aceste puncte de măsură se află la distanță unul de altul și la distanță de casa barajistului, und se putea amplasa punctul central de achiziție de date. Din nefericire de la ambele puncte nu se putea realiza o legătură electrică (sigură) la locul de achiziție a datelor și unul din puncte nu dispunea de alimentare cu energie electrică. Toate acestea considerente au impus realizarea legăturii radio între cele trei puncte. Pentru comunicație am folosit stațiile radio TELIT TinyPro 868MHz. Acestea comunică în banda de frecvență de 868MHz. Menționez faptul că, deși distanța dintre cele trei puncte era sub 1Km, între ele nu exista vizare directă (diferență de nivel de peste 100m). Acest fapt a impus folosirea benzii de frecvență 1i (g3), canal 0. Pe această bandă de frecvență (869,4MHz-869,65MHz) este permisă comunicația la o putere de 500mW, putere la care distanța de comunicație crește considerabil, și astfel s-a putut realiza comunicația dintre cele trei puncte.

Punctului de măsură de la baza barajului, care nu avea alimentare cu energie electrică, este alimentat de la un panou solar. Un sistem cu microcontroler are nevoie de un curent de alimentare de câțiva mA. De asemenea stația radio în

regim *standby* are nevoie de un curent de 10mA. Panoul solar existent nu putea asigura alimentarea sistemului de achiziție de date, a stației de comunicație și a traductorului ACCUSTAR de măsurare a nivelului de deversare în tot cursul unui an. În perioada decembrie-ianuarie, în cazul mai multor zile cu cer innorat, panoul solar poate asigura un curent de aproximativ 5mA pentru maxim o oră.

Trebuia găsită o soluție pentru alimentarea sistemului de achiziție de date. Pentru rezolvarea acestei probleme am recurs la folosirea unui ceas de timp real (RTC), conectat la microcontrolerul folosit pentru realizarea achiziției de date. Am speculat faptul că achiziția de date trebuia făcută de două ori pe zi iar durata unei achiziții de date, împreună cu transmisia de date, era sub 30 de secunde. Deci era nevoie de alimentarea sistemului de achiziție de date pentru un minut pe zi. Alimentarea, doar pentru un minut pe zi a sistemului, este echivalentă cu reducerea consumului de 1440 ori. Dacă luăm în calcul consumul de 85mA al stației în emisie și 30 mA în recepție, se poate calcula curentul necesar stației radio pentru comunicare, conform relației (2.3.1).

$$I_{CC} = \frac{I_A \cdot (60 - t_E) + I_E \cdot t_E}{60} = \frac{30 \cdot 59 + 85 \cdot 1}{60} = 30{,}91mA \qquad (2.3.1)$$

Dacă adăugăm și curentul pentru alimentarea microcontrolerului și a senzorului de 19mA avem un consum total de 50mA. Alimentarea sistemului pentru un minut pe zi este echivalentă cu un consum de 0,034mA/zi (50mA/1440=0,034mA). Acest consum este echivalent cu o capacitate de 0,816mAh. Dacă luăm în calcul capacitate minima de 5mAh a panoului solar aceasta este de aproape 6 ori mai mare decât cea necesară.

Schema de alimentare a sistemului de achiziție de date pentru măsurarea debitele de exfiltrație cu clinometru ACCUSTAR este prezentată în figura 2.3.4. În privința schemei prezentate se impun câteva precizări. În schema nu este figurat clinometrul ACCUSTAR. Date privind măsurarea lui au fost prezentate în capitolul unu al acestei lucrări iar generarea semnalelor de măsură este făcută în capitolul patru. Controlul alimentării sistemului este realizat cu circuitul PCF8535 (RTC) și prin softul din microcontroler. Este nevoie ca alarma ceasului de timp real să fie reprogramată din 12 în 12 ore [101]. Activarea alarmei comandă alimentarea sistemul de achiziție de date. După alimentare, se face automat măsurarea debitului și se salvează datele (și în memoria suplimentară EEPROM 24C512). După această activitate sistemul aștepa 30 de secunde pentru a fi apelat de

sistemul central, pentru transferul datelor. Dacă în acest timp nu se recepționează secvența de apel, se comandă anularea alarmei și se programează datele pentru următoarea alarmă, după care microcontrolerul intră în modul *sleep*.

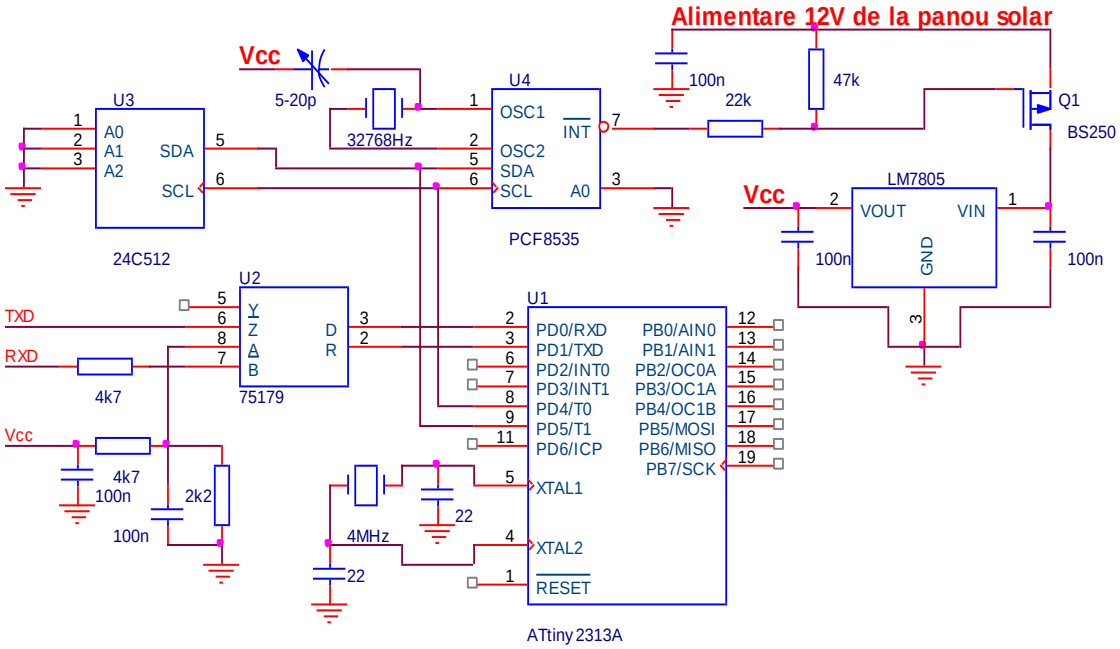

Figura 2.3.4. Schema de comandă a alimentării cu RTC.

Prin anularea alarmei, se comandă implicit anularea alimentării sistemului. Pentru contracararea derivei ceasului de timp real față de ora reală trebuie implementate și funcții de corectare a datei și orei curente. Prin memorarea datelor în memoria EEPROM se pot păstra datele pentru o perioadă de cel puțin doi ani. Ele pot fi citite oricând prin implementarea unor funcții de citire. Deoarece, procesele de testare, revizie și depanare pot dura mai mult de 30 de secunde, sistemul este prevăzut cu un comutator suplimentar pentru comanda permanentă a alimentării.

2.3.2. Preluare date de la senzori cu ieșirea digitală serială

Foarte mulți senzori realizează intern conversia analog numerică a mărimii măsurate. Ei livrează valoarea sub formă digitală. De obicei datele de conversie sunt disponibile serial, folosind în acest scop interfețele RS232, 1 *wire*, I2C, SPI, SSI sau o interfață proprie (interfață pentru care se dau protocoalele de comunicație). Ieșirea serială este foarte convenabilă pentru preluarea datelor în sistemele cu mirocontroler. Dacă datele sunt corect preluate, nu mai apare nicio eroare suplimentară indusă de sistemul cu microcontroler. Sunt evitate toate erorile inerente procesului de conversie analog numerică. Chiar dacă senzorii cu ieșirea digitală sunt mai scumpi decât cei cu ieșire analogică, per global, costul total al sistemului ar putea fi mai redus, raportat la performanțele obținute.

În implementarea practică a contractelor de cercetare am realizat, în multe cazuri, citirea datelor de la senzori cu ieșirea digitală serială. Dintre aceștia enumerăm: senzorii de temperatură LM75 și LM92, telemetrul laser AMS200, clinometru ACCUSTAR cu ieșire digitală, stația meteo Vaisala, senzorul de temperature și umiditate SH11 etc.

Referitor la preluarea datelor de la senzorii cu ieșire digitală serială facem câteva precizări. În majoritatea cazurilor, senzori cu ieșire digitală serială au implementat, pentru transferal de date, un semnal de ceas și unul sau două semnale pentru date. Suplimentar, senzorii pot avea unul sau mai multe semnale de selecție. Acest tip de conexiune este foarte ușor de implementat în sistemele cu microcontroler. Numărătoarele din structura microcontrolerelor permit generarea semnalului de ceas cu orice frecvență iar datele pot fi citite, fie pe întrerupere, fie prin interogare. Dacă interfața de comunicație este una clasică (I2C, SPI), se pot folosi interfețele și protocoalele de comunicație implementate în microcontroler. Este la fel de ușor ca protocolul de comunicație (I2C sau SPI) să fie implementat soft, ceea ce permite o flexibilitate mult mai mare la realizarea aplicațiilor practice.

În cele ce urmează, prezentăm aplicația practică realizată în cadrul proiectului CEEX 54/2006 INFOSOC privind monitorizare temperaturii și a deplasărilor în centrala hidroelectrică subterană Ruieni. Aceste măsurători au fost propuse a fi realizate, pentru a se obține date suplimentare, în vedera realizării analizei de siguranță.

Menționăm că în cadrul centralei Ruieni, mare parte din aparatura clasică montată pentru a furniza date pentru analiza de siguranță era defectă sau nu se cunoștea cu exactitate locul de amplasare. Deci trebuiau obținute date suplimentare relevante privind structura centralei.

Pentru obținerea datelor privind modificările în structura centralei, s-au ales două secțiuni, unde să fie măsurate deplasările prin metoda triangulației. Din cele trei puncte, un punct a fost ales pe bolta centralei (presupus a se deplasa în cazul unor modificări geologice ale structurii de deasupra centralei) iar celelalte două puncte pe pereții laterali (presupus a rămâne fixe). Suplimentar, în fiecare din secțiuni s-a măsurat și temperatura în 8 puncte. Prezentăm în figura 2.3.5 o secțiune din centrală și modul de amplasare a celor opt senzori de temperature și a celor trei telemetre laser.

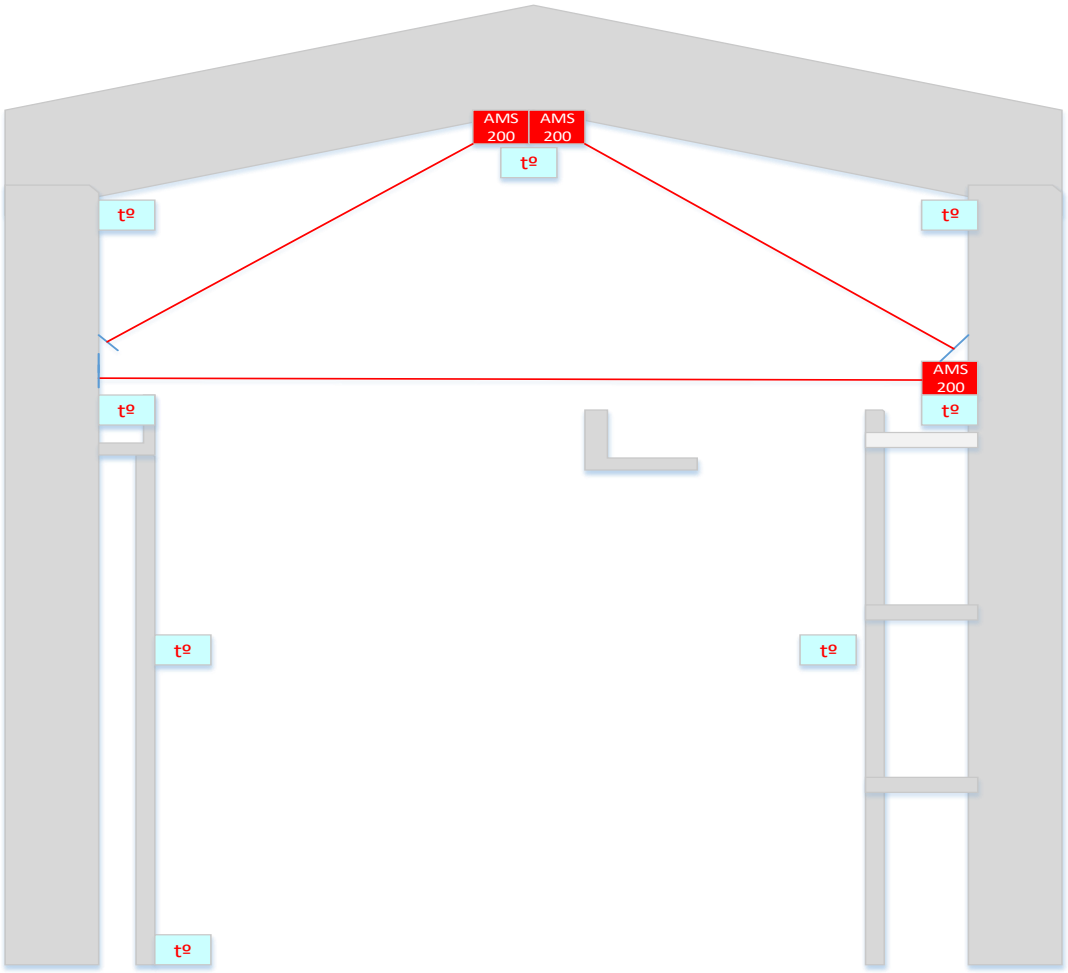

Figura 2.3.5. Punctele de amplasare a senzorilor LM92 și a telemetrelor AMS200.

Pentru măsurarea temperaturii în opt puncte am ales senzorul de temperatură LM92. Inițial s-a folosit senzorul LM75. Din cauza erorilor de

împrăștiere mari (±2ºC) ale senzorului LM75, era mai dificilă etalonarea. Prin folosirea senzorului LM92, nu este necesară o etalonare prealabilă [110]. Transferul de date pentru senzorii de temperatură LM75 și LM92 se face pe interfața I2C. Pe aceeași interfață I2C pot fi conectați opt senzori de tipul LM75 sau patru senzori de tipul LM92. Selecția se face prin adresele A0 și A1 ale senzorilor (și A2 pentru LM75). În schema din figura 2.3.6 este prezentată modalitatea de citire a opt senzori de temperature de tipul LM92.

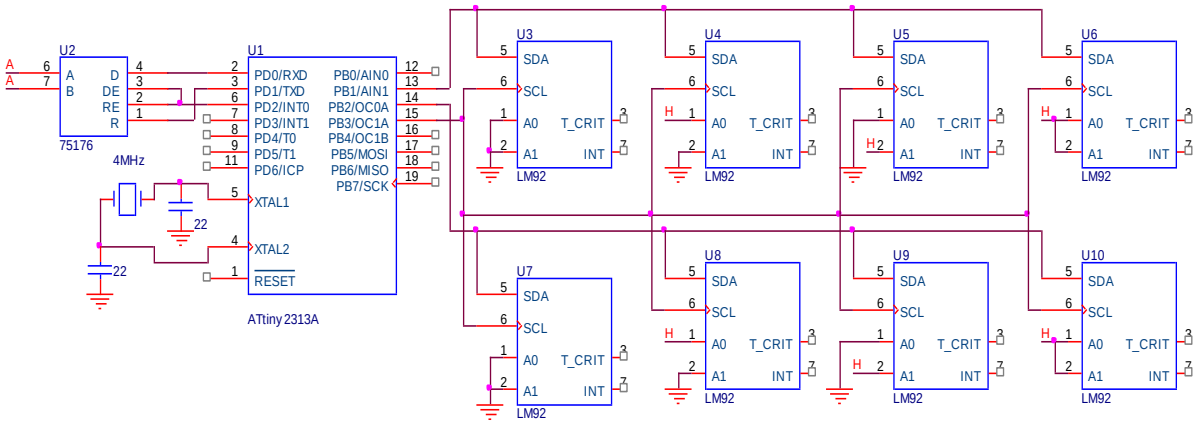

Figura 2.3.6. Măsurarea temperaturii în opt puncte cu senzorul LM92.

Linia de ceas (SCL) este comună tuturor celor opt senzori. Liniile de date sunt comune pentru câte patru senzori. Cei patru senzori conectați pe o linie de date trebuie să aibă legăturile diferite pentru cele două linii de adresă (A0 și A1).

