



REPUBLIKA E SHQIPËRISË
UNIVERSITETI POLITEKNIK I TIRANËS
FAKULTETI I INXHINIERISË ELEKTRIKE

DISERTACION

PËR MBROJTJEN E GRADËS SHKENCORE

“DOKTOR”

STUDIMI DHE REALIZIMI I NJË SISTEMI PËR MONITORIMIN E ENERGJISË ELEKTRIKE NË KOHË REALE

Përgatitur nga:

Msc. Ing. Ajakida ESKI

Udhëheqës Shkencor:

Prof. Dr. Orion ZAVALANI

Tiranë, 2019



REPUBLIKA E SHQIPËRISË
UNIVERSITETI POLITEKNIK I TIRANËS
FAKULTETI I INXHINIERISË ELEKTRIKE

DISERTACION

i paraqitur nga

Msc. Ing. Ajakida ESKI

për mbrojtjen e gradës shkencore

“DOKTOR”

STUDIMI DHE REALIZIMI I NJË SISTEMI PËR MONITORIMIN E ENERGJISË ELEKTRIKE NË KOHË REALE

Mbrohet më datë 06/12/2019 para Komisionit të përbërë nga:

- | | |
|--------------------------------|--------------------|
| 1. Prof. Dr. Petraq Marango | Kryetar |
| 2. Prof. Dr. Aida SPAHIU | Anëtar |
| 3. Prof. Asoc. Genc SHARKO | Anëtar (Oponent) |
| 4. Prof. Asoc. Qamil Kabashi | Anëtar (Oponent) |
| 5. Prof. Asoc. Eglantina Xhaja | Anëtar |

Deklaratë mbi Origjinalitetin e Punimit

Unë, e nënshkruara Ajakida Eski, deklaroj se jam autore e disertacionit, për mbrojtjen e gradës shkencore ” Doktor”, me temë :

“Studimi dhe realizimi i një sistemi për monitorimin e energjisë elektrike në kohë reale”.

Deklaroj në përgjegjësinë time personale, se disertacioni është një punim origjinal dhe në përputhje me rregullat akademike dhe etikën profesionale. Në punim përfshirja e informacionit të marrë nga literatura është kryer në përputhje të plotë me parimet e antiplagjaturës, duke cituar me përpikmëri çdo referim.

Autorja
Ajakida Eski

*Dedikuar prindërve të mi,
Artemisa dhe Aurel,
të cilët më rritën me një dashuri
të paprekshme, të pavdekshme, të përjetshme.*

Mirënjohje

Dëshiroj të shpreh mirënjohjen time për udhëheqësin tim shkencor, Prof. Dr. Orion Zavalani. Duke më angazhuar në këtë projekt, më krijoi mundësinë e njohjes së fushave të reja të studimit për mua. E falënderoj për përkushtimin, mbikëqyrjen dhe sugjerimet me takt, mbështetjen dhe inkurajimin e vazhdueshëm që më ka dhënë gjatë gjithë punës sime.

Është kënaqësi të shpreh mirënjohjen time për të gjithë profesorët që me këshillat dhe motivimet më të mira ma kanë bërë më të lehtë këtë rrugëtim.

Një falenderim të veçantë dua të shpreh për bashkëpunim e frytshëm me Denald Komici që ka qenë i rëndësishëm në realizimin me sukses të këtij punimi.

Dëshiroj të shpreh një mirënjohje të thellë për familjen time, e cila më ka mbështetur dhe inkurajuar në çdo moment, duke treguar mirëkuptim dhe tolerancë për çdo "mungesë" timen.

PËRMBAJTJA

Mirënjohje.....	ii
Përmbajtja.....	iii
Figurat	viii
Tabelat	xii
Emërtimet e shkurtuara.....	xiii
Përmbledhja	xv
Abstract	xvii

1

HYRJE.....	1
1.1 Vështirim i përgjithshëm	1
1.2 Sistemet Inteligjente të Menaxhimit të Energjisë.....	8
1.3 Motivimi	11
1.4 Objektivi	12
1.5 Qëllimi	13
1.6 Bibliografia.....	13

2

STRUKTURA E PËRGJITHSHME E SISTEMIT TË MONITORIMIT TË ENERGJISË ELEKTRIKE NË KOHË REALE.....	17
2.1 Hyrje	17
2.2 Elementët kryesorë të një sistemi të përpunimit të sinjalit digjital.....	19
2.2.1 Përparësitë dhe kufizimet e përpunimit digjital kundrejt përpunimit analog.....	21
2.3 Proceset e konvertimit Analog-Digjital dhe Digjital-Analog të sinjalit	22
2.3.1 Kampionimi i sinjaleve analoge.....	25

PËRMBAJTJA

2.3.2	Teorema e kampionimit	29
2.3.3	Parametrat e ADC-ve.....	31
2.3.4	Strukturat e hyrjes së ADC-ve.....	34
2.3.4.1	Hyrja <i>single-ended</i>	34
2.3.4.2	Hyrja <i>fully-differential</i>	35
2.3.4.3	Hyrja <i>pseudo-differential</i>	37
2.3.5	Tipet e ADC-ve	38
2.3.5.1	ADC tip SAR.....	39
2.4	Struktura e sistemit të matjes dhe monitorimit të energjise elektrike në kohë reale	40
2.5	Njësia e kushtëzimit të sinjalit.....	41
2.5.1	Qarku për matjen e tensionit.....	44
2.5.1.1	Transformatori i tensionit	44
2.5.1.2	Pjesëtuesi i tensionit	45
2.5.2	Qarku për matjen e rrymës	45
2.5.2.1	Rezistori <i>shunt</i>	46
2.5.2.2	Transformatori i rrymës	46
2.5.2.3	Bobina Rogowski.....	48
2.6	Bibliografia.....	49

3

KONSIDERATA TEORIKE TË PËRPUNIMIT TË SINJALIT DIGJITAL	53
3.1 Sistemet LTI dhe teknikat e analizës së tyre	53
3.2 Sistemet FIR dhe IIR	57
3.2.1 Qëndrueshmëria e sistemeve LTI.....	60
3.3 DFT.....	61
3.3.1 Funksionet bazë të DFT-së	63
3.3.2 Analiza, llogaritja e DFT-së	63
3.4 Analiza spektrale e sinjaleve duke përdorur DFT-në	65
3.5 FFT	70

PËRMBAJTJA

3.6	Vlerësimi i shpejtësisë dhe saktësisë së llogaritjes së DFT-së dhe FFT-së.....	73
3.7	Filtrimi Dixhital.....	74
3.7.1	Filtrat IIR	76
3.7.2	Filtrat FIR	79
3.7.2.1	Karakteristikat e filtrave FIR	81
3.7.2.2	Metodat e projektimit të filtrave FIR	82
3.7.2.3	Filtri <i>windowed-sinc</i>	83
3.7.2.3.1	Projektimi i filtrit <i>windowed-sinc</i>	87
3.7.2.4	Filtri <i>moving average</i>	88
3.7.3	Krahasimi i karakteristikave të frekuencës së filtrave digjitalë.....	91
3.7.4	Klasifikimi i filtrave sipas përdorimit dhe realizimit	92
3.7.5	Efektet e kuantizimit me një gjatësi të caktuar të fjalës	94
3.7.6	Faktorët që duhen marrë parasysh në përzgjedhjen e filtrave digjitalë	95
3.8	Transformatori <i>Hilbert</i>	97
3.8.1	Transformatori <i>Hilbert</i> në kohë diskrete	99
3.9	Algoritmi CORDIC	100
3.10	Bibliografia.....	104