Schema impune implementarea soft a protocolului I2C. Citirea senzorilor se face pentru câte doi senzori simultan. Se scrie o funcție care citește doi senzori care au aceeași adresă. Se apelează funcția cu adresele 00, 01, 10 și respectuv 11. Dacă subrutina este bine scrisă durata de execuție trebuie să fie sub 50μs. Ieșirea OC1A poate fi folosită pentru generarea hard a semnalului SCL. Citirea se realiză soft, fie pe întreruperea de comparare A, fie prin interogare. Nu vom prezenta subrutina realizată deoarece, pentru un sistem de achiziție de date de acest tip, nu sunt constrângeri de timp care să impună subrutine cu durată de execuție mică. După cum se vede din figura 2.3.5 linia de comunicație I2C are o lungime destul de mare (peste 50m). Menționăm că nu au fost probleme de comunicație pe această interfață

A doua aplicație prezentată în acest subcapitol se referă la preluarea datelor de la telemetrele laser. Telemetrele plasate în trei puncte, unul pe boltă și alte două pe pereții laterali, măsoară cu precizie distanțele dintre aceste puncte. Prin

măsurarea distanței dintre cele trei puncte (și urmărirea evoluției în timp corelată cu temperatura din centrală), se dorea obținerea de date relevante despre modificările în timp, din structura unei centrale hidroelectrice subterane.

Pentru măsurarea distanței s-au folosi trei telemetre laser AMS200/40. Acest tip de telemetru măsoară distanțe între 0,2 și 40m, cu o rezoluție de 100μm și o precizie de ±2mm [96]. Întrucât în cadrul proiectului ne interesa variația în timp a distanței dintre puncte, parametrii de măsură ai telemetrelor erau adecvați. Telemetrele au fost fixe pe toată durata în care s-au efectuat măsurătorile. Citirea datelor din telemetre se poate face pe interfața RS232, PROFIBUS și SSI. Datorită distanței, mai mari de 25m de la telemetre la punctul de măsură, și reducerii complexității softului de preluare a datelor, am folosit pentru comunicație interfața SSI. Interfața SSI, ca și I2C, are o linie de ceas și o linie de date, ambele diferențiale (CLK+, CLK- și DATA+, DATA-). Practic am folosit același sistem cu microcontroler atât pentru preluarea datelor de la senzorii LM92 cât și de la telemetre. Schema de conectare a trei telemetre laser la portul PB al microcontrolerului ATtiny2313 este prezentată în figura 2.3.7.

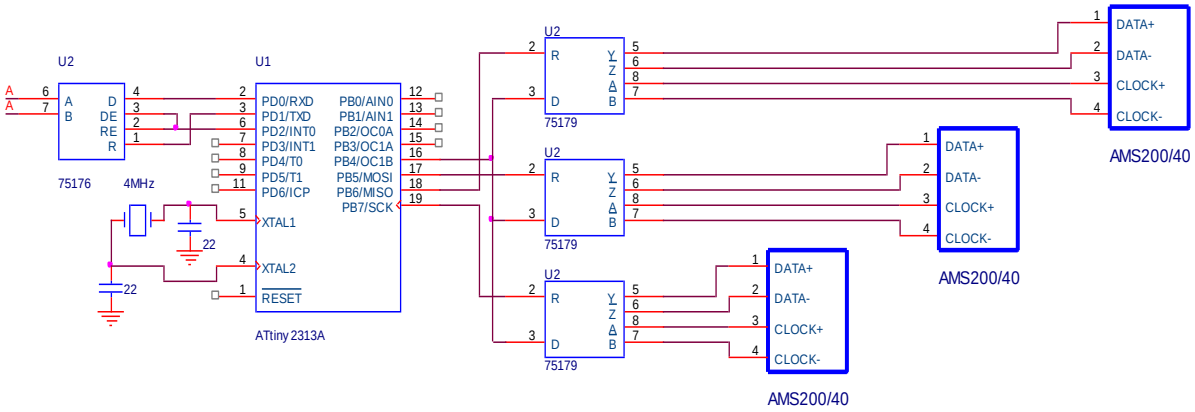

Figura 2.3.7. Conectare a trei telemetre laser AMS200 la un microcontroler AVR.

Pentru transformarea semnalelor TTL în semnale diferențiale și din diferențial în TTL am folosit circuitul SN75179. Am folosit același semnal de ceas pentru toate cele trei telemetre. Datele de la telemetre se vor citi simultan. La realizarea softului de citire trebuie ținut seama de faptul ca durata dintre două impulsuri de ceas nu trebuie să depășească 20μs [96]. Pentru o frecvență a microcontrolerului mai mare de 4MHz, este relativ simplu să fie preluate datele de la toate telemetrele cu această restrucție. Pentru generarea semnalului de ceas se poate folosi ieșirea OC1B a numărătorului T1. În acest caz este nevoie, doar de citirea și deserializarea datelor, operații care se pote face pe întrerupere sau prin interogare.

2.3.3. Preluarea semnalelor în cuadratură

Pentru măsurarea distanţei sau pentru determinarea poziţiei de rotaţie sunt folosiți senzori cu ieşirea în cuadratură. La realizarea sistemului pentru etalonarea aparatului optic a fost necesară citirea unor astfel de senzori. S-a realizat un aparat de citire pentru cele două axe ale sistemului de poziționare 2D folosind rigle de măsură Heidenhain. Un articol privind preluarea datelor de la senzori de deplasare cu ieșirea în cuadratură este în curs de publicare în revista EDN. Prezentăm mai jos alte aspect înafara celor expuse în articol, privind preluarea datelor de la acest tip de senzori.

În figura 2.3.8. este prezentată evoluţia în timp a semnalelor în cuadratură (A și B) pentru deplasarea înainte şi înapoi a traductorului (rotatie în sens orar și antiorar) [90], [94], [105].

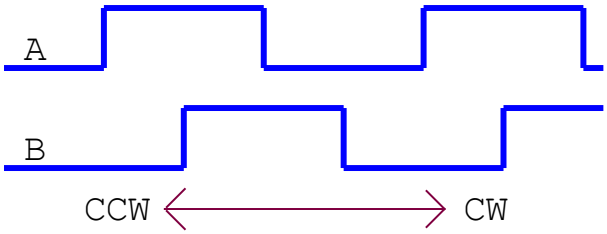

Figura 2.3.8. Evoluţia semnalelor în cuadratură A şi B la deplasare.

Pentru preluarea semnalelor în cuadratură, în vederea stabilirii poziţiei măsurate de traductor, se pot folosi cu succes microcontrolere şi în special microcontrolere AVR. Preluarea semnalelor în cuadratură, folosind doar un microcontroler, poate poate fi făcută doar pentru o viteze de deplasare mici. Aceaste viteze poate fi crescute substanțial, prin alegerea unei modalităţi de preluare adecvată şi prin scrierea unor subrutine de preluare cu timpi de execuţie foarte mici. Astfel, se pot prelua date, pentru viteze de deplasare de până la 1m/s, cu rezoluţie de 1μm sau pentru viteze de deplasare de 10m/s cu rezoluţie de 10μm. Pentru a realiza aceaste viteze de deplasare trebuie asigurat un timp de preluare mai mic de 1μs.

În vederea determinării modalităţii optime de preluare a semnalelor în cuadratură, prezentăm o analiză privind calculul poziției viitoare, funcție de evoluţia semnalelor în cuadratură. În tabelul 2.3.2 este prezentată această analiză. Prin *poz*++ și *poz*-- am indicat faptul că poziţia curentă faţă de poziţia precedentă se calculează prin adunare cu 1 și respectiv prin scădere cu 1.

Tabel 2.3.2. Determinarea poziţiei viitoare funcţie de evoluţia semnalelor A şi B.

Stare actuală AB	Stare viitoare AB	Calcul poziție viitoare
00	01	Poz−−
00	10	Poz++
01	00	Poz++
01	11	Poz−−
10	00	Poz−−
10	11	Poz++
11	01	Poz++
11	10	Poz−−

Analizând datele, pe tranzițiile fiecărui semnal în parte, am sintetizat rezultatele în tabelul 2.3.3 separat pentru semnalele A și B.

Tabel 2.3.3. Analiză pe tranzițiile semnalelor A și B pentru calculul poziţiei viitoare.

Semnal care îşi schimă starea	Valoare semnal care nu se modifică	Calcul pozitie curentă
A 0 » 1	B=0	Poz++
A 0 » 1	B=1	Poz−−
A 1 » 0	B=0	Poz−−
A 1 » 0	B=1	Poz++
B 0 » 1	A=0	Poz−−
B 0 » 1	A=1	Poz++
B 1 » 0	A=0	Poz++
B 1 » 0	A=1	Poz−−

Din analiza tabelului 2.3.3 reiese simplitatea preluării datelor într-un sistem cu microcontroler AVR cu două intrări externe de întrerupere. Semnalele A şi B se conectează la intrările de întrerupere externă (INT0 și INT1). Acestea trebuie setate să genereze întreruperi la schimbare stare (atât pe front crescător cât şi pe front descrescător). Schema de preluare a semnalelor în cuadratură este prezentată în figura 2.3.9. Am folosit microcontrolerul ATtiny2313 cu un cuarţ extern de 16MHz. Semnalele in cuadratură A şi B sunt legate la intrările de întrerupere externă INT0 şi INT1. Poziţia poate fi afişată pe un afişor local cu cristale lichide, legat la portul PB, sau poate fi transmisă pe interfaţa serie RS232 (conexiune la RXD și TXD). Aceste opțiuni nu sunt evidențiate în schemă.

O posibilă secvenţă de program pentru cele două subrutine de întrerupere este prezentată după schema din figura 2.3.9. În această secvență este prezentată subrutina pentru întreruperea INT0.

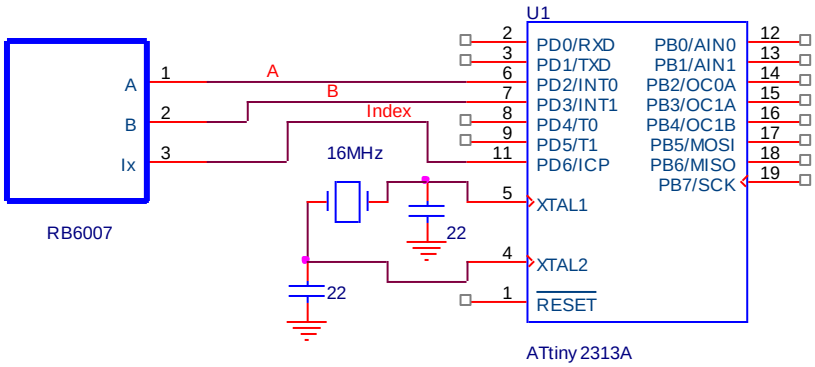

Figura 2.3.9. Schema de preluare a semnalelor în cuadratură

```
#asm
rutina_INT0:in  R22,SREG     ; salvare registru SREG
            in  R23,PIND     ; citire stare intrare
            sbrc     R23,2        ; test semnal A
            rjmp     aegal1
            sbrc     R23,3        ; test semnal B=1
            adiw     R24,1        ; poz++
            sbrs     R23,3        ; test semnal B=0
            sbiw     R24,1        ; poz--
            outSREG,R22     ; refac SREG
            reti
aegal1:  sbrs   R23,3         ; test semnal B=0
            adiw     R24,1        ; poz++
            sbrc     R23,3        ; test semnal B=1
            sbiw     R24,1        ; poz--
            outSREG,R22     ; refac SREG
            reti
#endasm
```

Pentru execuţia subrutinei sun utilizaţi regiştrii R22, R23, R24 şi R25. În registrul R22 se salvează registrul de stare SREG iar în registrul R23 se citeşte starea semnalelor A şi B. Regiştrii pereche R24 şi R25 se folosesc pentru calculul și stocarea poziţiei traductorului. Poziţia curentă se calculează printr-o operaţie de adunare sau scădere cu unu, operații care durează un ciclu de ceas. Rutina pentru întreruperea INT1 este aproape identică cu subrutina de întrerupere prezentată. Modificarile apar la instrucţiunile de test (se testează semnalul B și se inversează instrucțiunile *sbrs* şi *sbrc* între ele). Durata de execuţie a rutinei de întrerupere este 16 sau 17 cicli de ceas. Dacă folosim un microcontroler cu frecvenţa de ceas de 16MHz durata de execuţiea a subrutinelor de întrerupere este de aproximativ 1μs. Am luat în calcul şi instrucţiunea de salt din tabela de întreruperi. Timpul de execuţie creşte dacă se determină poziţia pe 24 sau 32 de biţi sau dacă, pentru memorarea poziţiei, se folosesc alţi regiştri decât regiştrii pereche R24 și R25.

2.3.4. Preluarea semnalelor digitale

În multe aplicaţii semnalele cu evoluţie rapidă, care sunt corelate între ele, trebuie citite simultan. Cu microcontrolerele pe 8 biţi pot fi citite simultan doar 8 semnale. Dacă numărul de semnale ce trebuie citite simultan este mai mare de 8, atunci trebuie folosite circuite auxiliare de memorare. Memorarea se face cu un semnal de *strob* generat de microcontroler. După ce datele au fost memoare (în bistabile sau latch-uri D), ele sunt citite în microcontroler. După citire avem acces la structura datelor de intrare la momentul în care s-a generat semnalul de *strob*.

O astfel de aplicație a fost realizată practic în cadrul informatizării unui subsitem energetic (contract cu Electrica Zalău). Aspecte privind preluarea semnalelor digitale au fost prezentate în lucrările [12], [24] și [33]. O schema cu microcontrolerul ATtiny2313, pentru preluarea simultană a 16 semnale digitale, este prezentată în figura 2.3.10.

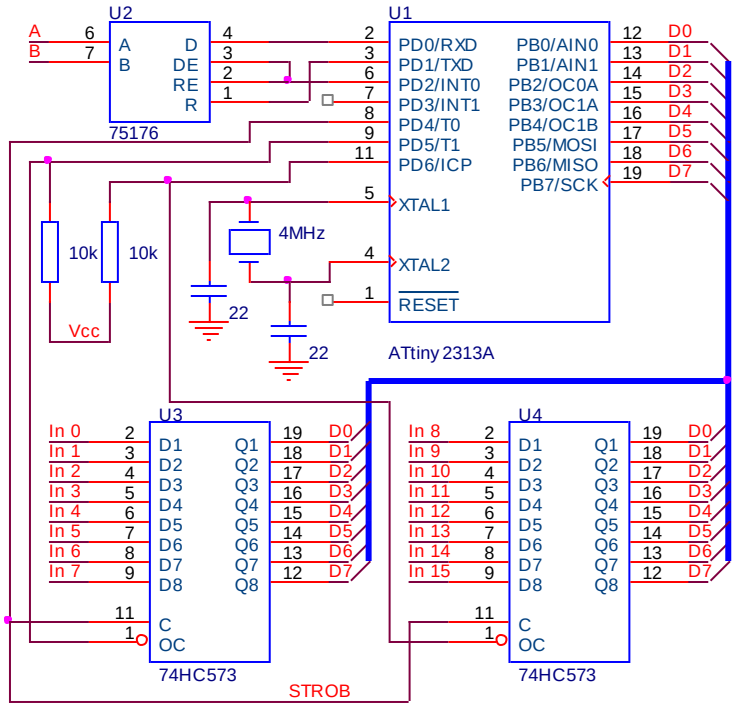

Figura 2.3.10 Schema de preluare simultană a 16 semnale digitale.

Subrutina de citire se poate realizat într-o multitudine de variante. Important este ca, înainte de citire, să se genereze semnalul de strob. Numărul de semnale citite simultan poate fi crescut oricât de mult. Ieşirile bistabilelelor de tip 74HC573 pot fi legate în paralel. Selecţia se poate face cu circuitul de selecţia 74HC138. Cu acest circuit se asigură până la 64 de intrări citite simultan.

Preluarea semnalelor cu evoluţie lentă nu impune citirea simultană, dacă rutina de citire realizează preluarea datelor într-un timp foarte scurt. Dacă avem la dispoziţie un microcontroler, cu număr de pini de intrare mai mare decât numărul de semnale ce trebuie citite, problema în sine este foarte simplă. Se conectează semnalele la microcontroler şi prin citirea regiştrilor PINx avem acces imediat la semnalele de intrare. Dacă microcontrolerul nu dispune de suficiente semnale de intrare atunci trebuie să apelăm la circuite externe pentru preluarea semnalelor. În funcţie de numărul de semnale ce trebuie preluate şi de numărul de semnale de intrare/ieşire disponibile pentru microcontroler, se va elabora schema de preluare a datelor. Un model de schemă care poate prelua 24 semnale de intrare (care se poate extinde foarte uşor la 32, 40, 48, 56 sau 64), ce folosete un singur port de microcontroler, este prezentată în figura 2.3.11.

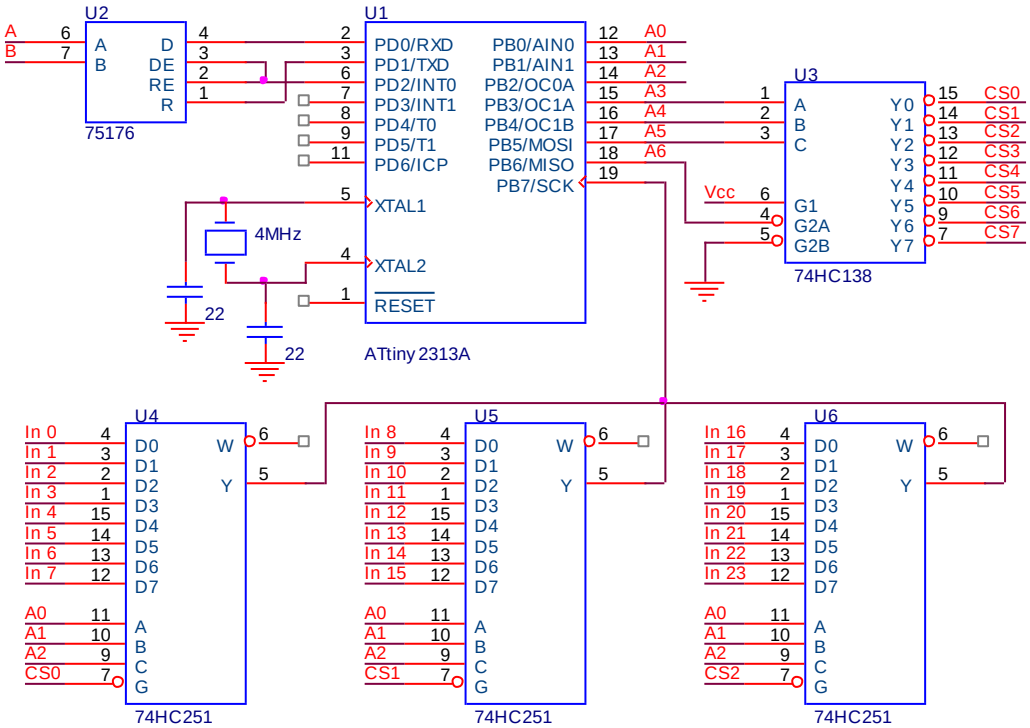

Figura 2.3.11. Schemă pentru preluarea 24 semnale digitale.

Schema se poate extinde până la 128 de semnale prin adăugarea a încă 13 multiplexoare și a unui circuit suplimentar de selecție (74HC138). Pentru o schemă cu multe semnale de intrare, este foarte importantă durata în care sunt preluate datele. In figura 2.3.12 este prezentată organigrama softului de preluare a celor 24 de semnale de intrare. Implementată în limbaj de asamblare, durata de execuție este de aproximativ 60 de cicli de ceas. Pentru o frecvenţă de ceas a micocontrolerului 16MHz, durata de execuţie a subrutinei este de 4μs.

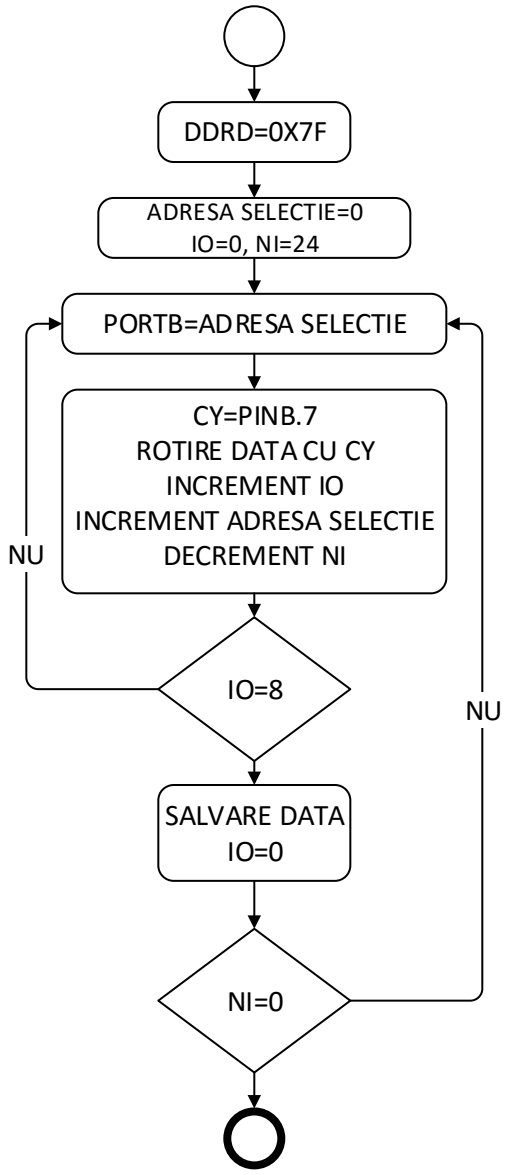

Figura 2.3.12. Organigramă pentru citirea a 24 semnale digitale.

În organigramă sunt împachetate câte 8 date, care apoi sunt salvate. Subrutina poate prelua până la 128 de semnale de intrare. Durata de preluare a datelor se poate reduce substanțial dacă facem preluare în paralel pe 8 biţi. În schimb crește numărul de pini necesari pentru preluarea datelor. Dacă facem preluarea pe 8 biţii avem nevoie de 10 pini de intrare ieşire pentru acelaşi număr de semnale de intrare preluate. Dacă este nevoie de viteză de preluare, funcția de citire se va scrie în limbaj de asamblare. Dacă nu sunt probleme legate de viteza de citire a datelor, funcția de preluare a datelor poate fi scrisă în limbaj de nivel înalt.

2.4. Generarea semnalelor cu microcontrolere AVR

În majoritatea instalaţiilor industriale și de aparatură electronică sunt necesare semnale de comandă şi control. Microcontrolele AVR pot asigura o multitudine de semnale electrice (semnale digitale, semnale cu frecvenţă dată, semnale analogice, semnale modulate PWM etc). Pentru a genera semnalele sub forma cerută de aplicaţii, în majoritatea cazurilor sunt necesare componente externe microcontrolerului. Pentru comanda releelor sau elementelor de execuţie se vor folosi tranzistoare bipolare sau cu efect de câmp cu grilă izolată şi canal indus. Aceste din urmă asigură reducerea puterii disipate, mai ales pentru comanda curenţilor mari şi foarte mari. Dacă sunt cerinţe special privind generarea comenzilor (la un moment dat doar una din comenzi să fie active), atunci se vor folosi circuite de selecţie hard. În cazurile în care se impune izolarea galvanică se vor folosi optocuploare. Sistemele cu microcontroler împreună cu circuite externe, pot asigura aproape toate tipurile de semnale de comandă.

În cele ce urmează, vom prezenta patru aplicații practice pentru generarea semnalelor de comandă, analogice şi de control. Astfel va fi prezentată o aplicaţie pentru generarea semnalelor pentru excitația traductoarelor cu coardă vibrantă, o schema pentru generarea semnalelor de control pentru un senzorul liniar de imagine TSL1412 și o schemă pentru măsurarea clinometrului ACCUSTAR, două scheme de generare semnale analogice, precum şi câteva consideraţii privind generarea semnalelor de comandă PWM. Pentru ultima aplicație este prezentat și circuitul comandat, un comutator electronic de peste 2500A.

Aplicațiile prezentate în acest capitol au stat la baza unor articole științifice indexate ISI [10], [13], [52], [53] și BDI [11]. Aplicația privind comutatorul electronic de curent de peste 2500A este baza instalației de sinterizare, care a permis obținerea unor date științifice relevante care au stat la baza tezelor de doctorat [51], [54] și [73].

2.4.1. Generarea semnalelor de excitație coardă vibrantă

Pentru excitarea senzorilor cu coardă vibrantă este nevoie de un semnal de excitaţie cu frecvenţă variabilă. Trebuie făcută o baleiere începând cu frecvenţa de jos a domeniului de măsură și terminând cu frecvența de sus a domeniului. După excitaţie se trece la măsurarea frecvenţei de rezonanţă a corzii vibrante. Timpul de baleiere a domeniului este cuprins între 0,5 și 2 secunde. Numărătoarele implementate în microcontrolerele AVR, în special cele pe 16 biţi, pot fi foarte uşor programate pentru generarea frecvenţei de excitaţie pentru traductoarele cu coardă vibrantă. Numărătorul se setează în unul din modurile de comparare cu aducere la zero a numărătorului. Frecvenţa de întrerupere va fi dependentă doar de valoarea numerică înscrisă în registrul de comparare (de exemplu OCR1A). Prin modificarea valorii din registrul de comparare se modifică şi frecvenţa întreruperilor generate. În articolele [78] și [79] sunt prezentate mai multe aspect privind excitația traductoarelor cu coardă vibrantă.

Pentru generarea semnalului de excitaţie a corzii vibrante trebuie să ţinem seama de următoarele aspecte. Rezistenţa ohmică a bobinei este în jur de 90Ω iar inductanţa bobinei este aproximativ 27mH. La o tensiune de alimentare de 5V, prin bobină trece un current de 55mA. Un pin de microcontroler nu poate debita un curent de acest nivel. După excitaţie, bobina trebuie conectată la circuitul de măsură. Blocul de excitaţie nu trebuie să afecteze semnalul generat de bobină pentru măsură.

O schema de exitare a corzii vibrante, pentru comanda în punte cu tranzistoare bipolare, este prezentată în figura 2.4.1.

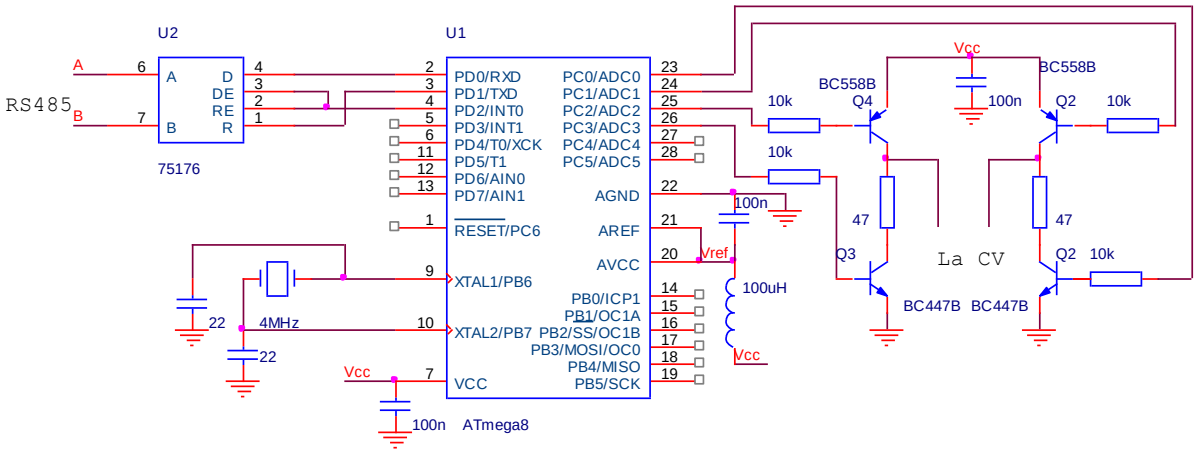

Figura 2.4.1. Schemă de excitare în punte cu tranzistoare bipolare pentru CV.

Comanda celor patru tranzistoare (două *npn* și două *pnp*) se realizează cu patru pini de port. Se poate asigura astfel blocarea simultană a celor patru tranzistoare. În acest caz, semnalul generat de bobină, aplicat la intrarea circuitului de măsură, nu va fi afectat de circuitul de excitare. Modul de conectare a bobinei la circuitul de măsură a fost prezentat în paragraful 2.1.1. Acest mod de excitare a corzii vibrante a fost utilizat pentru primele modele de aparatură pentru măsurarea senzorilor cu coardă vibrantă. Microcontrolerul folosit a fost AT90S4433. Acest microcontroler, ca întreaga familie de microcontrolere AT90, are o caracteristică de ieșire asimetrică. Se putea genera un curent de doar 8 mA şi putea fi absorbit un curent de 20 mA. Comanda tranzistoarelor s-a genera soft, în subrutina de întrerupere pentru comparare, în aşa fel încât bobina să fie excitată în punte.

Pentru noile tipuri de microcontrolere AVR, cu caracteristică simetrică (pot absorbi şi pot genera un curent de 20 mA pentru fiecare pin), se pot conecta în paralel trei pini de microcontroler pentru generarea curentului de excitaţie (60mA = 20mA X 3 > 55mA). Schema de excitaţie pentru acest mod de conectare este prezentată în figura 2.4.2. În această schema ca și în cele din figurile 2.3.6, 2.3.7, 2.4.1 nu a fost figurată izolarea galvanică pentru simplificarea schemei. Schemele practice realizate sunt toate cu izolare galvanică.

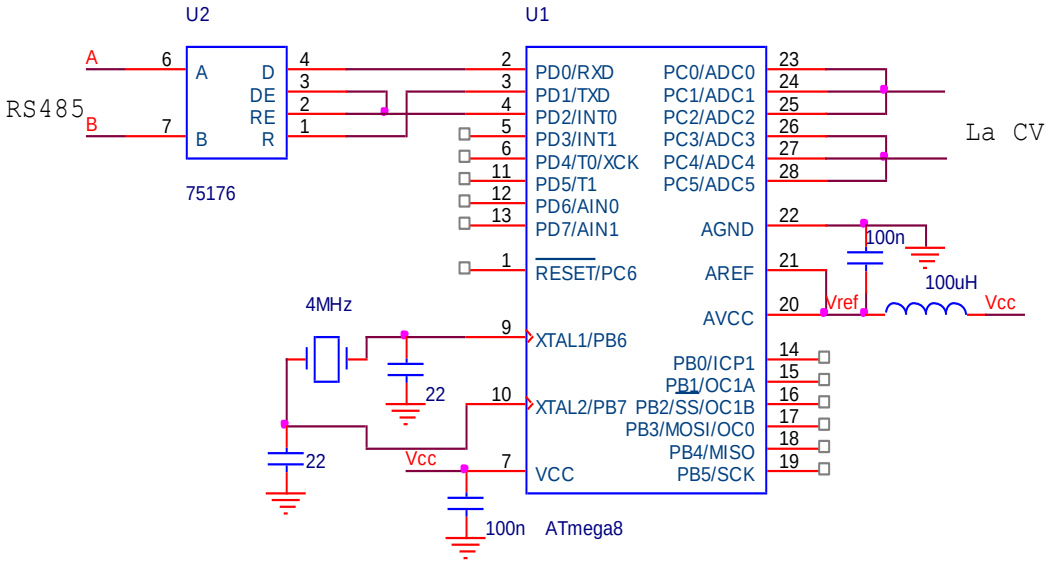

Figura 2.4.2. Schemă de excitaţie în punte cu portul PC.

Prin trecerea pinilor de port de excitație în modul intrare în *tree state* se asigură, ca pe timpul măsurării, bobina să fie deconectată de la blocul de excitație. Si în acest caz, comanda semnalului de excitaţie se face soft în subrutina de

întrerupere pentru comparare. Conectarea bobinei la portul C, port conectat la convertorul analog numeric, asigură suplimentar o diagnoză asupra bobinei. Se poate detecta bobină în scurtcircut, bobină întreruptă și bobină cu rezistență diferită de valoarea nominală. Acest test asupra integrității bobinei apare ca eroare în rezultatul măsurării sau este afișat local pentru aparatele de măsurare manuale. Numai dacă acest testul pentru continuitate bobină este fără eroare, se trece la excitarea traductorului. Organigrama subrutinei de excitație este prezentată în figura 2.4.3.