4

PROJEKTIMI I SISTEMIT TË MONITORIMIT TË ENERGJISË ELEKTRIKE NË KOHË REALE 109

4.1	Hyrje	109
4.2	Projektimi i sistemit të monitorimit të energjise elektrike në kohë reale	110
4.3	Hyrjet analoge.....	112
4.3.1	Qarku i kushtëzimit të sinjalit (AFE)	112
4.3.1.1	Qarku për vlerësimin e rrymës.....	112
4.3.1.2	Qarku për vlerësimin e tensionit.....	113
4.4	ADC.....	114
4.5	PGA	117

PËRMBAJTJA

4.6	MCU	118
4.7	Porta seriale	121
4.8	RTC	122
4.9	Blloku ushqimit	122
4.10	LCD	126
4.11	Releja	127
4.12	Vlerësimet e saktësisë.....	128
4.13	Vlerësimi i kostos	131
4.14	Bibliografia.....	132

5

ALGORITMET E PËRPUNIMIT TË SINJALIT135

5.1	Hyrje	135
5.2	Algoritmi për llogaritjen e vlerës efektive të tensionit dhe rrymës	139
5.3	Algoritmi për llogaritjen e fuqisë aktive.....	142
5.4	Algoritmi për llogaritjen e energjisë aktive	145
5.5	Algoritmi për llogaritjen e fuqisë reaktive	146
5.5.1	Rishikimi i literaturës	146
5.5.1.1	Metoda bazuar në transformatorin <i>Hilbert</i>	147
5.5.1.2	Metoda bazuar në FFT.....	147
5.5.1.3	Metoda alternative	148
5.5.2	Metoda e propozuar për matjen e fuqisë reaktive.....	149
5.5.3	Projektimi i transformatorit <i>Hilbert</i>	152
5.6	Algoritmi për llogaritjen e energjisë reaktive.....	153
5.7	Algoritmi për llogaritjen e fuqisë së dukshme.....	155
5.8	Algoritmi për llogaritjen e energjisë së dukshme.....	156
5.9	Algoritmi për llogaritjen e koeficientit të fuqisë	157
5.10	Vlerësimi i harmonikave të sinjalit të rrymës dhe tensionit	157

PËRMBAJTJA

5.10.1	Përzgjedhja e frekuencës së kampionimit	159
5.10.2	Përzgjedhja e dritares së kohës	160
5.10.3	Algoritmi për llogaritjen e vlerës efektive të sinjalit bazuar në FFT	160
5.11	Bibliografia	161

6

TESTIMI I SAKTËSISË DHE I PERFORMANCËS SË SISTEMIT 165

6.1	Eksperimenti për matjen e vlerës efektive të tensionit	165
6.2	Eksperimenti për matjen e fuqisë aktive	168
6.3	Eksperimenti për testimin e performancës së algoritmit CORDIC	169
6.4	Eksperimenti për matjen e harmonikave të rrymës	172
6.5	Eksperimenti për matjen e harmonikave të tensionit	174
6.6	Testimi përfundimtar i sistemit të projektuar	175
6.7	Bibliografia	177

7

PËRFUNDIME DHE OBJEKTIVA PËR TË ARDHMEN 178

7.1	Përfundime	178
7.2	Objektiva për të ardhmen	181

Figurat

Figura 1.1	Parashikimi i konsumit të energjisë në shkallë botërore	1
Figura 1.2	Konsumi total i energjisë në Shqipëri 2003 – 2017	2
Figura 1.3	Energjia e faturuar sipas kategorive të konsumatorëve për vitin 2017	2
Figura 1.4	Klientët familjarë kundrejt konsumit total të vendit në vite	3
Figura 1.5	Konsumi mesatar ditor i energjisë në Shqipëri për çdo muaj të vitit 2017	3
Figura 1.6	Trendi i çmimit të energjisë elektrike në Shqipëri	5
Figura 1.7	Teknikat e zhvendosjes së ngarkesës	7
Figura 1.8	Kanalet e mundshme të komunikimit të përfshira në një IEMS	10
Figura 2.1	Ndërthurja e përpunimit të sinjalit digjital me fushat e tjera të shkencës, inxhinierisë dhe matematikës.	18
Figura 2.2	Struktura e përgjithshme e një sistemi DSP	Error! Bookmark not defined.
Figura 2.3	Struktura e përgjithshme e procesit të konvertimit analog-digjital të sinjalit	23
Figura 2.4	Arkitektura e brendshme ADC-së	25
Figura 2.5	a) Spektri i një sinjali analog dhe b) përsëritja e tij pas kampionimit	28
Figura 2.6	a) Sinjali me gjerësi brezi w dhe b) përsëritja e tij pas kampionimit	28
Figura 2.7	Efekti <i>alias</i> kur frekuenca e kampionimit është shumë e vogël	29
Figura 2.8	Efekti <i>alias</i>	30
Figura 2.9	Parimi i aplikimit të filtrit <i>anti-alias</i>	31
Figura 2.10	Procesi i kuantizimit	32
Figura 2.11	ADC me hyrje <i>single-ended</i>	35
Figura 2.12	ADC me hyrje <i>fully-differential</i>	35
Figura 2.13	ADC me hyrje <i>fully-differential</i> dyfishon diapazonin dinamik	36
Figura 2.14	ADC me hyrje <i>pseudo-differential</i>	37
Figura 2.15	Krahasimi i performancave të ADC-ve me hyrje <i>fully-differential</i>	39

FIGURAT

Figura 2.16	Bllok-diagrama e ADC-së tip SAR.....	40
Figura 2.17	Struktura e një sistemi të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale	41
Figura 2.18	Transformatori ideal.....	44
Figura 2.19	Qarku i pjesëtuesit të tensionit	45
Figura 2.20	Funksionimi i transformatorit të rrymës	47
Figura 2.21	Parimi i funksionimit të bobinës <i>Rogowski</i>	48
Figura 3.1	Format kryesore për një sistem <i>causal</i> të realizueshëm.....	59
Figura 3.2	Korrespondenca ndërmjet pikave të planit s dhe planit z.....	61
Figura 3.3	Terminologjia e DFT-së.....	62
Figura 3.4	Transformimi <i>Fourier</i> i funksionit <i>kosinus</i>	66
Figura 3.5	Dritaret <i>Hamming</i> dhe <i>Hann</i>	68
Figura 3.6	Dritarja <i>Blackman-Harris</i>	68
Figura 3.7	Dritarja <i>flat top</i>	69
Figura 3.8	<i>Butterfly</i> , llogaritja bazë në algoritmin FFT.....	72
Figura 3.9	Diagrama e FFT-së.....	72
Figura 3.10	Kohët e ekzekutimit për llogaritjen e DFT-së.....	73
Figura 3.11	Saktësia e DFT-së	74
Figura 3.12	Struktura e filtrit IIR	78
Figura 3.13	Struktura e përgjithshme e filtrit FIR.....	81
Figura 3.14	Filtri <i>kernel windowed-sinc</i>	85
Figura 3.15	Parametrat e filtrit <i>windowed-sinc</i> me dritare <i>Kaiser</i>	88
Figura 3.16	Struktura e filtrit <i>moving average</i> dhe filtrit FIR.....	89
Figura 3.17	Filtri <i>moving average</i>	90
Figura 3.18	Përgjigja e amplitudës së filtrit <i>moving average</i>	91
Figura 3.19	Përgjigja e fazës së filtrit <i>moving average</i>	91
Figura 3.20	Krahasimi i filtrave FIR dhe IIR të rendit të 5-të.....	92
Figura 3.21	Transformatori <i>Hilbert</i>	98