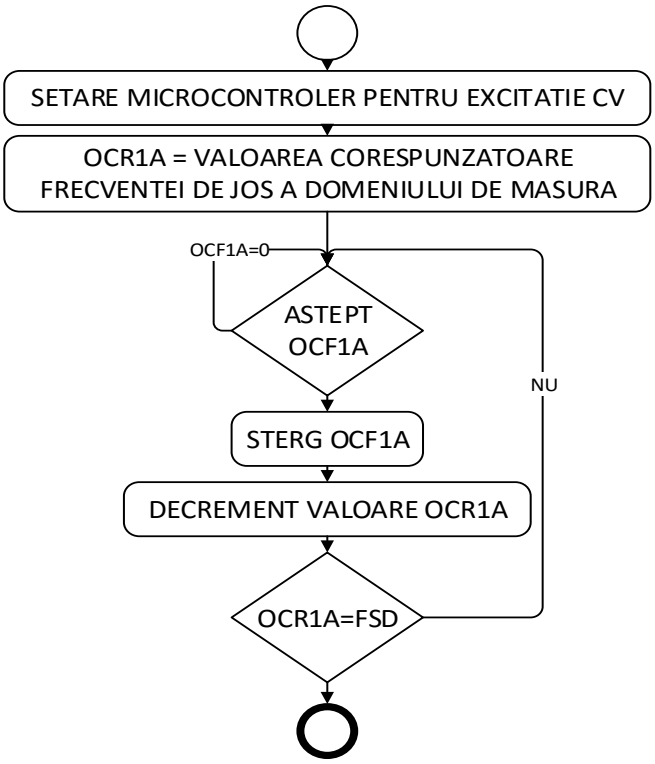

Figura 2.4.3. Organigrama subrutinei de excitație.

În acest exemplu am prezentat doar funcția pentru generarea semnalelor de comandă pentru excitaţie. În prealabil se face și testul pentru continuitatea bobinei de excitație. În cazul în care am avea un scurtcircuit pe bobina de excitație ar crește mult puterea disipată pe microcontroler.

Facem precizarea că începerea măsurătorii nu se face imediat după excitare Se lasă o perioadă de timp pentru revenirea circuitului de măsură din starea indusă de semnalul de excitație.

2.4.2. Generarea semnalelor de comandă și control

Generarea semnalelor pentru controlul senzorilor de imagine, pentru citirea unor traductoare, presupune de foarte multe ori folosirea unor circuite suplimentare. Vom analiza posibilitatea de comandă şi control cu microcontrolere AVR, pentru senzorul liniar de imagine TSL1412S, fără circuite suplimentare. În foaia de catalog se dau formele de undă pentru semnalele de control pentru acest sensor [106]. Din studierea foii de catalog rezultă ca perioada semnalului de ceas este variabilă şi poate fi între 5kHz şi 8MHz. Această frecvenţă fixează timpul de integrare, cuprins între 100μs şi 100ms. Factorul de umplere al semnalului trebuie să fie 50%. Supliementar, trebuie generat semnalul de strob, cu durată egală cu perioada semnalului de ceas. Acest semnal de strob trebuie generat după cel puțin 1537 impulsuri de ceas. Se pune întrebarea dacă aceste semnale pot fi generate doar cu un microcontroler AVR (fără a folosi circuite suplimentare). Răspunsul este da, aceste semnalele pot fi generate numai cu un microcontroler AVR. Semnalul de ceas se va genera hard iar semnalul de strob se va genera soft. Generarea soft a ambelor semnale sau generarea hard ar complica softul de control și ar reduce timpul de lucru al microcontrolerului. Oricare dintre numărătoarele unui microcontroler AVR cu modul de comparare încorporat, poate genera un semnal cu frecvenţă variabilă, fără alte setări suplimentare în timpul generării. Prin această modalitate se generează frecvența de ceas. Semnalul de strob se generează soft prin numărarea întreruperilor generate de numărător în procesul de generare a semnalului de ceas.

În figura 2.4.4 est prezentată schema de comandă pentru senzorul TSL1412S având ca unitate de control microcontrolerul ATmega328. Schema este preluată după articolul [13] publicat în revista EDN. În schemă lipsesc detaliile privind preluarea semnalului analogic, care au fost prezentate în capitolul 2.2. Necesitatea folosirii acestui microcontroler a fost justificată tot în acel capitol (o memorie RAM internă mai mare de 1536, câţi pixeli are senzorul). Acest microcontroler are la dispoziţie trei numărătoare: două de 8 biţi şi unul de 16 biţi. Pentru exemplificare am folosit numărătorul T0 pentru generarea semnalului de ceas pentru senzor. Se programează numărătorul T0 să genereze întrerupere la comparare cu schimbarea stării ieşirii şi aducere la zero a numărătorului. Pinul

PB3 (OC0A) va fi setat ca ieşire. Semnalul de strob ST va fi generat soft pe pinul PB2, setat de asemenea ca ieșire.

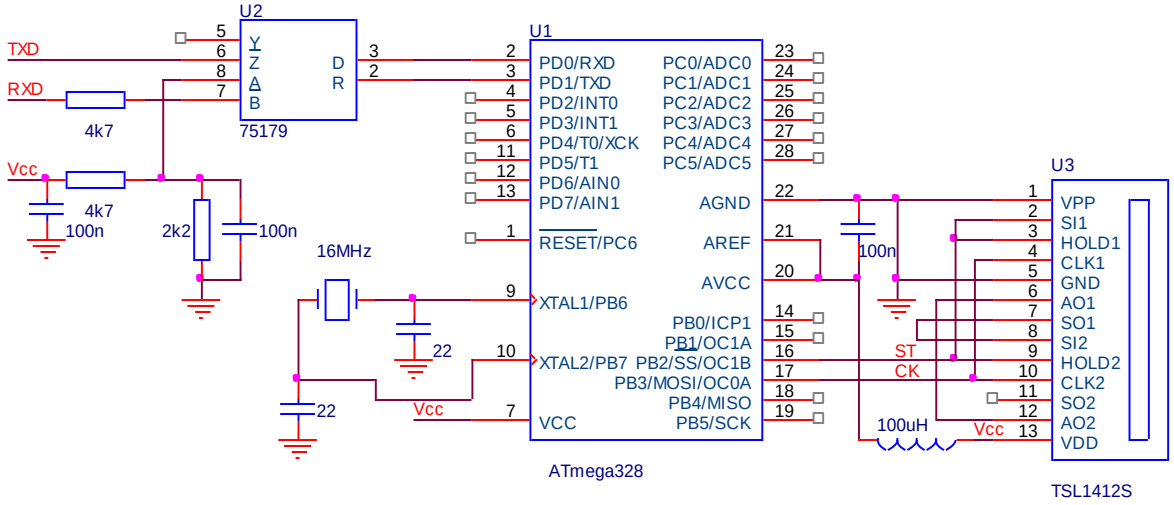

Figura 2.4.4. Schema de comandă TSL1412S

Se poate asigura un raport de variaţie pentru timpul de integrare în raport de 1 la 128, raport ce este în majoritatea cazurilor mai mult decât suficient. Folosirea unui numărător pe opt biţi, pentru generarea semnalului de ceas, reduce în mare măsură timpul necesar setărilor şi implicit durata subrutinei de preluare a datelor. Se poate folosi şi numărătorul T1 pe 16 biţi dacă se doreşte o variație în limite mai largi a timpului de integrare. Alte precizări privind generarea semnalelor de control sunt următoarele: generarea întreruperii se face atât pe frontul pozitiv al impulsului de ceas cât şi pe cel negativ; din întreruperea pe front negativ se revine fără a executa nicio activitate; întreruperea suplimentară creşte durata de execuţie a subrutinei de întrerupere cu 16 cicli.

O machetă a subrutinei de întrerupere, folosită în aparatul optic pentru măsurarea pendulilor, care generează semnalele de comandă pentru senzorul TSL1412S este prezentată mai jos.

```
; subrutina intrerupere comparare A numarator T0
int_cmp0A:
        in      rauxi,SREG
        sbiw    r24,1           ; increment reg. R25_R24
        breq    gen_S           ; generare strob
        cbi     portb,2
        brtc    norec_D
rec_D:
        in      r17,ADCH
        sbrs    XH,2
        st      X+,r17                  ; salvare date daca r16,0=1
```

```
        sbi     ADCSR,ADSC          ; start conversie
norec_D:
        out SREG,rauxi
        reti    ; revenire din intreruperea comparare T0
gen_strob:
        sbi     portb,2
        ldi     r24,LOW(1536)
        ldi     R25,HIGH(1536)
        brtc    norec_D
        sbi     ADCSR,ADSC          ; start conversie
        ldi     XL,0x00
        ldi     XH,0x01
        out     SREG,rauxi
        reti; revenire din intreruperea comparare T0
```

După cum am precizat, semnalul de strob se generează soft. El se generează la impulsul 1537–lea al semnalului de ceas. Pentru reducerea timpului de execuţie a subrutinei, semnalul de strob este şters la fiecare execuţie a rutinei de întrerupere. Teoretic trebuia şters doar la prima întrerupere (după generare), dar verificarea momentului de ştergere ar fi mărit cu mai mult de 2 cicli de ceas durata subrutinei. O altă modalitate de reducere a duratei subrutinei de întrerupere, este acea de contorizare a numărului de cesuri generate în registrii pereche R24 şi R25. Am ales această modalitate de contorizare a numărul de cicli rămași până la semnalul de strob din două motive. Astfel printr-o singură operație (instrucțiunea SBIW cu durata unui ciclu de ceas) se contorizează numărul de cicli de ceas și se determină și condițiile de generare ale semnalului de strob. Valoarea 1536 este încărcată în cei doi regiştri pereche (R25, R24), în bucla de generare a semnalului de strob (când nu se fac preluări de date). În acest mod este scăzut timpul cât microcontreolerul este ocupat cu execuția rutinei de întrerupere. Controlul timpului de integrare se face, în programul principal, prin valoarea încarcărcată în registrul OCR0A. Controlul preluării datelor analogice este declanșat prin setarea bitului T din registrul SREG. Când sunt preluate datele analogice, registrul OCR0A va fi încărcat cu o valoare mai mare de 120. Această valoare asigură timpul necesar funcţionării corecte a convertorului analog numeric. Dacă luăm în calcul frecvenţa de întrerupere şi durata de execuție a subrutinei de întrerupere, avem un grad de ocupare a microcontrolerului de 25%. Timpul rămas este suficient pentru transferul datelor spre un alt sistem de calcul sau pentru prelucrarea lor pentru o anumită măsurătoare (realizarea aparatului pentru măsurarea pendulilor).

Datorită publicării lucrarii în revista EDN, sistemul de preluare a datelor de la senzorul TSL1412S cu microcontroler AVR a fost preluat de echipa Germaniei, campioană la roboți, ca sistem de viziune a robotului construit.

O altă aplicație ce folosește generarea semnalelor de măsură hard, este legată de citirea clinometrului ACCUSTAR cu ieșire modulată în durată. Semnalul de trigherare, ce determină generarea semnalelor de ieșire de către senzor, este generat sincron cu trecerea numărătorului T1 din starea 0xFFFF în 0x0000. Se realizează astfel o sincronizare între numărătorul T1 și semnalele de măsură. Prin funcția de captură, se poate măsura simplu durata acestor semnale. În figura 2.4.4. este prezentată diagrama semnalelor pentru măsurarea acestui tip de traductor.

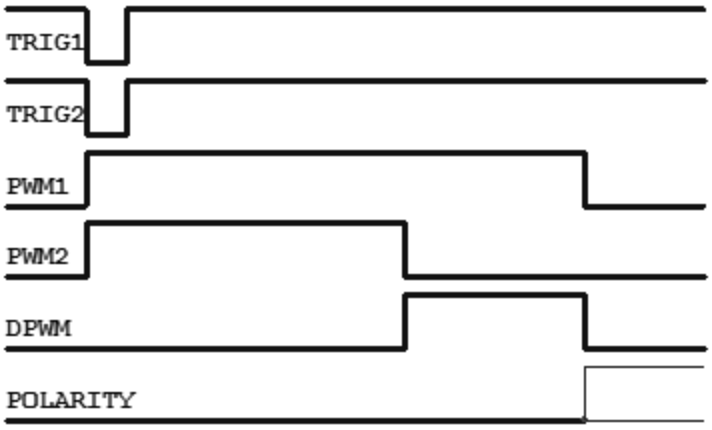

Figura 2.4.4. Diagrama semnalelor de funcționare ale clinometrului ACCUSTAR.

Pentru măsurarea înclinației (care poate fi în sens orar sau antiorar) avem două posibilități. Fie măsurăm duratele semnalele PWM1 și PWM2 iar înclinarea o calculăm făcând diferența dintre cele două durate, fie se măsoară semnalul DPWM și semnalul de polaritate *POLARITY*. În timpul experimentărilor am testat ambele variante de măsură. Pentru măsurarea semnalul DPWM am folosind schema de măsură tip poartă, prezentată în capitolul 2.1.2. Menționez că s-au obținut aceleași rezultate, cu ambele scheme. Am optat pentru varianta de măsură a celor două semnale PWM, deoarece schema de măsură este mai simplu de realizat.

Se știe că la măsurarea prin captură eroarea de măsură este de ±1 ciclu de ceas. Dacă măsurăm două semnale și facem diferența dintre ele vom avea o eroare de ±2 cicli de ceas. Prin sincronizarea celor două măsurători (cum este cazul semnalelor PWM1 și PWM2) cu semnalul de trigherare, erorile de măsură pentru fiecare semnal sunt de 1 ciclu de ceas (doar pozitivă). Făcând diferența

dintre cele două măsurători avem în final o eroare de ±1 ciclu de ceas. Deci este foarte important cum generăm semnalul de trigherare. Modulul de comparare implementat în microcontrolerele AVR permite generarea hard a unui semnal sincron cu trecerea din starea 0xFFFF în 0x0000 a numărătorului T1. Impulsul de trigherare trebuie să aibă o durată de minim 50µs. În aceste condiții, trecerea ieșirii din *zero* în *unu* este mai ușor de realizat soft (prin activarea semnalului FOC1A din registrul TCCR1A). Diagramele de timp pentru măsurarea celor două semnale PWM este ilustrată în figura 2.4.5.

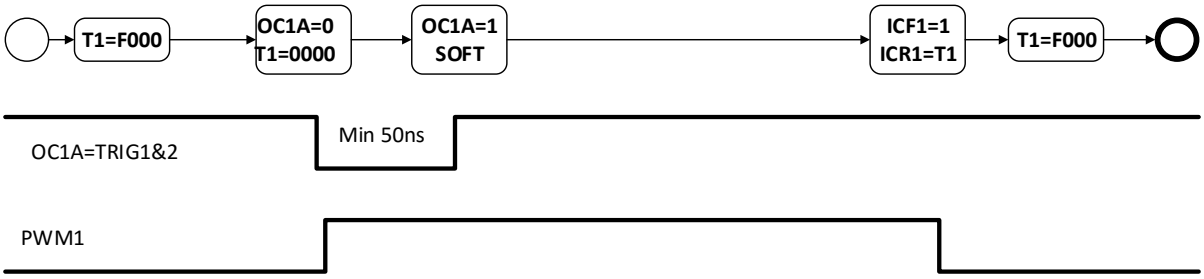

Figura 2.4.6. Diagrama temporală de măsurarea a clinometrului ACCUSTAR.

Semnalul de trigherare se generează prin comparare, la trecerea numărătorului prin zero. Frontul căzător al semnalului PWM generează condiția de captură. Durata semnalului PWM se calculează ca produs dintre valoarea de captură și perioada semnalului de ceas a numărătorului. În figura 2.4.6 este prezentată schema de măsură utilizată.

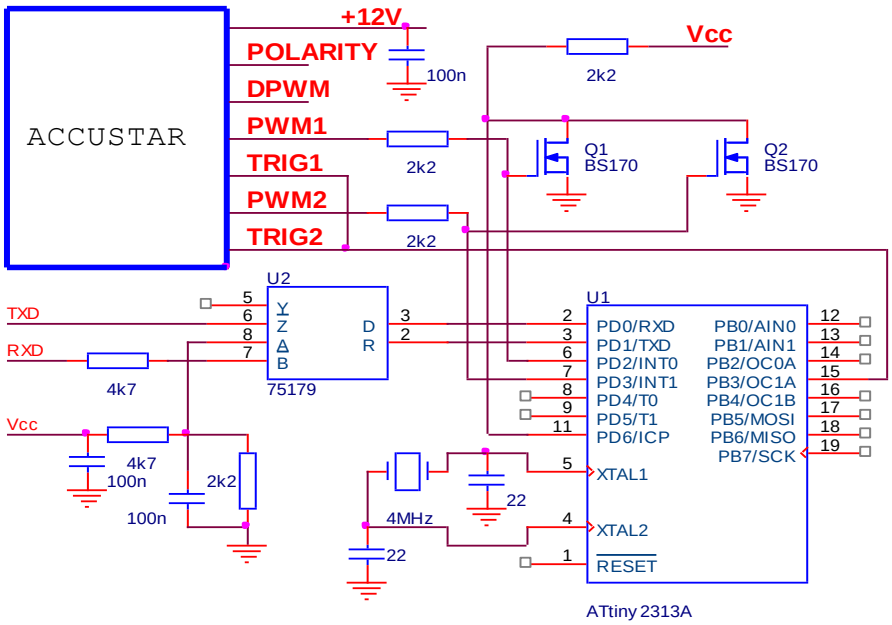

Figura 2.4.6. Schema de măsurarea a clinometrului ACCUSTAR.