FIGURAT

Figura 3.22	Përgjigja e frekuencës së transformatorit ideal <i>Hilbert</i>	99
Figura 3.23	Përgjigja impulsive e transformatorit ideal <i>Hilbert</i>	99
Figura 3.24	Ilustrimi konceptual i një hapi të llogaritjes së algoritmit CORDIC	101
Figura 4.1	Struktura e sistemit të monitorimit të energjise elektrike në kohe reale	110
Figura 4.2	Pamje e qarkut të projektuar për matjen e parametrave të energjisë elektrike	111
Figura 4.3	Lidhja e CT-së në kanalin e rrymës	113
Figura 4.4	Qarku në kanalin e tensionit.....	114
Figura 4.5	Blok-diagrama e SAR ADC-së	115
Figura 4.6	Interpolimi i tensionit për një kampion të rrymës.....	117
Figura 4.7	MCU-ja kontrollon koeficientin e amplifikimit të PGA-së	118
Figura 4.8	Blok diagrama e PSoC4	120
Figura 4.9	Skema e përgjithshme e <i>flyback</i> SMPS	124
Figura 4.10	Dy konfigurimet e konvertuesit <i>flyback</i>	125
Figura 4.11	LCD 16 x 2.....	127
Figura 4.12	Releja	128
Figura 5.1	Diagrama e përgjithshme e përpunimit të të dhënave	137
Figura 5.2	Konverteri i vlerës efektive të sinjalit	141
Figura 5.3	Llogaritja e fuqisë aktive P	144
Figura 5.4	Llogaritja e energjisë aktive	145
Figura 5.5	Llogaritja e fuqisë reaktive mesatare Q	151
Figura 5.6	Llogaritja e energjisë reaktive	154
Figura 5.7	Diagrama e shpërndarjes së energjisë	154
Figura 5.8	Trekëndëshi i fuqisë	155
Figura 5.9	Llogaritja e fuqisë së dukshme – metoda e trekëndëshit	156
Figura 5.10	Një valë e deformuar	157
Figura 5.11	FFT-ja e përdorur në analizën spektrale	159

FIGURAT

Figura 5.12	Llogritja e vlerës efektive të sinjalit bazuar në FFT	161
Figura 6.1	Bllok-diagrama e eksperimentit për matjen e vlerës efektive të tensionit	166
Figura 6.2	Pamje nga zhvillimi i eksperimentit për matjen e vlerës efektive të tensionit.....	166
Figura 6.3	Bllok-diagrama e përgjithshme e eksperimentit për matjen e fuqisë aktive.	168
Figura 6.4	Pamje nga zhvillimi i eksperimentit për matjen e fuqisë aktive	168
Figura 6.5	Pamje të procesorit ARM Cortex-M0 në PSoC4, CY8C4245AXI-483	170
Figura 6.6	Analiza e kapaciteteve të përdorura të memories	171
Figura 6.7	Analiza e kohës së ekzekutimit të algoritmit CORDIC dhe <i>Taylor</i>	171
Figura 6.8	Bllok-diagrama e eksperimentit për matjen e harmonikave të rrymës	173
Figura 6.9	Pamje nga testimi i sistemit për vlerësimin e harmonikave të rrymës.....	173
Figura 6.10	Bllok-diagrama e testimit të përgjithshëm të sistemit.....	176
Figura 6.11	Pamje nga monitorimi i rezultateve të matjeve në <i>Excel</i> dhe në LCD	176

Tabelat

Tabela 2.1	Marrëdhënia ndërmjet sinjaleve të vazhdueshme dhe diskrete në kohë	27
Tabela 3. 1	Performancat më të mira të filtrave digjitalë	93
Tabela 3. 2	Klasifikimi i filtrave sipas përdorimit dhe realizimit të tyre	94
Tabela 4. 1	Vlerësimi i kostos	131
Tabela 5. 1	Karakteristikat e punimeve të relatuar	149
Tabela 5. 2	Shenja e llogaritjes së fuqise reaktive	152
Tabela 6. 1	Rezultatet e matjeve të vlerës efektive të tensionit.....	167
Tabela 6. 2	Rezultatet e matjeve të fuqisë aktive	169
Tabela 6. 3	Ekzekutimi i algoritmeve në ARM Cortex-M0	170
Tabela 6. 4	Të dhënat e përdorimit të memories dhe kohës së ekzekutimit	172
Tabela 6. 5	Rezultatet e matjeve për harmonikat e rrymës.....	174
Tabela 6. 6	Rezultatet e matjes për harmonikat e tensionit	175
Tabela 7. 1	Specifikimet e sistemit të projektuar	180

Emërtimet e shkurtuara

IEMS	Intelligent Energy Management System
EN	European Norms
IEC	International Electrotechnical Commission
LCD	Liquid Crystal Display
PC	Personal Computer
IEA	International Energy Agency
ERE	Enti Regullator i Shqipërisë
EMS	Energy Management System
MCU	Microcontroller
DSP	Digital Signal Processing
FFT	Fast Fourier Transform
SOC	System-On-a-Chip
S/H	Sample-and-Hold
ADC	Digital - Analogue Converter
DAC	Digital - Analogue Converter
FPGA	Field Programmable Gate Arrays
ASIC	Application-Specific Integrated Circuits
LSB	Least Significant Bit
SQNR	Signal- to-Quantization Noise Ratio
ENOB	Effective number of bits
SAR	Successive – Approximation
AFE	Analog Front End
CT	Current Transformer
DFT	Discrete Fourier Transform
LTI	Linear Time Invariant

Emërtimet e shkurtuara

FIR	Finite Impulse Response
IIR	Infinite Impulse Response
BIBO	Bounded-Input, Bounded-Output
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
FPU	Floating-Point Unit
RTC	Real-Time Clock
PGA	Programmable-Gain Amplifier
SEQ	Sequencer
MUX	Multiplexer
CPU	Central Processing Unit
VGA	Variable gain amplifiers
SCB	Serial Communications Block
UART	Universal Asynchronous Receiver-Transmitter
SPI	Serial Peripheral Interface
I ² C	Inter-Integrated Circuit
USB	Universal Serial Bus
EIA RS-232	Electronic Industries Alliance Recommended Standard 232
SMPS	Switching-Mode Power Supply
ASCII	American Standard Code for Information Interchange
DR	Dynamic Range
RMS	Root Mean Square
ANF	Adaptive Notch Filter

Përmbledhja

Energjia elektrike është një faktor strategjik dhe një nga kërkesat gjithnjë e në rritje për zhvillimin e shoqërisë. Zhvillimi i metodave dhe modeleve të kursimit të energjisë elektrike po bëhet gjithnjë e më i nevojshëm për një të ardhme të qëndrueshme. Në dritën e zhvillimeve teknologjike, sektori i ndërtesave ka një potencial të madh për të zbutur kërkesën për energji. Nëse Shqipëria do të adresojë objektivat e saj drejt reduktimit të konsumit të energjisë elektrike, aplikimi i teknologjive që mundësojnë përmirësimin e efikasitetit të përdorimit të energjisë elektrike është thelbësor.