Multiplexarea semnalelor PWM1 și PWM2 se face cu un multiplexor realizat cu tranzistoarele cu efect de câmp de tipul BS170. La realizarea multiplexorului sunt folosiți și doi pini de microcontroler. Întârzierile introduse de multiplexor sunt sub 5ns [89]. Această întârziere nu afectează rezultatul măsurătorilor. Măsurarea se face prin două citiri succesive ale duratei semnalelor PWM1 și PWM2. Deoarece tranzistoarele inversează semnalele PWM, se va programa captura pentru front crescător.

2.4.3. Generarea semnalelor analogice

În acest subcapitol ne vom referi la câteva modalităţi de generare a unui semnal analogic cu un microcontroler AVR.

Prima modalitate pentru generarea unui semnal analogic este aceea de a folosi modulatorul PWM şi un filtru trece jos. În acest scop, pentru a genera mai multe semnale analogice, pot fi folosite toate ieșirile numărătoarelor dintr-un microcontroler AVR. Numărătoarele de opt biţi au o rezoluţie scăzută în generarea unui semnal analogic. Obținem doar 255 de valori pentru amplitudine. Pentru numărătoarele de 16 biţi putem avea până la 65535 de valori ale amplitudini. Am ţinut cont că variantele mai noi de microcontrolere AVR au modulatorul PWM și pe 16 biți. Variantele mai vechi de microcontrolere pot genera semnal PWM pe 8, 9 şi 10 biţi. De asemenea se pot seta două modalităţi de generare a senalului PWM şi anume: PWM normal, la care numărătorul numără înainte şi înapoi şi PWM rapid, la care numărătorul numără doar înainte până la valoarea maximă după care trece în zero şi se reia numărare. PWM rapid faţă de varianta normală are avantajul unei frecvenţe generate mai mari (de aproximativ două ori). Cu cât numărul de biţi pe care se generează semnalul PWM este mai mare cu atât frecvenţa semnalului ce se generează este mai mică.

La un calcul sumar se pot deduce următoarele considerații. Pentru frecvenţa de 4MHz a ceasului pentru microcontroler şi generarea semnalul PWM pe 8 biţi, avem o frecvenţă a semnalului modulat de 7,84 kHz (4MHz:510). Dacă vom folosi modalitatea rapidă de generare a semnalul, atunci frecvenţa semnalului PWM va crește la 15,62kHz (4MHz:256). Semnalul de ieșire trebuie filtrat pentru a obține un semnal analogic. Pentru simplitate, de cele mai multe ori se foloseşte un filtru trece jos RC. Acest filtru trebuie să aibă o frecvenţă de tăiere suficient de mică pentru netezirea semnalului de ieşire şi suficient de mare încât să nu atenueze amplitudinea semnalului generat. În multe lucrări sunt prezentate scheme de generare a semnal sinusoidal, dar fără a da detalii privind modalitatea de calcul a filtrului RC. În opinia noastră, calculul filtrului RC trebuie să plece de la constatarea că riplul semnalului de ieşire trebuie să fie mai mic decât ½ LSB a semnalului generat. Dacă riplul semnalului generat este mai mare de ½ LSB atunci practic se reduce numărul de biţi pentru care se generează semnalul. Sau dacă dorim să generăm semnalul cu precizia de 1 LSB atunci trebuie luată în calcul altă

modalitate de generare a semnalului sinusoidal (folosirea unui convertor numeric analogic). Prornind de la această constatare se pot scrie următoarele relaţii:

$$\frac{1}{2} \cdot LSB \geq V_{CC}(1 - e^{-\frac{T}{2 \cdot RC}}) \qquad (2.4.1)$$

Unde LSB depinde de numărul de biţi (N) pe care se face modulaţia PWM, V_{CC} este tensiunea de alimentare a microcontrolerului, T este perioada semnalului PWM generat iar RC este constanta de integrare a circuitului de filtrare.

Dacă exprimăm LSB funcție de tensiunea de alimentare obținem relația (2.4.2)

$$\frac{V_{CC}}{2^{N+1}} \geq V_{CC}(1 - e^{-\frac{T}{2 \cdot RC}}) \qquad (2.4.2)$$

Dacă efectuarea calculelor, obţinem relaţie (2.4.3) între constanta de timp RC şi perioada semnalului PWM.

$$R \cdot C \geq T \cdot \ln \frac{2^{N+1} + 1}{2^{N+1}} \qquad (2.4.3)$$

Dacă efectuăm calculele în relația (2.4.3) rezultă următoarea condiție: frecvența semnalului generarea prin modulare PWM pe 8 biți trebuie să fie de aproximativ 128 de ori mai mică decât frecvenţa semnalului modulat. Atenuarea, pentru această frecvenţă, este de 3dB. Pentru semnale cu frecvență variabilă amplitudinea nu este constantă și este destul de greu să fie compensată soft.

Din cele prezentate mai sus rezultă că generarea semnalelor sinusoidale cu ajutorul modulatorului PWM se poate face pentru frecvenţe foarte mici (zeci de herţi pînă la sute de herţi), şi în general pentru frecvenţe fixe. O aplicaţie pentru care acești parametrii sunt suficienți este invertorul de curent alternativ. Ne propunem ca în următoarele activități de cercetare să punem la punct o astfel de aplicație.

Deoarece generarea unor semnale sinusoidale în aplicațiile practice este foarte importantă, în cele ce urmează vom prezenta câteva considerații privind generarea unor semnale analogice (sinusoidale) folosind microcontrolere AVR și convertoare numeric analogic externe. Este singura modalitate de generare a semnalelor cu frecvență mai mare de 1kHz. După cum se cunoaște convertoarele numeric analogice pot fi de tipul paralel sau serial. Să analizăm, în două exemplificări, care sunt performanțele ce pot fi obținute în cele două cazuri.

În figura 2.4.7. este prezentată o schema de generare a unui semnal analogic (sinusoidal) periodic folosind un convertor paralel.

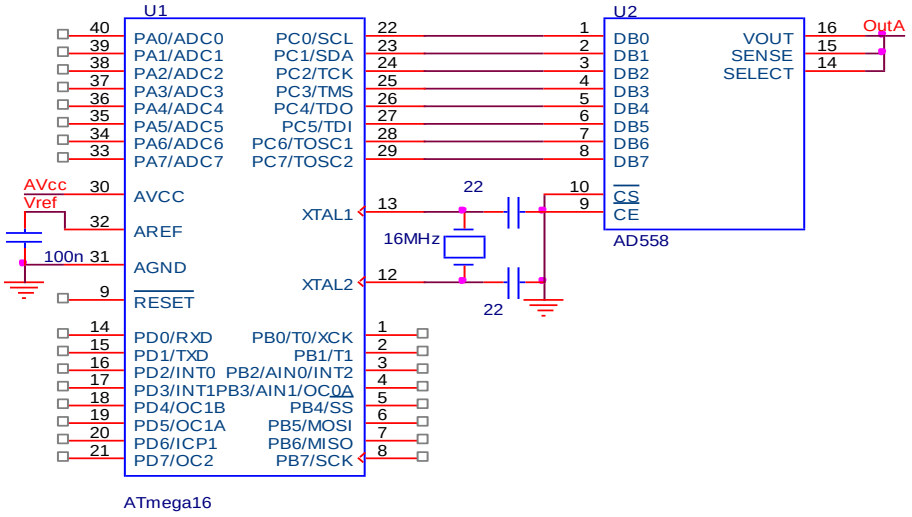

Figura 2.4.5. Schemă de generare semnal analogic cu CNA cu intrări paralele.

Am folosit pentru generarea semnalului un convertor pe 8 biţi (AD558). Codul de conversie se aplică direct din portul PB pe intrările convertorului. În conexiunea realizată nu este nevoie de cicli suplimentari de înscriere a datelor în *buffer*-ul convertorului. Pentru ca frecvenţa semnalului generat să fie variabilă, frecvenţa de transfer a datelor trebuie să fie şi ea variabilă. Generarea unei frecvenţe variabile, pentru transferul datelor, se poate face cu oricare din numărătoarele microcontrolerului care are implementat un modul de comparare. Se setează modul de aducere la zero a numărătorului la comparare. Prin valoarea din registru de comparare se poate programa divizarea frecvenţei de ceas în limite foarte largi. Pentru numărătorul de 8 biţi raportul poate fi de la 2 la 131072 iar pentru numărătorul de 16 biţi aceast raport este şi mai mare. Menționăm că, obținerea unei frecvențe variabile cu întreruperea de depășire, necesită cicluri suplimentare de modificare a conținutului numărătorului, ceea ce limitează performanțele de viteză. Pentru a determina frecvenţa de transfer maximă ce se poate obţine cu această schema, trebuie să analizăm subrutina de transfer a datelor din memoria microcontrolerului spre convertor. În acest scop prezentăm o subrutină de întrerupere, pentru transferul datelor pentru schema de mai sus.

```
#asm
rutina_DAC:
        lddR16, -Y
        outPORTB,R16
        sbrs        ZL,7
        ldi ZL,0xE3    ;adr_startSIN+1
        reti
#endasm
```

Am redus la minim numărul de cicli necesar subrutinei. Rutina de întrerupere nu afectează registrul de stare SREG, obținându-se economii importante de timp. Acest lucru a fost posibil prin plasarea datelor, pentru generarea semnalului de ieșire, în memoria RAM. În memoria RAM sunt înregistrate, înainte de validarea întreruperii, 100 de date pentru generarea unui semnal sinusoidal. Datele vor fi înregistrate în memorie RAM între adresele absolute 0x07F şi 0x0E2. Stiva se va fixa în afara zonei acestor date. Ultima dată din tabel (data 100) este plasată la adresa 0x7F astfel încât se poate detecta repoziționarea pointerului Y fără a modifica registrul de stare SREG. Practic datele trebuie înregistrate în ordine inversă. Datele sunt parcurse în tabel de la adresa mare la mică. Dacă facem calculul pentru durata subrutinei de întrerupere ajungem la concluzia că are 11 cicli de ceas (avem 6 cicli de ceas suplimentari - saltul din tabela de întreruperi şi revenire din întrerupere). La o frecvenţă de 16MHz a semnalului de ceas şi un număr de 100 de puncte pentru generarea semnalului sinusoidal, putem avea frecvenţa maximă a semnalelor generate de 12,3kHz. Am luat în calcul și execuția în programul principal a unei instrucțiuni cu durata de doi cicli de ceas. Dacă microcontrolerul trebuie să execute și alte activități, atunci ne putem aștepta la frecvență maximă de generare sub 10kHz.

Dacă numărul de biţi și numărul de puncte pentru care se face generarea ar fi mai mare, frecvenţa maximă a semnalelor generate ar scădea în consecință.

Datele pentru generarea semnalelor sinusoidale pot fi înregistrate şi în memoria FLASH sau EEPROM. În acest caz durata subrutinei de generare ar fi mai mare şi deci fracvenţa maximă a semnalelor generate ar scădea. Oricum datele sunt stocate în memoria FLASH sau EEPROM, de unde sunt transferate în memoria RAM, imediat după reset sau înainte de validarea întreruperii pentru transferul de date. Prin urmare nici în cazul folosirii un convertor extern paralel nu avem o creștere spectaculoasă a frecvenței generate.

În ultimul timp sunt produse foarte multe convertoare numeric analogice de tip serial. Deoarece schema pentru generarea semnalelor cu convertoare paralele complică cablajul vom analiza, în cele ce urmează, posibilitatea de generare a semnalului sinusoidal cu convertoare numeric analogice seriale. Dintre aceste convertoare sunt de preferat cele cu interfaţă SPI, deoarece cantitatea de informaţie vehculată între microcontroler şi convertor este mai mică.

În aplicația prezentată mai jos, vom analiza posibilitatea de a genera două semnale sinusoidale, în cuadratură. Deoarece vrem să generăm două semnale alegem un convertor dublu. Acest fapt simplifică foarte mult schema.

În figura 2.4.8 este prezentată o schemă ce folosește convertorul dublu AD7303 pentru generarea a două semnale analogice.

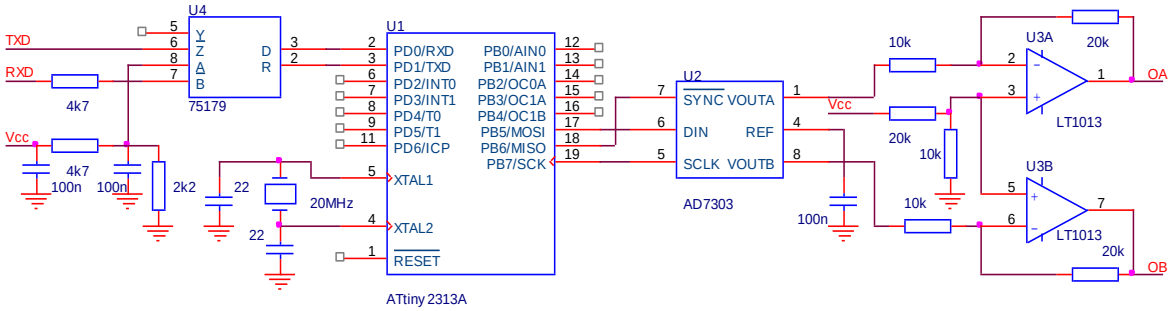

Figura 2.4.6. Schema de generare a semnalelor în cuadratură cu CNA serial.

Din datele de catalog ale convertorului AD7303 [85] reiese că trebuie transferaţi patru octeți pentru o pereche de date de ieşire (două semnale sinusoidale). Dacă luăm frecvenţa de transfer maximă (hard) pe interfaţa SPI rezultă că avem nevoie de 8μs pentru a transfera datele (frecvență de ceas de 16MHz și CK/4 frecvența maximă de transfer pe interfața SPI). NU am luat în calcul şi timpul de transfer a datelor în registrul de date SPI. Această modalitate de transfer este uşor de implementat, din punctul de vedere al softului de aplicaţie, dar ne permite să obținem doar o frecvenţă maximă de 1,25kHz. Putem mări frecvența de transfer pe interfața SPI prin comanda soft a ceasului de funcționare a interfeței. Prin generarea soft a semnalului de ceas se poate dubla frecvența de transfer.

Am experimentat o subrutină de întrerupere, pentru transferul de date (SPI), care generează două semnale sinusoidale, defazate cu 90. Cu această subrutină am generat semnale sinusoidale cu frecvenţa de 2500Hz, pe 64 de puncte. Semnalele, generate prin această metodă, pot fi folosite pentru reabilitarea unor traductoare de deplasare de tip inductosin. Frecvenţa de ceas a microcontrolerului a fost de 20MHz. Așa cum a fost realizată subrutina, peste 80% din timp, microcontrolerul este ocupat cu transferul datelor. Mai avem la dispoziție aproximativ 20% din timpul de procesare pentru generarea semnalelor de sincronizare cu circuitul de măsură. La limită, folosind intrarea de captură, microcontrolerul poate realiza el însuşi operaţia de măsurare.

Tot ce s-a prezentat referitor la semnale sinusoidale poate fi transferat pentru semnale oarecare (periodice). Practic prin stocarea în memoria RAM a unor date corespunzătoare unor semnale aleatorii, la execuţie, ele vor fi generate.

În concluzie putem spune că micocontrolerele pot fi folosite doar pentru generarea unor semnale analogice cu frecvență joasă.

2.4.4. Generare semnale de comandă modulate PWM

Multe aplicaţii ce presupun comanda servomotoarelor, reglarea turaţiei unui motor de curent continuu, controlul curentului prin fazele unui motor pas cu pas, reglajul puterii de încălzire pentru o instalaţie de sinterizare etc. necesită controlul unor curenți mari. Pentru controlul curentului se folosesc cu succes modulatoarele PWM, asociate numărătoarelor din microcontrolerele AVR. Aproape toate numărătoarele implementate în microcontrolerele AVR au proprietate de a genera semnale modulate în durată sau factor de umplere. Suplimentar se poate stabili aproape orice frecvenţă pentru semnalul generat. Unele microcontrolere pot genera şase semnale PWM (de exemplu ATmega168). Acestea sunt destinate în special generării comenzilor pentru comanda MPP, comenzii unor motoare de curent continuu, invertoarelor de curent alternativ etc.

Facem precizarea că este dificil un control liniar pentru valori de curent mari, mai ales din cauza puterilor disipate pe elementele de comandă. Din acest motiv se face controlul digital al curentului. Pe lângă faptul că se reduce puterea disipată, se obține și un randament net superior controlului linear. Acest ultim aspect este foarte important, mai ales în cazul curenților mari și foarte mari

Prezentăm, în ele ce urmează, două tipuri de aplicații pentru controlul curentului, folosind modulatorul PWM. Prima aplicație se referă la controlul curentului prin fazele unui motor pas cu pas de putere. A doua aplicație se referă la controlul puterii într-o instalație de sinterizare, în vederea asigurării controlului temporal al curbei de încălzire. Facem și aici precizarea că, prin comutarea curentului de încălzire în instalația de sinterizare, se asigură și o microsudură între particulele materialului ce este sinterizat. Cele două aplicații sunt legate una de alta, mai ales prin considerentele legate de comutația curenților cu valori mari. Aplicația de comandă a MPP a fost cea care a stat la baza elaborării schemei pentru comutatorul electronic de 2500A.

La realizarea sistemului de poziționare 2D pentru etalonarea aparatului de măsură optică a pendulilor a fost nevoie de acționarea a două module liniare de poziționare cu motor pas cu pas. Pentru comanda motorului era necesar un curent prin fazele motorului, de circa 2,5A. Rezistenţa electrică a bobinelor fazelor motorului pas cu pas de putere are valoarea foarte mică (zeci, sute de mΩ). În condițiile unei tensiuni de alimentare a schemei de comandă a MPP mai mare de

5V, bobina nu poate fi cuplată direct la această tensiune, fără circuite suplimentare pentru controlul şi limitarea curentului. Semnalul PWM generat de un microcontroler (AVR) poate fi folosit cu ușurință pentru a controla curentul prin înfășurările motorului pas cu pas. Curentul prin motor poate fi măsurat cu ajutorul convertorului analog numeric încorporat în microcontroler. Se obține o schema de comandă simplă. În figura 2.4.7 este prezentată schema de comandă a unui motor pas cu pas unipolar, ce permite limitarea curentului prin înfășurări, cu un microcontrolerul ATmega8.

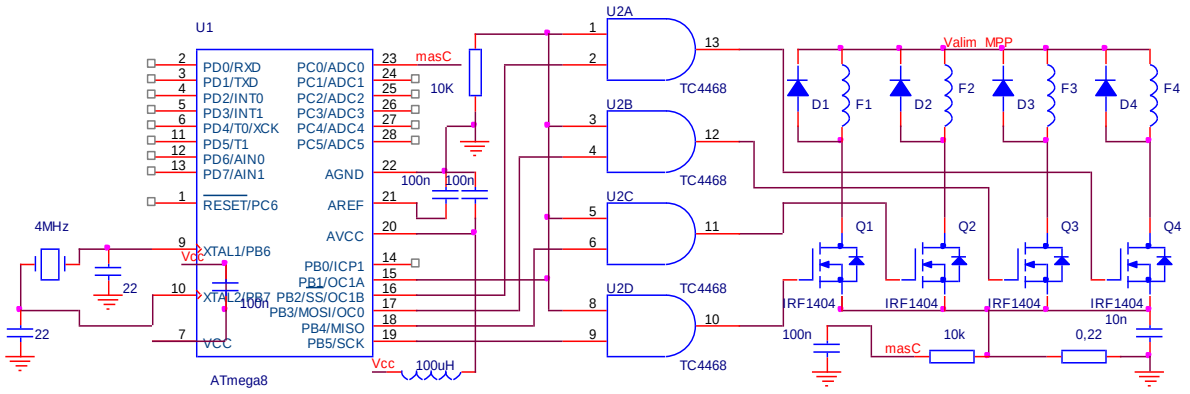

Figura 2.4.7. Comandă motor pas cu pas de putere unipolar.

Pentru comanda curentului prin motor am folosit tranzistoare cu canal indus IRF1404. Faţă de tranzistoarele bipolare aceste tranzistoare cu efect de camp au avantajul unei puteri disipate mult mai mici în regim de comutație. Rezistența de 0,22Ω și filtru trece jos din schemă generează semnalul pentru măsurarea valorii curentului din fazele motorului. Prin comanda modulatorului PWM, funcție de rezultatul conversiei analog numerice, se poate menține în fazele motorului un curent de peste 2A. Legat de schemă, facem precizarea că semnalele de comandă ale tranzistoarelor, pentru comanda păşirii şi controlul curentului prin înfăşurări, sunt generate cu ajutorul circuitelor *driver* TC4468 [100].

Pentru a scoate în evidență avantajul folosirii tranzistoarelor cu efect de câmp cu canal indus, pentru comanda curenților mari, prezentăm următoarele calcule relevante. Presupunem că avem de comandat, printr-o sarcină, un curent de 10A. În mod normal, tensiunea de alimentare ar trebui să cadă în totalitate pe sarcină. Din motive legate de funcționarea elementului de comandă, o parte din tensiune cade pe acesta. Pentru un tranzistor bipolar (de exemplu 2N5885), la un curent de conducţie de 10A, tensiunea de saturaţie conform datelor de catalog

este de 1,3V [103]. Puterea disipată pe transistor, fără a lua în calcul puterea disipată în timpul comutaţiei, este de 13W, conform relației (2.4.4).

$$P_{D_TB} = U \cdot I = 1{,}3V \cdot 10A = 13W \qquad (2.4.4)$$

Pentru tranzistorul cu efect de camp, în calculul puterii disipate se ia rezistenţa în stare de conducţie r_{ON}. Aceasta, pentru tranzistorul cu efect de camp IRF1404, este de 4mΩ [92]. Puterea disipată la un curent de 10A se calculează cu relația (2.4.5)

$$P_{D_TEC} = I^2 \cdot r_{ON} = 10^2 \cdot 0{,}004 = 0{,}4W \qquad (2.4.5)$$

Din cele două calcule rezultă, cu prisosinţă, avantajul tranzistoarelor cu efect de câmp pentru comutaţia curenţilor de valori mari.

Observaţie. Chiar dacă, cu tranzistoare cu efect de camp, se comandă sarcini rezistive, vom folosi diode sau elemente de supresare. Din cauza timpilor de comutaţie foarte mici, pot apărea impulsuri de tensiune de scurtă durată, care, în timp, pot duce la defectarea tranzistoarelor.

O problemă importantă, ce trebuie rezolvată în cazul comenzii unor curenți mai mari de aproximativ 2A, este cea de generare a unei tensiuni de comandă pe grilă mai mare de 8V. Schema prezentată în figura 2.4.7 ţine seama de toate aceste observaţii. Nu pot fi comandați curenți mai mari de aproximativ 2A, aplicând direct semnalele generate de microcontroler pe grila de comandă a tranzistoarelor de putere.

Pornind de la considerentele de mai sus, prezentăm în continuare o aplicație, ce necesită curenți de comandă foarte foarte mari. Este vorba de comanda unei instalaţii de sinterizare. Pentru control, instalaţia avea nevoie de un semnal de comandă modulat în durată, cu frecvenţa reglabilă şi un factor de umplere sub 50%. Semnalul cu parametrii specificați mai sus trebuia să comande un commutator electronic pentru un curent mai mare de 1000A. Acest curent de valoare foarte mare asigură încălzirea matriței de sinterizare, după o curbă prestabilită și realizarea de microsuduri între particulele materialului sinterizat. Această aplicație a fost realizată împreună cu un colectiv din Departamentul de Știința și Ingineria Materialelor, Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca. Această aplicație, s-a realizat în baza unui contract de cercetare FP7 iar rezultatele obținute au fost publicate în mai multe articole în reviste [11], [52] și [53], din care primul articol este indexat BDI și celelalte două sunt în reviste indexate ISI.

Schema blocului de comandă a instalației de sinterizare este prezentată în figura 2.4.8. Comanda se generează prin modularea în durată, comandată de numărătorul T1 prin modulul de comparare B. Frecvența semnalului de ieșire este comandată prin modulul de comparare A, în modul de numărare cu aducere la zero.

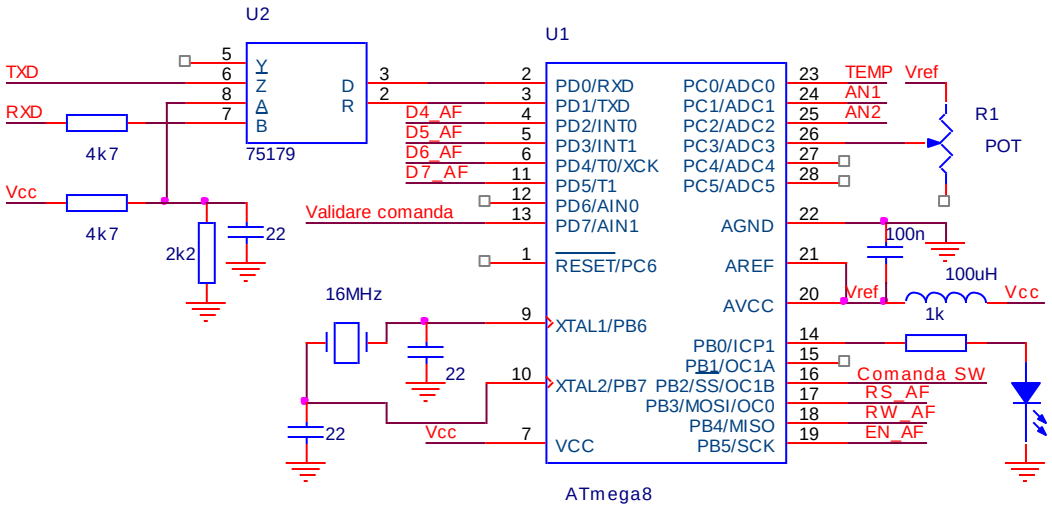

Figura 2.4.8. Schema de comandă a instalaţie de sinterizare.

Programarea parametrilor de control se poate face de la un calculator prin interfața serie RS232 sau pot fi setați manual de la tastatura proprie și de la un potențiometru (conectată la intrare PC3). Pentru comanda comutatorului electronic de peste 1000A sunt folosite semnalele *Comanda_SW* și *Validare comanda*. Celelalte semnale sunt folosite la fixarea parametrilor și afișarea lor pe un ecran LCD (semnalele cu sufixul AF). Măsurarea temperaturii se face prin măsurarea semnalului TEMP.

Prezentăm, în continuare, câteva considerații privind modul de realizare a comutatorului electronic (de peste) 2500A. Folosim ca titlu această valoare de curent, deoarece această valoarea a fost măsurată efectiv în timpul testelor. În realitate, conform calculelor, se pot comuta curenți de până la 5000A.

Inițial, pentru instalaţia de sinterizare s-a pus problema comandării unui curent pulsatoriu cu amplitudine foarte mare (peste 1000A). Frecvenţa de comutaţie trebuia să fie de zeci de herţi. Tensiune de alimentare avea valori reduse (zece, douăzeci de volţi). La o primă evaluare, pentru un astfel de comutator, soluţia era un dispozitiv IGBT [56]. Acest dispozitiv are totuşi un pret de cost destul de ridicat (aproximativ 2200$ bucata), ceea ce a condus la găsirea unei soluţii de comandă mai convenabilă. După cum am prezentat în aplicația

precedentă, tranzistoarele cu efect de câmp cu canal indus au rezistenţa canalului de conducţie, în stare *on,* foarte mică. Curentul comandat de un astfel de tranzistor este de peste 100A. De exemplu, pentru tranzistorul IRF1404, conform datelor de catalog poate comanda un curent de până la 200A și are rezistența în conducție de 4mΩ [92]. Dacă am conecta în paralel 50 de astfel de tranzistoare am obţine o rezistenţă în starea *on* de 80μΩ. Pentru o rezistenţă de valoare atât de mică, căderea de tensiune pe comutatorul electronic este de 80mV, la un curent de 1000A. Cu nici un alt dispoztiv electronic nu se poate obţine o astfel de cădere de tensiune în conducție. Puterea disipată pe tranzistoare este de 80W (1,6W pe fiecare transistor). Căderea de tensiune pentru un dispozitiv IGBT este de aproximatuv 2,4V [91]. În tabelul 2.4.2. sunt prezentate câteva calcule comparative privind realizarea comutatorului electronic pentru trei dispositive electronice (tranzistoare MOS cuplate în paralel, tranzistoare bipolare cuplate în paralel şi cu dispozitivul IGBT).

Tabel 2.4.2. Calcule comparative privind comutația unui curent de 1000A.

Dispozitiv	Preţ	Căderea de tensiune la 1000A	Puterea disipată
IGBT – FD1000R33	2209$	2,4V	2400W
50 tranzistoare IRF1404	50x0,59=29,5$	80mV	80W (1,6W/tranzistor)
50 tranzistoare 2N5885	50x2,5=125$	1,0	1000W (20W/tranzistor)

Schema electrică a comutatorului de 2500 amperi este constituită din 24 de unități ale schemei prezentate în figura 2.4.9.

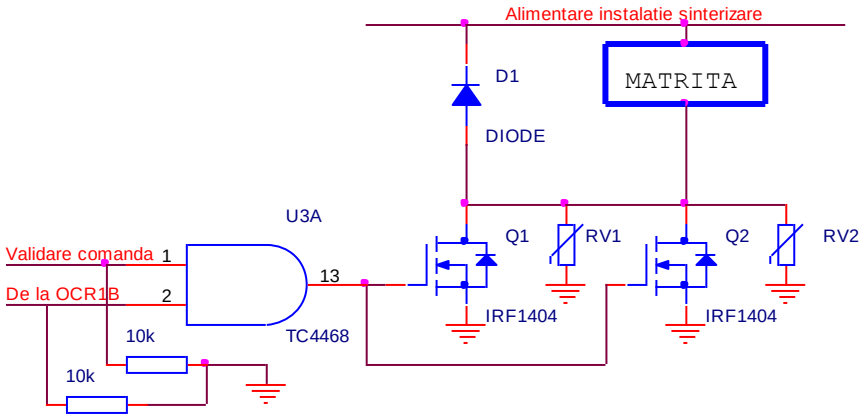

Figura 2.4.9. Schema parțială (1/24) a comutatorului de 2500A.

Precizăm că s-a obţinut o putere pe sarcină (în impuls) de peste 30kW. Pierderile datorită comutatorului sunt sub 1%. Pentru comanda unui curent atât de mare, este foarte important supresarea energiei acumulată în inductanțele parazite. După cum se vede din schema din figura 2.4.9, sunt plasate mai multe dispositive pentru supresarea energiei. De asemenea forța electrodinamică are valori importante, de care trebuie să ținem seama.

Pentru un astfel de circuit, sarcina cea mai importantă a fost aceea de conducere a curentului prin tranzistoare și de realizare a conexiunilor. Rezistenţa conductoarelor de legătură trebuia să fie foarte mică, în jur de zeci de μΩ. O astfel de rezistenţă poate fi asigurata doar de o bară de cupru cu secţiunea de cel puţin 2 cm^2. Spre exemplu, pentru o bară de cupru cu secțiunea de 2cm^2 și lungime de 25cm, se obține o valoare a rezistenței de 0,021mΩ.

$$R_{CO} = \rho_{CU}\frac{l}{s} = 0{,}0172 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{0{,}25}{2 \cdot 10^{-4}} = 0{,}021 m\Omega \qquad (2.4.6)$$

O altă problemă importantă, este aceea de conectare a tranzistoarelor. Nu se poate face conectarea tranzistoarelor la bara de cupru, prin lipire. Conectarea s-a făcut mecanic, prin presarea terminalelor sursă ale tranzistoarelor pe bara de cupru. Drenele tranzistoarelor s-au conectat pe o placă de radiator de 200x200 mm, tot prin presiune mecanică. Fiecare contact trebuie să asigure trecerea unui curent de peste 100A. Celelalte elemente din schemă s-au conectat prin presiune si prin lipire (lipirea s-a făcut pentru componentele conectate la grila tranzistoarelor).

Dificilă a fost și generarea comenzilor pentru grilele tranzistoarelor. Facem specificaţia că acest tip de tranzistoare, când se defectează, prezintă fenomenul de scurtcircuit între drena şi grilă. Dacă s-ar conecta toate grilele tranzistoarelor împreună şi unul dintre tranzistoare s-ar defecta, ar duce imediat la defectarea tuturor tranzistoarelor prin efect termic. În caz de defect, tranzistoarele ar lucra în regiunea activă, ceea ce ar duce la creşterea peste limita admisă a puterii disipate. De aceea, în schemă, tranzistoarele sunt comandate, două câte două, prin intermediul circuitului *driver* TC4468.