Puna e paraqitur në këtë disertacion vë theksin në potencialin që krijohet për kursimin e energjisë elektrike nga përdorimi i Sistemeve Inteligjente të Menaxhimit të Energjisë (IEMS) në godina, duke cilësuar ndryshimet në konsumin aktual të energjisë. Qëllimi i IEMS-ve në ndërtesa është monitorimi, kontrolli dhe përmirësimi i efikasitetit të përdorimit të energjisë elektrike, duke modifikuar sjelljen e ngarkesave elektrike, në mënyrë që të përmbushen objektivat e përcaktuara në lidhje me menaxhimin e tyre. Sigurisht, përdorimi i një sistemi për matjen dhe monitorimin e energjisë elektrike në kohë reale është thelbësor në menaxhimin dhe përcaktimin e energjisë elektrike të konsumuar në një periudhë kohe të caktuar.

Sistemi aktual i matjes dhe monitorimit të energjisë elektrike në Shqipëri përdor matësat e thjeshtë elektromekanikë. Funksionaliteti i këtyre matësve kufizon fushën e përdorimit të tyre dhe nuk mundëson realizimin e kërkesave të reja të menaxhimit, të tilla si kontrolli dhe përmirësimi i efikasitetit të përdorimit të energjisë elektrike. Përmbushja e kërkesave të avancuara kërkon ofrimin e zgjidhjeve elektronike, përdorimin e teknikave matëse më moderne dhe realizimin e matësve të energjisë elektrike me më shumë efikasitet dhe saktësi.

Në këtë tezë përshkruhet “*Studimi dhe realizimi i një sistemi për monitorimin e energjisë elektrike në kohë reale*” në nivelin e një konsumatori njëfazor bazuar në teknikat e përpunimit të sinjalit digjital, si një zgjidhje me kosto të ulët dhe teknologji të lartë që mundëson zbatimin e politikave të menaxhimit të energjisë elektrike.

Pas një analize të plotë teorike të të gjithë komponentëve përbërës të një sistemi monitorimi të energjisë elektrike në kohë reale, është realizuar projektimi i *hardware*-it dhe *software*-it të sistemit, në mënyrë që të përmbushen sa më mirë kërkesat për performancën dhe koston e sistemit. Platforma *software* e propozuar për llogaritjen e parametrave të energjisë elektrike ekzekutohet në një mikrokontroller ARM Cortex-M0, që përbën një risi që shfaqet në këtë punim. Sistemi i projektuar përpunon sinjalet në kohë reale në përputhje me standardet EN

PËRMBLEDHJA

50470-1, EN50470-3 dhe IEC 62052/11, IEC 62053-21-22-23 për matësit elektronikë dhe i dërgon të dhënat në PC dhe LCD.

Në fund të këtij punimi paraqitet testimi i performancës së sistemit të projektuar për monitorimin e energjisë elektrike në kohë reale, shoqëruar me rezultatet. Në përfundim të testimit është bërë vlerësimi i performancës së sistemit dhe është arritur në përfundimin se sistemi i projektuar monitoron parametrat e energjisë elektrike në kohë reale brenda objektivit të përcaktuar të saktësisë së matjes 1%, duke përmbushur kërkesat për një matje të klasës B, të përcaktuar në standardet EN 50470-1 & EN50470-3 për matësit elektronikë.

Abstract

Electricity is a strategic factor and one of the ever-increasing demands for the development of society. The development of energy saving methods and models is becoming increasingly necessary for a sustainable future. In the light of technological developments, the buildings sector has a great potential to mitigate energy demand. If Albania would address its goals toward reduction of energy consumption, the application of the technologies that enable the improvement of the efficiency of the usage of the electricity is essential.

The work presented in this dissertation highlights the potential created for electrical energy savings due to usage of Intelligent Energy Management Systems (IEMS) in buildings, ensuring a detailed estimation of the changes in the current energy consumption. The purpose of IEMS in buildings is monitoring, control and improvement of the efficiency of electricity usage, by modifying the behavior of electrical loads in order to meet the objectives set in relation to the load management. Of course, the use of a system for measuring and monitoring electricity in real time is essential in the management and determination of the electricity consumed over a given period of time.

The current electricity metering and monitoring system in Albania uses simple electromechanical meters. The functionality of these meters limits their scope of use and leaves no room for the realization of new management requirements, such as control and efficiency improvements in electricity usage. The fulfillment of the advanced requirements requires the provision of electronic solutions, the use of more modern measuring techniques and the realization of more efficient and accurate energy meters.

In this thesis the "Study and implementation of a real-time electricity monitoring system" is described at the level of a single-phase customer, based on digital signal processing techniques, as a low-cost and high-tech solution, that enables the implementation of electricity management policies.

After a thorough theoretical analysis of all the constituent components of a real-time electricity monitoring system, the design of the system's hardware and software was carried out in order to better meet the system's performance and cost requirements. The proposed software platform for the calculation of electricity parameters is executed on an ARM Cortex-M0 microcontroller, which constitutes an innovation that emerges in this paper. The designed system processes the signals in real time in accordance with EN50470-1, EN50470-3 and IEC 62052/11, IEC 62053-21-22-23 standards for electronic meters and sends all the data to PC and LCD.

ABSTRACT

At the end of this paper a performance test of the real-time electricity monitoring designed system is presented, associated with the corresponding results. At the end of the test, the performance of the system was evaluated and it was concluded that the designed system monitors in real-time electricity parameters within the specified objective of 1% metering accuracy, meeting the requirements for a Class B metering defined in standards EN 50470-1 & EN50470-3 for electronic meters.

Kapitulli 1

HYRJE

1.1 Vështrim i përgjithshëm

Energjia është një faktor shumë i rëndësishëm strategjik [1] për zhvillimin e shoqërisë pasi ajo përdoret gjerësisht për nevoja industriale, bujqësore, të ndërtesave, si dhe për sigurimin e komoditetit të jetës. Zhvillimi i ekonomisë dhe teknologjisë, rritja e vazhdueshme e standardit të jetesës, rritja e popullsisë dhe numrit të ndërtesave, urbanizimi i vazhdueshëm, etj do të vazhdojnë të ushtrojnë një presion në rritje [2] ndaj kërkesës për energji. Parashikimi i konsumit të energjisë në shkallë botërore për 20 vitet e ardhshme është në rendin 600+ kuadrilion BTU (figura 1.1) [3]. Sipas IEA-së, kërkesa globale për energji elektrike në vitin 2018 është rritur me 4% ndërsa deri në vitin 2050 do të rritet 57% [4].

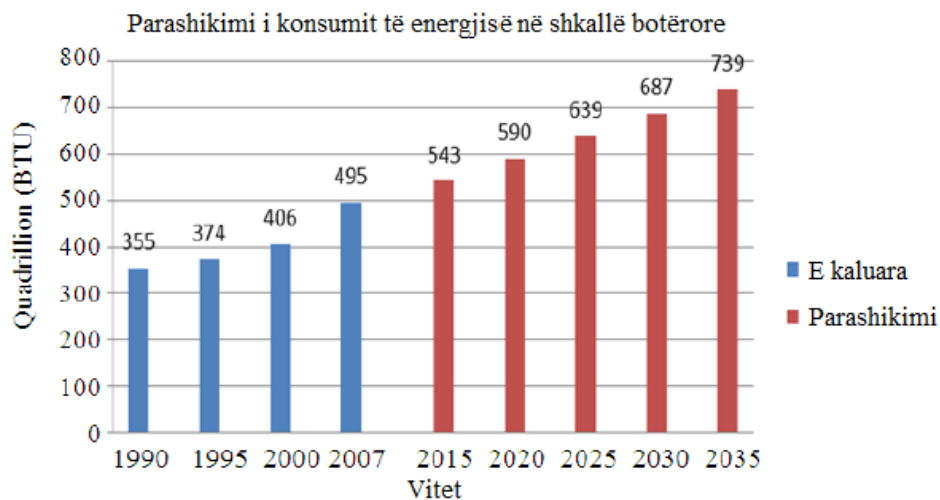


Figura 1.1 Parashikimi i konsumit të energjisë në shkallë botërore [3]

Sipas të dhënave të ERE [5], konsumi i energjisë elektrike në Shqipëri për vitin 2017 ka një rritje mesatare prej 4.9% krahasuar me vitin 2016. Në figurën 1.2 paraqiten në mënyrë grafike të dhënat e konsumit të energjisë elektrike për periudhën 2003–2017 [5].

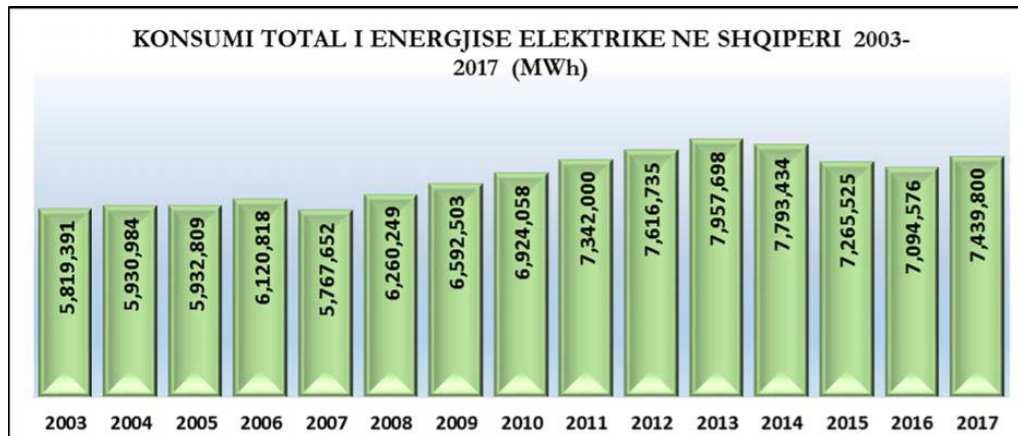


Figura 1.2 Konsumi total i energjisë në Shqipëri 2003 – 2017 [5]

Për vitin 2017 konsumi familjar [5] i energjisë elektrike në raport me konsumin e përgjithshëm të faturuar për klientët tariforë përbën rreth 55.57 %, siç paraqitet në figurën 1.3. Gjithashtu një peshë të rëndësishme në konsumin e energjisë elektrike kanë edhe konsumatorët buxhetorë dhe jobuxhetorë, të cilët zënë rreth 11.46 % të faturimit total të OSHEE-së.

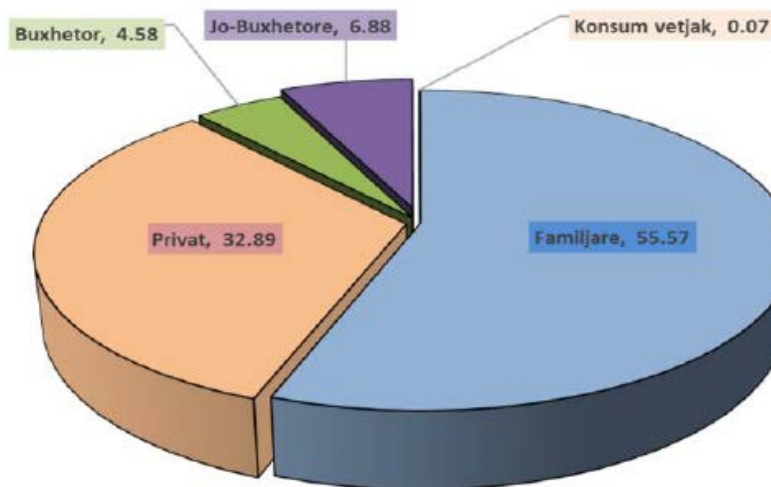


Figura 1.3 Energjia e faturuar sipas kategorive të konsumatorëve për vitin 2017 [5]

Konstatohet që konsumi i energjisë elektrike në godina, veçanërisht në sektorin e banimit, zë peshën kryesore të bilancit energjitik në Shqipëri. Tabloja e konsumit të energjisë në sektorin e banesave [5] ka pësuar ndryshime, duke përbërë nga 14.6% të konsumit të përgjithshëm të energjisë në vitin 1990, në 21% në vitin 2005. Përdoruesit e ndërtesave tregtare, publike dhe rezidenciale janë konsumatorët me rritjen më të shpejtë të përdorimit të energjisë. Në Shqipëri për vitin 2017 konsumi i energjisë elektrike nga klientët familjarë është rritur me rreth 2.6 % (figura 1.4).

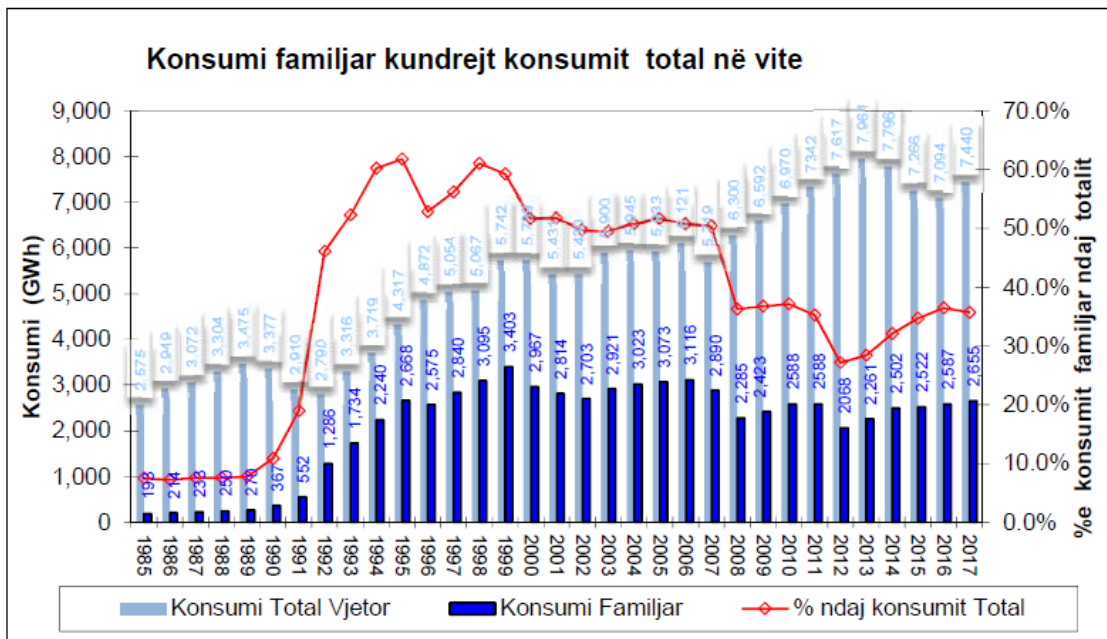


Figura 1.4 Klientët familjarë kundrejt konsumit total të vendit në vite [5]

Në figurën 1.5 paraqiten të dhënat e konsumit mesatar ditor për çdo muaj të vitit 2017 krahasuar me të dhënat mesatare të periudhës 2007-2016. Vërehet që konsumi ka vlera maksimale në sezonin e dimrit, vlera këto që mund të shpjegohen me kërkesën për energji nga sistemet e ngrohjes dhe ftohjes në godina.