3. Dezvoltarea carierei de cercetare și didactice

Îmi propun ca în viitor să continui cercetările realizate până în prezent. Mai jos sunt prezentate succinct o parte din cercetările pe care doresc să le realizez.

Prima activitate de cercetare pe care urmează să o finalizez este legată de aparatul destinat măsurării optice a pendulilor. Din punct de vedere al realizării schemei electronice și al softului de aplicație, acesta este aproape gata la nivel de model experimental. Dificultățile care au oprit pentru moment acțiune de finalizare s-au datorat preciziei de măsură mai slabe de 0,1mm. După realizarea mai multor experimentări s-a constatat că erorile apar din cauza sistemului de poziționare 2D folosit la teste. Am realizat corecțiile ce se impuneau pentru sistemul de poziționare (eliminarea erorilor induse de axele liniare de deplasare) și urmează să fie realizate noi experimentări pentru determinarea parametrilor și a preciziei de măsură. După finalizarea acestor teste se vor face demersurile de încasetare. Menționez că softul de măsură este finalizat în proporție de 99%. Pentru comanda și controlul aparatului pentru măsurarea pendulilor s-a folosit un singur microcontroller AVR (ATmega8), un senzor liniar de poziție (TSL1412S) și câteva circuite integrate).

În domeniul traductoarelor cu coardă vibrantă doresc să realizez măsurarea frecvenței traductoarelor cu coardă vibrantă prin metoda analizei spectrale. Îmi propun să reiau experimentările privind realizarea transformatei Fourier discrete, urmărind să realizez măsurătoarea doar cu un microcontroller AVR. Menționez că la majoritatea sistemelor de achiziție de date pentru coardă vibrantă schema electronica de măsură a fost realizată astfel încât să poate fi implementată și această metodă de măsură.

În ceea ce privește generarea semnalelor de excitație, în vederea măsurării traductoarelor cu coardă vibrantă, doresc, de asemenea, să îmbunătățesc modul de realizare excitației.

O altă activitate de cercetare importantă este legată de introducerea de noi senzori în procesul automat de achiziție de date pentru activitatea de UCCH. Este vorba de finalizarea cercetărilor privind senzorii capacitiv dezvoltați în teza de doctorat [7] precum și de realizarea măsurării nivelului cu ultrasunete.

Având în vedere că este achiziționat deja un seznsor de imagine professional de tip matrice (CCD3041F), o cameră liniară de 4096 de pixeli

(AVVIIVA M2CL4010) și o trusă pentru teste optice doresc să experimentez și alte tipuri de măsurători, care să fie utilizate atât pentru domeniul de UCCH cât și pentru alte domenii, în care să fie pus în evidență variații ale deplasării micrometrice.

Pentru alimentarea motoarelor asincrone doresc realizarea unui invertor de putere realizat în jurul unui microcontroller AVR. Semnalele generate de comparatoarele implementate în structura numărătoarelor din microcontrolerele AVR le face ideale pentru o astfel de aplicație. Se poate realiza o aplicație cu un număr extrem de mic de componente externe.

O preocupare de viitor este legată de realizarea unei surse de alimentare pentru instalația de sinterizare. Deoarece valoarea pentru o astfel de investiție este destul de mare, această preocupare este strict legată de obținerea unui finanțări corespunzătoare.

În realizările prezentate în capitolul patru am prezentat o schemă pentru generarea semnalelor sinusoidale în cuadratură. Doresc să dezvolt această aplicație pentru reabilitarea senzorilor de tip inductosin. Deoarece schema de generare folosită ocupă majoritatea timpului de procesare doresc să îmbunătățesc schema pentru a folosi doar un microcontroler AVR în procesul de măsurare.

O altă activitate de cercetare pe care doresc să o realizez este legată de măsurarea distanțelor cu rezoluție submicrometrică prin interferență. O astfel de aplicație poate fi folosită la măsurarea și urmărirea în timp a fisurilor din construcțiile hidrotehnice și din construcțiile civile.

Îmi propun, de asemenea, realizarea unor senzori inteligenți. Acești senzori pot fi folosiți atât în domeniul UCCH cât și în domeniul mecatronicii.

În cazul unor dezastre natural se impune urmărirea evoluției unor parametri ce țin de siguranța construcțiilor hidrotehnice. Pentru a măsura acești parametrii prioritari îmi propun realizarea unor sisteme de achiziție de date autonome, care să poată măsura o parte din senzori, pentru o durată limitată de timp, cu o rată de măsură prestabilită și cu salvarea datelor într-o memorie locală.

Subliniez că pentru majoritatea acțiunilor prezentate mai sus există asigurată baza material de cercetare. Toate aceste aplicații pot fi valorificate cu success în contextual unor teze de doctorat și al publicării unor articole științifice.

O altă latură a activității de cercetare pe care doresc să o îmbunătățesc este activitatea didactică.

În acest domeniu îmi propun dezvoltarea curriculumului cursurilor predate prin valorificarea unor rezultate ale cercetărilor mele, prin actualizarea conținuturilor și a metodologiei de predare-învățare-evaluare, astfel încât aceste cursuri să fie compatibile cu cele susținute la nivel internațional. În acord cu aceste preocupări îmi propun să îmbogățesc materilalele didactice puse la dispoziția studenților prin programe noi de aplicație, prin culegeri de probleme și lucrări de laborator și mai ales, prin valorificarea platformei de instruire pentru microcontrolerele AVR.

Prin participarea mea la cursurile proiectului *Didatec* am dobândit cunoștințele necesare oferirii de cursuri de tip *online* și *blended learning,* cunoștințe și competențe pe care îmi propun să le aplic la mai multe discipline.

În completarea celor de mai sus, în baza experienței pe care am căpătat-o în timp lucrând pentru realizarea contractelor de cercetare și aplicative, urmăresc să extind numărul de parteneri și colaboratori pentru inițierea de noi contracte, nu doar în țară ci și în străinătate.

Bibliografie

[1] ***, Atmel, *AVR RISC Microcontroller*, Data Book, 1999, San Jose CA.

[2] Bande, V. Pop, S. ; Pitica, D.; Ciascai, I. *Electrical model of a capacitive based level sensor,* 36th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE), 2013, ISSN 2161-2528, Pg. 333 – 338.

[3] Bande Vlad, Pitica Dan, Ciascai Ioan, *Multi - capacitor Sensor Algorithm for Water Level Measurement*, 35th International Spring Seminar on Electronics Technology, ISSN: 2161-2528, May 2012, pp. 286-291.

[4] Bande, V. ; Pop, S. ; Ciascai, I. ; Pitica, D., *Real-time sensor acquisition interfacing using MatLAB,* 18th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), ISBN: 978-1-4673-4757-0, 2012, pg.189-192.

[5] V. Bande, I. Ciascai, *Charging time indicates capacitor value*, EDN, ISSN 0012-7515, Vol. 56, Issue 15, aug. 2011, pg. 45-46.

[6] Bande, V., Ciascai, I., Pitica, D. *Parasitic influences in a capacitive transducer behavior.* 34th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE), 2011, ISBN 978-1-4577-2111-3, pg. 363-368.

[7] Vlad Bande, *Cercetari privind principiile capacitive de masurare a nivelelor de lichid*, teză de doctorat, 2011, UT Cluj-Napoca.

[8] Bande, V.; Ciascai, I.; Pitica, D., *MatLAB platform for well level evaluation*, SIITME 2010, ISBN: 978-1-4244-8123-1 DOI: 10.1109/SIITME.2010.5653346, pg.: 203 – 206.,

[9]Bande, V.; Ciascai, I.; Pitica, D., *Low-cost capacitive sensors for wells levelmeasurement*, ISSE 2010, DOI: 10.1109/ISSE.2010.5547303, ISBN: 978-1-4244-7849-1, pg.: 279 – 283

[10] V. Canpeana, S. Astileana, T. Petrisor Jr., M. Gabor, I. Ciascai, *Convective assembly of two-dimensional nanosphere lithographic masks*, Materials Letters, Volume 63, Issue 21, 31 August 2009, Pg. 1834–1836.

[11] I. Chicinas, I. Ciascai, BV Neamtu, H Chiriac, F Popa, M Lostun, O Isnard, V Pop, *Consolidarea superaliajelor nanocristaline aliate mecanic prin sinterizarea cu descărcări prin plasmă* (engl., rez. rom.), Bulletin of the Polytechnic Institute of Iași, ISSN: 1453-16, ISSN 0304-5188, Tomul LVII (LXI), Fasc. 2 2011, Matematică. Mecanică teoretică. Fizică pg. 89-97.

[12] I. Ciascai, *Microcontrolere AVR. Structura si aplicatii*, Presa Universitara Clijana, ISBN 978-973-595-620-2, 2013, 189 pg.

[13] Ioan Ciascai, Liliana Ciascai, *Acquire images with a sensor and a microcontroller*, EDN, ISSN 0012-7515, Vol. 55, Issue 18, sept. 2010, pg.48-49.

[14] Ioan Ciascai, *Raport de cercetare*, Proiect CEEX 54/2006 Infosoc, 2008.

[15] Ioan, C. ; Septimiu, P., *Use the imagine sensor to detect the building vibration,* IEEE Conference Publications, DOI: 10.1109/ISSE.2008.5276655, ISBN: 978-1-4244-3972-0, 2008 , Pg.: 294 – 297.

[16] Ciascai Ioan, Donciu Ovidiu, Pop Septimiu, *Laser based displacement measurements using image processing*, Conference Proceedings - 30th International Spring Seminar on Emerging Technologies for Electronics Packaging, may 2007, ISBN 1-4244-1218-8, 2007, Cluj-Napoca, Romania, pg. 372-376.

[17] I. Ciascai, L. Ciascai, L. Suciu. *Reducerea riscului unor accidente industriale în construcţii prin măsurarea cu precizie a deplasărilor din structură*. Environment & Progress 8 / 2007, Editura EFES, ISSN 1584-6733, p. 57-60.

[18] I. Ciascai, M. Dăbâcan, L. Viman, S. Pop. *Măsurarea electrică a traductoarelor din construcţiile hidrotehnice.* Casa Cărţii de Ştiinţă, Cluj-Napoca, ISBN 973-686-820-6, 2006.

[19] Ioan CIASCAI. *Interfeţe inteligente pentru reabilitarea, reconstrucţia si informatizarea sistemelor de urmărire a comportării construcţiilor hidrotehnice. Raport de cercetare grant A771/2005* , Revistei de Politica Ştiinţei şi Scientometrie, Vol IV număr special, 2006, ISSN 1582-1218, 48 pagini.

[20] I. Ciascai, L. Viman, M. Dabaca, S. Pop. *Measurement of the Infiltrations Discharges in Hydro-energetic Constructions*, SIITME 2006, IASI, 2006, ISBN 978-973-8961-23-4, p. 111-113.

[21] Ioan Ciascai, Septimiu Pop, Liviu Viman, Mircea Dăbâcan. *Filtering a measured values series to remove random group errors* - "International Symposium for Design and Technology of Electronic Packages" SIITME 22-25 September 2005, ISBN 973-713-063-4 Cluj-Napoca, Romania, p. 215-218.

[22] I. Ciascai, M. Dabacan, L. Viman, *Interfeţe inteligente pentru achiziţia de date din construcţiile hidrotehnice,* Environment & Progress 5 / 2005, Editura EFES, ISSN 1584-6733, p. 77-81.

[23] Ioan Ciascai, Septimiu Pop, Liviu Viman, Mircea Dabacan, *An Accurately Method for Measuring Resistive Transducers from Hydro-energetic Constructions*, PROCEEDINGS of 28th ISSE, may 2005, ISBN 0-7803-9325-2, Viena, Austria, p. 67-70.

[24] I. Ciascai. *Microcontrolere RISC - seria AVR AT90.* Casa Cărţii de Ştiinţă, Cluj-Napoca, ISBN 973-686-561-4, 2004.

[25] Ciascai Ioan, Maties Vistrian, Balan Radu, Pop Septimiu, *AVR-RISC Microcontroller in Command Unit of Mechatronics Systems,* 2004, Acta Tehnica Napocensis nr. 47, vol. II, Series: Aplied Mathematics and Mechanics, ISSN 1221-5872, p. 561-565.

[26] Ciascai Ioan, Dabacan Mircea, Viman Liviu, Pop Septimiu, *Measuring Modifying Impedance Transducers*, PROCEEDINGS IEEE, 27th ISSE 2004 International Spring Seminar on Electronics Technology, 13-16 May 2004, Sofia, Bulgaria, Annual School Lectures, ISBN 0-7803-8422-9, , Volume 24, Book 1, p. 5 –8.

[27] Ciascai Ioan, Pop Septimiu, Mircea Dabacan, *Improve the performance in an measurements systems of resistive sensor used in hydro-technique building* , The 10th International Symposium for Design and Technology of Electronic Packages, September 23-26, 2004, Bucharest, Romania, ISBN 973-9463-83-5.

[28] Ioan Ciascai, Mircea Dăbâcan, Liviu Viman. *Compensating the Microcontroller internal Analog-to-Digital Converter Linearity Error for Precise Measurement of Resistive Transducers,* The 9th International Symposium for Design and Technology of Electronic Packaging, Timişoara, september 18-21, 2003, ISBN 973-96592-6-8.

[29] I. Ciascai. *Microcontrolerul AT90S4433. Structură și aplicații.* Casa Cărţii de Ştiinţă, Cluj-Napoca, ISBN 973-686-403-0, 2003.

[30] I. Ciascai, *Miniplatformă de instruire pentru microcontrolere AVR.* Tehnologii educaţionale pe platforme electronice în învăţământul ingineresc, Editura Conspress UTCB, ISBN_973-8165-44-X, 2003, p.287-290.

[31] Ioan Ciascai, Mircea Dăbâcan, Liviu Viman. *Using WATCHDOG Timer to Improve the Reliability of Network Communication between Microcontroller Systems,* The 8th International Symposium for Design and Technology of

Electronic Packaging, Cluj-Mapoca, september 19-22, 2002, ISBN 973-9357-13-X, p. 137-139.

[32] I. Ciascai. *Microcontrolerul AT90S2313 în 12 lucrări practice.* Casa Cărţii de Ştiinţă, Cluj-Napoca, ISBN 973-686-273-9, 2002.

[33] I. Ciascai. *Sisteme electronice dedicate cu microcontrolere AVR RISC*. Editura Casa Cărţii de Ştiinţă, Cluj-Napoca, ISBN 973-686-237-2, 2002.

[34] I. Ciascai. *Sisteme de achiziţie de date distribuite.* Sesiunea de comunicări ştiinţifice a Universităţii Bogdan Vodă, "Dezvoltare şi performanţe universitare prin cercetare la început de mileniu". Ed. Risoprint Cluj-Napoca, 2002, ISBN 973-656-188-7, p.75-78.

[35] Liliana Ciascai, I. Ciascai, *The usage of the portfolio in the didactical activity at university*, Studia Universitatis "Babeş-Bolyai", Cluj-Napoca, ISSN 1221-8111, Nr. 2 / 2007.

[36] Ciascai Liliana, *Ciascai Ioan. Electric Circuits – D.C. Electronic and Physics Student's Naive Ideas*, International Conference EDU-WORLD 2004 Education Facing The Contemporary World Problems, Pitesti, RO, Ed. Universităţii din Piteşti, Vol. II. ISBN 973-690248-X, ISSN 973-690-253-6. 2004, p.188-195.

[37] CIASCAI, Liliana, SECARA, Rodica, CIASCAI, Ioan. *A Study on the Methodology of the Experimental Activities Described in the Textbooks and the Auxiliaries of Physics in Romania*. Fift General Conference on the Balkan Physical Union, Vrnjacka Banja, Serbia and Montenegro, August 25-29, 2003, p. 1939-1944.

[38] CIASCAI, Liliana, CIASCAI Ioan, *La problématisation et l'étude des sciences et de la technologie,* 2003, Studia Universitatis "Babeş-Bolyai", XLVIII, 1, ISSN 1221-8111, 2003, p. 196-199.

[39] CIASCAI, Liliana, CIASCAI, Ioan. *Pictural Communication in teaching-learning sciences and technique*. Proceedings of the 27th Annual Congress of the American Romanian Academy of Arts and Sciences (ARA). Politechnic International Press, Montreal, Canada, ISBN 2-553-01024-9, 2002, p. 440-443.

[40] Liliana Ciascai, N. Valanide, I. Ciascai. *Studiu longitudinal asupra concepţiilor din domeniul ştiinţelor exacte şi tehnologiei.* Sesiunea ştiinţifică anuală. Academia Română – filiala Cluj-Napoca, Institutul de cercetări socio-umane. Cluj-Napoca 26-27 octombrie 2001. Studii şi cercetări din domeniul

ştiinţelor socio-umane, Volumul 9, Editura Argonaut, 2002, ISBN 973-9350-48-X, p. 121-125.