Figura 1.5 Konsumi mesatar ditor i energjisë në Shqipëri për çdo muaj të vitit 2017 [5]

Ndërtesat janë një platformë në të cilën njerëzit, energjia dhe ekonomia ndërveprojnë gjerësisht dhe si të tilla, ato përfaqësojnë në mënyrë të përsosur marrëdhëniet komplekse dhe konfliktuale që dalin nga këto ndërveprime. Qëllimi ideal që do të dëshironin të arrinin qytetarët,

HYRJE

është optimizimi i objektivave të secilit aspekt të këtij sistemi të ndërlikuar, duke përmbushur pritshmërinë, duke minimizuar ndikimin në mjedis dhe duke arritur shfrytëzimin efikas të energjisë me një kosto të përballueshme.

Standardet aktuale të jetesës rezultojnë në shtëpi që përmbajnë më shumë pajisje elektrike sesa kanë ëndërruar ndonjëherë të kenë gjyshërit tanë. Pajisjet elektroshtëpiake si sobat, makinat e larjes, mikrovalët, pjatatarëset, frigoriferët, televizorët, kompjuterat, etj, konsiderohen si të mirëfillta dhe në shumë raste mund të gjenden në njësi të shumëfishta në një familje të vetme. Shpesh, përdorimi i energjisë në ndërtesa është joefektiv [6] si rezultat i niveleve të dobëta të izolimit, kontrollit jo të mirë të ngrohjes, ventilimit, ajrit të kondicionuar dhe ndriçimit, si dhe funksionimit joefektiv të pajisjeve. Shqëria, për shkak të kontrollit joefektiv të sistemit dhe sjelljes “dembele” të njeriut, përdor shumë më tepër energji sesa realisht nevojitet, që ndryshe do të ishte kursyer.

Struktura e furnizimit me energji ka qenë e përgjegjshme ndaj nevojave gjithnjë e në rritje të konsumit të energjisë. Mirëpo, profilet e kërkesës [7] për energji elektrike janë bërë gjithnjë e më të pafavorshme nga pikëpamja e nivelit të kërkesës dhe të kohës së pikut, të cilat janë rritur shumë. Energjia e pikut është një nga problemet më të zakonshme që i shtohet problemeve ekzistuese.

Për të përmbushur kërkesën në rritje sipas mënyrës së vjetër, infrastruktura e furnizimit me energji do të duhej të zhvillohej në mënyrë të vazhdueshme [8] dhe në të njëjtën kohë, të ishte shumë intensive. Do të krijohet nevoja për impiante të prodhimit të energjisë me kapacitete shumë të larta ose njësi emergjente të energjisë, të angazhuara vetëm për të përmbushur kërkesën e pikut gjatë një periudhe shumë të shkurtër kohore, të cilat duke mos qenë me kosto efektive, do të çonin në rritjen e çmimit [9] të energjisë elektrike (figura 1.6). Si pasojë, kjo do të impononte një presion të jashtëzakonshëm mbi burimet natyrore, veçanërisht për vendet në zhvillim si Shqipëria. Në të njëjtën kohë, është e qartë se me tendencat e tanishme të rritjes, kërkesa nuk mund të përmbushet verbërisht, pasi burimet primare të energjisë janë të kufizuara dhe përdorimi i tyre nuk mund të shtrihet pafundësisht në të ardhmen. Shihet qartë se kjo qasje nuk është e përshtatshme për një zhvillim të qëndrueshëm, qoftë edhe nga pikëpamja mjedisore apo ekonomike.

Zhvillimi i metodave dhe modeleve të kursimit të energjisë elektrike po bëhet gjithnjë e më i nevojshëm për një të ardhme të qëndrueshme. Modifikimi i mënyrës [10] se si ne përdorim energjinë (duke përfshirë kohën dhe sasinë e përdorimit të energjisë) në anën e kërkesës nuk do të mund të kursente vetëm para, por edhe do të kënaqte nivelin e cilësisë së kërkuar nga shfrytëzuesit e shërbimeve energjitike. Si rezultat, burimet energjitike dhe menaxhimi i tyre përbëjnë një nga sfidat kryesore, veçanërisht për një vend në zhvillim si Shqipëria [10], ku një pjesë e energjisë së konsumuar bazohet në importet, të cilat zënë një peshë të konsiderueshme

në ekonominë e vendit. Është rritur vëmendja në drejtim të kursimit të energjisë dhe nevojës për më shumë kapacitete, me qëllim që të sigurohet një zhvillim i qëndrueshëm.

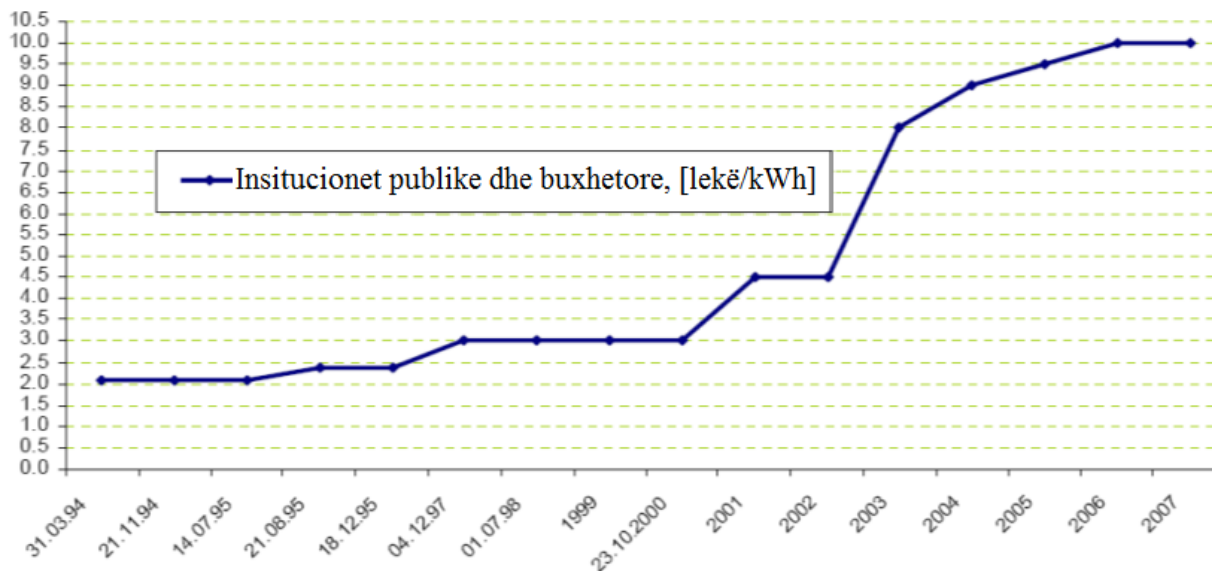


Figura 1.6 Trendi i çmimit të energjisë elektrike në Shqipëri [9]

Meqenëse konsumi i energjisë në ndërtesat rezidenciale, publike dhe tregtare zë një pjesë të konsiderueshme të konsumit kombëtar të energjisë dhe po rritet gradualisht [5], menaxhimi i energjisë në ndërtesa është një çështje e rëndësishme që duhet të trajtohet për të mbështetur ekonominë drejt rritjes dhe që lidhet me koston e energjisë gjatë shfrytëzimit, menaxhinin e situatave të avarisë në furnizim, përdorimin efektiv të paisjeve dhe rrjetit, respektimin e ambientit. Sigurisht, rrjeti “inteligjent” është një nga teknologjitë kryesore [11] për kursimin e energjisë dhe pa dyshim një zgjidhje e plotë e problemit, por jo e mundshme për një ekonomi me buxhet të ulët.

Reduktimi i konsumit të energjisë elektrike [12] dhe përdorimi i qëndrueshëm i energjisë elektrike përmes përmirësimeve në infrastrukturë dhe funksionimit të optimizuar është një nga prioritetet e Shqipërisë të përfshira në Strategjinë Kombëtare të Energjisë. Efektiviteti i përdorimit të energjisë në ndërtesa identifikohet si një faktor i rëndësishëm për reduktimin e konsumit të energjisë nga qytetarët dhe është pjesë e inteligjencës energjetike. Përmirësimi i efektivitetit [13] të energjisë është një nga mënyrat më të lira, më të pastra dhe më të sigurta për të zvogëluar përdorimin e energjisë. Politikat energjitike dhe masat për përmirësimin e efektivitetit të përdorimit të saj (siç janë rritja e performancës energjitike të ndërtesave, rritja e ndërgjegjësimit publik për përdorimin efektiv të energjisë, menaxhimi i ngarkesës së pikut, përdorimi i sistemeve inteligjente të menaxhimit të energjisë) kanë potencial të madh për të reduktuar [14] përdorimin e energjisë. Këto politika lidhen me përcaktimin e kërkesave

HYRJE

minimale për certifikimin e performancës energjitike të ndërtesave. Një certifikim i tillë duhet të zbatohet për të gjitha ndërtesat e reja dhe ato ekzistuese, që janë objekt i një rinovimi të madh.

Gjithashtu duhet të ndërmerret një qasje që trajton çështjet e furnizimit me energji, kërkesës dhe çmimeve. Kërkesa e energjisë maksimale (energji e pikut) është një nga problemet që lidhet drejtpërdrejt me rritjen e kërkesës së furnizimit. Një ndryshim i ngarkesës që krijon probleme të konsiderueshme e në kohën e pikut, rrit koston e energjisë elektrike dhe çon në prishjen e balancës energjetike midis kërkesës dhe ofertës.

Menaxhimi i ngarkesës [15] është procesi i planifikimit të ngarkesës me qëllim që të reduktohet konsumi i energjisë elektrike dhe/ose kërkesa e pikut në një kohë të caktuar, duke sinkronizuar kërkesën me furnizimin. Në thelb, optimizohet [16] ngarkesa në mënyrë që të përmirësohet koeficienti i ngarkesës së sistemit, që është raporti i ngarkesës mesatare me ngarkesën maksimale për një periudhë të caktuar kohe. Vlera ideale 1 e koeficientit të ngarkesës tregon se ngarkesa mesatare është e barabartë me ngarkesën maksimale. Megjithatë, në praktikë kjo është e pamundur që të arrihet, prandaj koeficienti i ngarkesës së sistemit është gjithmonë më i vogël se 1. Sa më i ulët të jetë koeficienti i ngarkesës aq më e madhe është luhatja në profilin e kërkesës. Kjo rezulton në rritjen e kapacitetit dhe koston për funksionimin e anës së ofertës. Prandaj, nevojitet zbatimi i masave që përmirësojnë koeficientin e ngarkesës. Programet e menaxhimit të ngarkesës synojnë të menaxhojnë kërkesën [17], duke përdorur masa të ndryshme ekonomike dhe teknike për të riformuar kurbën e ngarkesës në kurbën e synuar.

Programet e menaxhimit të ngarkesës përfshijnë kontrollin e drejtpërdrejtë të ngarkesës, tarifat/ndërprerjen e ngarkesës, etj. Përmes pagesave ose stimuljeve për uljen e kërkesës gjatë periudhave të caktuara [18], konsumatorët shpërblehen në vlera monetare për performancën e tyre, varësisht nga sasia e reduktimit të ngarkesës që arrihet gjatë kushteve kritike të menaxhimit të sistemit energjetik. Në këtë mënyrë mundësohet zhvendosja e ngarkesave nga periudha e pikut në periudhat jashtë pikut, përmes së cilës mund të arrihet në të njëjtën kohë ulja e ngarkesës së pikut dhe shpërndarja e ngarkesës, pa ndryshuar domosdoshmërisht konsumin e përgjithshëm të energjisë. Forma e ristrukturuar e profilin të ngarkesës duke përdorur teknikat e zhvendosjes së ngarkesës ilustron në figurën 1.7.

Gjithashtu, aftësia për të menaxhuar pajisjet në përdorim [19], vazhdimisht në rritje, me qëllim që ato të funksionojnë në mënyrë efikase, bëhet një çështje me të vërtetë sfiduese. Nëse mund të arrihet kjo, krijohet një potencial i madh për zvogëlimin e konsumit, duke kursyer kështu energjinë. Zvogëlimi i konsumit përmes menaxhimit të pajisjeve në përdorim është një sfidë që mund të trajtohet ose duke rritur ndërgjegjësimin publik [20] për përdorimin efektiv të energjisë ose me futjen e sistemeve inteligjente dhe teknologjive të avancuara që ndihmojnë njerëzit të menaxhojnë me efikasitet përdorimin e energjisë pa kompromentuar nivelin e tyre të komoditetit.

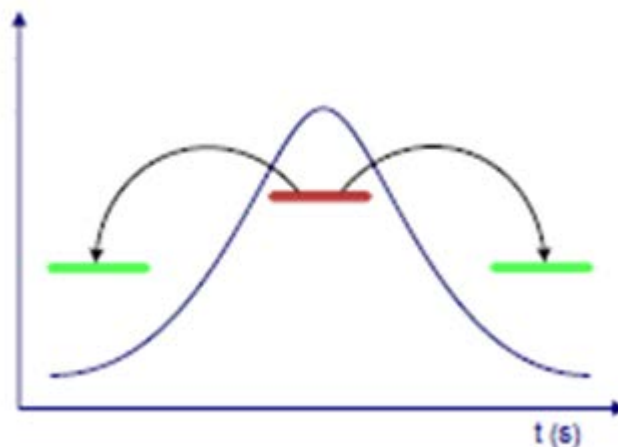


Figura 1.7 Teknikat e zhvendosjes së ngarkesës [18]

Krijuesit e politikave duhet të zhvillojnë strategji që synojnë rritjen e ndërgjegjësimit publik për përdorimin e energjisë me efikasitet dhe inkurajimin e konsumatorëve [21] që të përfshihen më shumë në përdorimin e teknologjive të avancuara që përmirësojnë efikasitetin e energjisë, duke zvogëluar kështu konsumin e tyre të energjisë. Në Shqipëri zvogëlimi me 30% i konsumit të energjisë në ndërtesat e banimit, çon në një reduktim prej 16% të konsumit të energjisë në vend [22].