[41] Liliana Ciascai, I. Ciascai, *Students and teachers' competency to perform experimental activities,* Studia Universitatis "Babeş-Bolyai", Cluj-Napoca, ISSN 1221-8111, Anul XLVII, Nr. 1-2, p. 2002, 100-104.

[42] Liliana Ciascai, I. Ciascai**.** *Elaborating and Evaluating Visual Representations in Science Textbooks,* Studia Universitatis "Babeş-Bolyai", Cluj-Napoca, ISSN 1221-8111, Anul XLVI, Nr. 1-2, 2001, p. 91-98.

[43] Liliana Ciascai, I. Ciascai, Rodica Secară. *Educarea comunicării prin ilustraţii în ştiinţe şi tehnologie.* Sesiunea ştiinţifică anuală. Academia Română – filiala Cluj-Napoca, Institutul de cercetări socio-umane, Cluj-Napoca, 26-27 octombrie 2001, Studii şi cercetări din domeniul ştiinţelor socio-umane, Volumul 8, Editura Argonaut, 2001, ISBN 973-9350-48-X, p.41-44.

[44] Mircea Dăbâcan, Ioan Ciascai, Liviu Viman, Septimiu Pop. *Frequency-to-position function linearization for inductive transducers (tele-pendulum)* – "International Symposium for Design and Technology of Electronic Packages" SIITME 22-25 September 2005, ISBN 973-713-063-4 Cluj-Napoca, p. 223-235.

[45] Mircea Alexandu Dăbâcan, *Bazele sistemelor de achiziție de date*, Casa Cărții de Știință Clij-Napoca, ISBN 976-686-565-7, 2004.

[46] Mircea Dăbâcan, Ioan Ciascai, Liviu Viman, Septimiu Pop, *Pulse Width Compensated Resistive Bridge Algorithms*, PROCEEDINGS IEEE International Spring Seminar on Electronics Technology, 27th ISSE 2004, 13-16 May 2004, Sofia, Bulgaria, publicat în "Annual School Lectures", IEEE catalog number 04EX830, ISBN 0-7803-8422-9, Library of Congress Number 2004102578, Volume 24, Book 1, p. 9 – 13.

[47] Mircea Dăbâcan, Ioan Ciascai, Liviu Viman. *Measuring Resistive Transducers in Hydro-energetic Constructions,* The 9th International Symposium for Design and Technology of Electronic Packaging, Timişoara, september 18-21, 2003, ISBN 973-96592-6-8.

[48] Mircea Dăbâcan, Ioan Ciascai, Liviu Viman. *RS485 communication in a distributed data acquisition system,* The 8th International Symposium for Design and Technology of Electronic Packaging, Cluj-Napoca, september 19-22, 2002, ISBN 973-9357-13-X, p. 97-98.

[49] Jacob Fraden. *Handbook of Modern Sensors. Phisics, Design, and Applications.* SpringerLLC 2010. ISBN 978-1-4419-6465-6.

[50] C. I. Mocanu. *Teoria circuitelor electrice*. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1979.

[51] Marinca, T.F., *Materiale nanocompozite magnetice moi obţinute prin aliere/măcinare*, teză de doctorat, 2011, UT Cluj-Napoca.

[52] Neamtu, BV; Chicinas, I; Isnard, O; Ciascai, I; Popa, F; Marinca, TF, *Consolidation and DC magnetic properties of nanocrystalline Supermalloy/iron composite cores prepared by spark plasma sintering*, JOURNAL OF MAGNETISM AND MAGNETIC MATERIALS, Volume 353, March 2014, Pages 6–10.

[53] Neamţu, B.V; Chicinaş, I; Isnard, O; Ciascai, I; Chiriac, H; Lostun, M, *Magnetic properties of nanocrystalline Ni3Fe compacts prepared by spark plasma sintering*, Intermetallics, Volume 35, Aprilie 2013, pg. 98-103.

[54] Neamțu, B.V., *Matériaux compacts magnétiques doux obtenus à l'état nanocristallin à partir de poudres d'alliages Ni-Fe-X issues de mécanosynthèse*, teză de dectorat în cotutelă, 2010, UT Cluj-Napoca, Universite Joseph Fourier de Grenoble, Franța.

[55] Edmond Nicolau, *Manualul inginerului electronist. Măsurări electronice*. Editura Tehnică, București, 1979.

[56] Palaghiță, N. *Electronică de putere*, Editura Mediamira, Cluj-Napoca, 2002.

[57] Pop, S., Ciascai, I., Bande, V., Pitica, D., *High accuracy method for measurement of vibrating wire transducer,* Proceedings of ISSE, DOI: 10.1109/ISSE.2013.6648273, ISSN : 2161-2528, 2013, pp. 361-364.

[58] Pop, S., Bande, V., Pitica, D., Ciascai, I, *Dynamic measurement circuit for the resistive transducers,* 2012 IEEE 18th International Symposium for Design and Technology of Electronics Packages, SIITME 2012, ISBN: 978-1-4673-4757-0, pp. 259-262.

[59] Septimiu, P., Dan, P., Ioan, C, *Identifying and removing systematic error due to resistance tolerance from measurement system of inclinometer*, Journal of Electrical and Electronics Engineering Vol. 5 (1), 2012, pp. 199-202.

[60] S. Pop, I. Ciascai, *Compensate for four-wire sensor errors*, EDN, ISSN 0012-7515, Vol. 56, Issue 13, iul. 2011, pg.43 (FI 0,183).

[61] Pop, S., Pitica, D., Ciascai, I., *Sensor measurement errors detection methods,* Proceedings of the International Spring Seminar on Electronics Technology, ISBN: 978-1-4577-2111-3, 2011, Pages 414-418.

[62] Septimiu POP, *Contibuții la dezvoltarea unor sisteme dedicate pentru măsurători în construcții,* teză de doctorat, 2011, UT Cluj-Napoca.

[63] Pop, S., Ciascai, I., Bande, V., Pitica, D., *Modeling the light of LED's for position detection with an optical sensor,* ISSE 2010 - 33rd International Spring Seminar on Electronics Technology: Polymer Electronics and Nanotechnologies: Towards System Integration - Conference Proceedings 5547321, ISBN: 978-1-4244-7849-1, DOI: 10.1109/ISSE.2010.5547321, 2010, pp. 374-377,

[64] Pop, S.; Ciascai, I.; Pitica, D.; *Statistical analysis of experimental data obtained from the optical pendulum*, DOI: 10.1109/SIITME.2010.5653515, SIITME 2010, ISBN: 978-1-4244-8123-1, pg. 207-210,

[65] Pop, Septimiu; Pitica, Dan; Ciascai, Ioan; Bande, Vlad; *Analyze of the Environment Temperature Effect over Hydro-energetic Buildings Resistive Transducers*, published IEEE, 32ND INTERNATIONAL SPRING SEMINAR ON ELECTRONICS TECHNOLOGY Book Series: International Spring Seminar on Electronics Technology ISSE, Published: 2009, ISBN:978-1-4244-4260-7, Pages: 308-311.

[66] Pop, S., Pitica, D., Ciascai, I. *Building management system based on image sensor,* 15th International Symposium for Design and Technology of Electronics Packages SIITME 2009 , ISBN: 978-1-4244-5132-6, pg. 261-264

[67] Pop, S; Pitica, D ; Ciascai, I.: *Adaptive Algorithm for Error Correction from Sensor Measurement*, 31st International Spring Seminar on Electronics Technology: Reliability and Life-Time Prediction, Book Series: International Spring Seminar on Electronics Technology ISSE, ISBN: 978-1-4244-3972-0, DOI: 10.1109/ISSE.2008.5276632, 2008, Pages: 373-378.

[68] Septimiu Pop, Dan Pitica, Ioan Ciascai, *A Corelation Method for Improve temperature Sensor Measurement*, Conference Proceedings - 30th International Spring Seminar on Emerging Technologies for Electronics Packaging, may 2007, ISBN 1-4244-1218-8, DOI: 10.1109/ISSE.2007.4432876 ,IEEE Catalog Number: 07EX170C, 2007, Cluj-Napoca, Romania, p.342-345.

[69] S. Pop, I.Ciascai, M. Dabaca, L. Viman. *Seismic Trigger using MEMS Sensor*, SIITME 2006, IASI, 2006, ISBN 978-973-8961-23-4, p. 141-143.

[70] S. Pop, I. Ciascai, L. Viman, M. Dabaca. *Error Detection and Substraction from Resistive Sensor Measurements*, SIITME 2006, IASI, 2006, ISBN 978-973-8961-23-4, p. 262-265.

[71] Septimiu Pop, Ioan Ciascai, Mircea Dăbâcan, Liviu Viman. *Post factum connecting wire compensation for temperature resistive transducers* - "International Symposium for Design and Technology of Electronic Packages" SIITME 22-25 September 2005, ISBN 973-713-063-4, Cluj-Napoca, Romania , p. 219.

[72] S. Pop, I. Ciascai, L. Viman. *Sisteme electronice pentru gestionarea parametrilor de mediu*, Environment & Progress 5/ 2005, Editura EFES, ISSN 1584-6733, p.339-342.

[73] Florin Tarța, *Cercetări privind obținerea compactelor magnetice nanocompozite pein sinterizare în plasmă*, teză de doctorat, 2013, UT Cluj-Napoca.

[74] Liviu Viman, Septimiu Pop, Ioan Ciascai. *Sisteme de achiziție de date. Măsurarea traductoarelor cu coardă vibrantă și rezistive*. Editura Mediamira Cluj-Napoca, ISBN 978-973-713-332-8, 2015.

[75] Liviu Viman, *Cercetări teoretice şi experimentale privind sistemele de achiziţie şi prelucrare a semnalelor*, teză de doctorat, 2009, UT Cluj-Napoca.

[76] Liviu Viman, Mircea Dabacan, Ioan Ciascai, Septimiu Pop, *Embedded Microcontroller System for Readin inductive Telependulum*, Conference Proceedings - 30th International Spring Seminar on Emerging Technologies for Electronics Packaging, may 2007, ISBN 1-4244-1218-8, IEEE Catalog Number: 07EX170C, 2007, Cluj-Napoca, Romania, p.425-428

[77] L. Viman, I.Ciascai, M. Dabaca, S. Pop. *Determination the Angular Movements of an Underground Hydroelectric Power Station*, SIITME 2006, IASI, 2006, ISBN 978-973-8961-23-4, p. 188-190.

[78] Liviu Viman, Mircea Dăbâcan, Septimiu Pop, Ioan Ciascai. *Reading vibrating wire transducers in a hydro-technical building* - "International Symposium for Design and Technology of Electronic Packages" SIITME 22-25 September 2005, ISBN 973-713-063-4 Cluj-Napoca, Romania, p. 141-143.

[79] Viman Liviu, Ciascai Ioan, Dabacan Mircea, Pop Septimiu, *Using an embedded microcontroller system to excite vibrating wire transducers*, PROCEEDINGS IEEE International Spring Seminar on Electronics Technology, 27th ISSE 2004, 13-16 May 2004, Sofia, Bulgaria, IEEE catalog number 04EX830, ISBN 0-7803-8422-9, Volume 24, Book 1, p. 1 – 4.

[80] ***, Analog Devices, *Transducer Interfacing Handbook*, Norwood, Massachusetts, ISBN 0-916550-05-2, 1981.

[81] ***, Atmel, *8051 FLASH Microcontroller*, Data Book, 1997, San Jose CA.

[82] ***, MSH, *8bits Microcontrollers*, MATRA MSH, 1993, Azimut 21.70.95.95.

[83] ***, PHILIPS, 8051–*Based 8- bits Microcontrollers*, Data Handbook, IC20, 1992.

[84] ***, Texas Instruments, *Digital Transmission Design Seminar*, SDYDE01B, 1998.

[85] ***, *AD7703 Data Sheet*, Analog Devices Inccorpoarated, Rev. 01997, http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7303.pdf

[86] ***, *AD7705/AD7706 Data Sheet*, Analog Devices Inc., Rev C, 2006, http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7705_7706.pdf

[87] ***, *ATtiny2313A/4313 Data Sheet*, Atmel Corporation, February 2012, http://www.atmel.com/Images/doc8246.pdf

[88] ***, *ATmega48A/PA/88A/PA/168A/PA/328/P Data Sheet*, Atmel Corporation, October 2014, http://www.atmel.com/images/Atmel-8271-8-bit-AVR-Microcontroller-ATmega48A-48PA-88A-88PA-168A-168PA-328-328P_datasheet_Complete.pdf

[89] ***, *BS170 / MMBF170 Data Sheet*, Fairchild Semiconductor Corporation, 2010, https://www.fairchildsemi.com/datasheets/BS/BS170.pdf

[90] ***, *RB6029 encoders Data Sheet*, ifm efector inc., April 2013, http://www.ifm.com/products/us/ds/RB6029.htm

[91] ***, *FD1000R33HE3 Technical Information*, Infineon, December 2013, http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FD1000R33HE3_K-DS-v03_01-en_de.pdf?folderId=db3a304412b407950112b4095b0601e3&fileId=db3a30431ce5fb52011d76007b9a7266

[92] ***, *IRF1404 Power Mosfet Data Sheet*, International Rectifier, Oct. 2003, http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf1404.pdf

[93] ***, *MAX6576/MAX6577 Data Sheet*, Maxim Integrated Product, 2014, http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX6576-MAX6577.pdf

[94] ***, *Linear Encoder Data Sheet*, Dr.Johannes Heidenhain GmbH, July 2014, http://www.heidenhain.de/fileadmin/pdb/media/img/571470-28_Linear_Encoders_For_Numerically_Controlled_Machine_Tools.pdf

[95] ***, *HAL 50..600-S Data Sheet* , LEM Components, Julay 2015 version 7, http://www.lem.com/docs/products/hal_50_600-s.pdf

[96] ***, *AMS 200 Data Sheet*, Leuze electronic GmbH, + Co. KG, http://www.leuze.de/media/assets/archive/TD_AMS200_en.pdf

[97] ***, *LT1016 Data Sheet*, Linear Technology Corporation, 1991, http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1016fc.pdf

[98] ***, *AccuStar Data Sheet*, Measurement Specialties, Inc., August 2012, http://www.meas-spec.com/downloads/AccuStar_I_Series.pdf

[99] ***, *PIC16F631/677/685/687/689/690 Data Sheet*, Microchip Tehnology Inc., 2015, http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/40001262F.pdf

[100] ***, *TC4467/TC4468/TC4469Data Sheet*, Microchip Tehnology Inc., 2002, http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21425b.pdf

[101] ***, *PCF8535 Data Sheet*, Philips Semiconductor, November 2001, http://www.nxp.com/documents/data_sheet/PCF8535.pdf

[102] ***, *Portable Datalogger PFC-12 Specifications*, Roctest Ltd., 2013, http://www.telemac.fr/en/content/download/3006/34113/file/E50148-131106%20PFC12.pdf

[103] ***, *2N5885 Data Sheet,* Semelab plc. DN 6366, http://www.products.semelab-tt.com/pdf/bipolar/2N5885.pdf

[104] ***, *Vibrating Wire Handheler Readout Data Sheet*, Soil Instruments, http://soil.co.uk/products/readouts/vibrating-wire-handheld-readout/

[105] ***, *SJ300 Data Sheet*, Sony Manufacturing Systems Corporation, may 2005, http://www.axis-gb.com/PDF/SonySJ300LH7071.pdf

[106] ***, *TSL1412S Data Sheet*, ams AG, 2007, http:/www.taosinc.com, http:/www. ams.com

[107] ***, *TinyOne Pro 868MHz User Guide* , Telit wireless solutions, Dec. 2010, http://www.roundsolutions.com/techdocs/ism_modules/Telit_868_TinyOne_Pro_RF_Module/Telit_TinyOnePro_868MHz_Module_User_Guide_r2.pdf
[108] ***, *SN75176A Diferential Bus Transceiver Data Sheet*, Texas Instruments, June 1084- january 2015, http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn75176a.pdf
[109] ***, *SN55LBC176, SN65LBC176, SN65LBC176Q, SN75LBC176 Diferential Bus Transceivers Data Sheet*, Texas Instruments Inc., June 1084- January 2015, http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn75lbc176.pdf
[110] ***, *LM92 Data Sheet*, Texas Instruments Incorporated, 2000-2013, http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm92.pd
[111] ***, *Vaisala HydroMet System MAWS110 Data Sheet*, Vaisala Oyj, 2009, http://www.vaisala.com/Vaisala%20Documents/Brochures%20and%20Datasheets/MAWS110_datasheet_B210844EN-B_LowRes.pdf