Rritja e vazhdueshme e kërkesës dhe çmimit të energjisë elektrike është forca kryesore lëvizëse që ka nxitur interesin për **sistemet e menaxhimit të energjisë** (EMS) në ndërtesat rezidenciale, publike dhe tregtare. Studime të ndryshme të raportuara në literaturën referuese [23], [24], [25] kanë theksuar përvoja të suksesshme në kursimin e energjisë elektrike, duke përdorur matjet në distancë dhe sistemet inteligjente të monitorimit, analizën e shpejtë të të dhënave për të identifikuar ndryshimet në modelet e konsumit të energjisë elektrike, etj. Shumica e këtyre sistemeve janë pjesë e atyre që quhen sisteme të menaxhimit të ndërtesave dhe nuk përfshijnë banorët në konturin e sistemit të menaxhimit të energjisë.

Qëllimi [26] i sistemeve të menaxhimit të energjisë në ndërtesa është monitorimi, kontrolli dhe përmirësimi i efikasitetit të përdorimit të energjisë elektrike, duke modifikuar sjelljen e ngarkesave elektrike (pajisjeve), në mënyrë që të përmbushen objektivat e përcaktuara. Në dritën e zhvillimeve teknologjike, sektori i ndërtesave ka një potencial të madh për të zbutur kërkesën për energji. Aktualisht, ekzistojnë sisteme të ndryshme EMS të cilat mund të ndahen në tre kategori [27] si më poshtë.

- Kategoria e parë përbëhet nga sisteme që monitorojnë konsumin e energjisë dhe shfaqin të dhëna statistikore në kohë reale. Këto sisteme janë më të përshtatshme për mjediset familjare, pasi ato nuk e rregullojnë automatikisht përdorimin e energjisë dhe i lënë banorët të reagojnë në mënyrë të përshtatshme për të reduktuar konsumin e tyre të energjisë.

- Kategoria e dytë përbëhet nga sistemet e kategorise së parë që kanë zgjeruar aftësitë, duke lejuar gjenerimin e alarmit në përdorimin e tepruar të energjisë ose në permbushjen e disa kushteve të përcaktuara nga përdoruesi.
- Kategoria e tretë e EMS-ve përdor teknologji të avancuara të monitorimit të energjisë, të cilat kanë çuar në një potencial më të madh për shfrytëzimin më efikas të energjisë dhe menaxhimin optimal të energjisë / ngarkesës. IEMS-të janë teknologjia më premtuese për menaxhimin efektiv të energjisë.

Meqenëse në nivelin e sistemit mundësitë e kursimeve janë, përgjithësisht, shumë herë më të mëdha se ç'mund të arrihet në nivelin e pajisjes, përdorimi efektiv i energjisë varet në një masë të konsiderueshme nga mënyra [28] se si pajisjet e ndryshme të përdorimit të energjisë (pompas, motorët, ngrohësit, ftohësit, ndriçuesit etj.) bashkohen në sisteme, në vend që të varet nga efikasiteti i pajisjeve të veçanta. Nuk ka dyshim se e ardhmja është drejt IEMS-ve, ku të dhënat e matësit lexohen dhe përpunohen automatikisht, si dhe të gjitha problemet e matjes, monitorimit dhe kontrollit zgjidhen në kohë reale.

1.2 Sistemet Inteligjente të Menaxhimit të Energjisë

IEMS-të janë sisteme kompjuterike të krijuar për të monitoruar, kontrolluar dhe optimizuar performancën energjitike të sistemeve inxhinierike të një ndërtese të vetme ose të një grupi ndërtesash. Qëllimi kryesor i IEMS-ve është optimizimi i konsumit të energjisë [29] në ndërtesa, duke rezultuar në një mjet mjaft efikas për reduktimin e saj. IEMS-të bashkojnë të gjitha pajisjet e konsumit të energjisë në një sistem të vetëm duke përdorur një arkitekturë të orientuar drejt shërbimit. Ky sistem siguron një pasqyrë gjithëpërfshirëse të konsumit të energjisë dhe mundëson përdorimin e strategjive efektive të konsumit të energjisë në mënyrë të njëtrajtshme dhe të qëndrueshme.

Strategjitë inteligjente të menaxhimit të energjisë rregullojnë automatikisht [28] përdorimin në mënyrë të përshtatshme të energjisë nga sistemet elektrike të ndryshme, për të reduktuar konsumin e tyre. IEMS-të, përmes skenarëve të paracaktuar, mundësojnë ndërveprimin optimal dhe energjik të të gjitha sistemeve inxhinierike të ndërtesës, gjë që është pothuajse e pamundur me teknologjinë e zakonshme. Sistemi i rregullon këto strategji duke mësuar nga ngjarjet e kaluara dhe veprimet e lidhura me to.

Nëse kompanitë e shërbimeve ofrojnë tarifa alternative (tarifa të kohës së përdorimit), ato mund të shërbejnë për të trajtuar në mënyrë specifike çështjen e zvogëlimit të ngarkesës në kohën kritike të funksionimit të rrjetit. Në këtë rast, strategji të ndryshme të kontrollit mund të zbatohen për të lejuar që planifikimi [30] i përdorimit të pajisjeve të ndryshme të përkohë me kohët e diktuar nga kapaciteti i rrjetit në dispozicion (kur është më e dëshirueshme për sistemet

e gjenerimit). Kjo do të përfshinte komunikimet midis pajisjeve, informacionin e çmimit nga rrjeti i shërbimeve dhe algoritmet e kontrollit për të bashkërenduar përdorimin lokal të energjisë. IEMS-të tentojnë të ndikojnë në sjelljen e banorëve apo menaxherit të ndërtesës në drejtim të kursimit të energjisë dhe kryejnë veprime automatike për të optimizuar konsumin e energjisë duke ruajtur cilësinë e punës dhe nivelin e komoditetit të banorëve. IEMS-të njihen me këtë emër pasi, në **kohë reale**, kryejnë:

- Matjen e konsumit të energjise nga të gjithë sistemet inxhinierike në ndërtesë, përpunimin dhe analizën e të dhënave.
- Monitorimin dhe menaxhimin e sistemeve inxhinierike nëpërmjet skenarëve dhe algoritmeve bazuar në strategji të kursimit të energjisë, të cilat çojnë në një reduktim të konsumit total të energjisë.
- Analizën e furnizimit nga rrjeti, parashikimin e ngarkesës, gjendjen energjitike të ndërtesës.

Për të realizuar strategjitë e kursimit të energjisë nëpërmjet **EMS**-ve, monitorimi dhe analiza e konsumit të energjisë janë teknologjia bazë. Prandaj, një element thelbësor në sistemin inteligjent të menaxhimit të energjisë është sistemi i monitorimit [31] të energjisë elektrike që përfshin matjen, monitorimin, komunikimin dhe që luan një rol kryesor në rrjedhjen e fluksit të energjisë / informacionit / kontrollit. Ai mundëson matjen dhe monitorimin e cilësisë së energjisë elektrike të konsumuar në kohë reale dhe nëpërmjet një komunikimi dy drejtimësh lejon transferimin e informacionit për në matës dhe nga matësi.

Një nga karakteristikat kryesore të sistemit të monitorimit është koncepti i **komunikimit** ndërmjet matësit [32], ekranit të monitorimit të energjisë në ndërtesë, pajisjeve dhe kompanisë ofruese të energjisë, duke mundësuar përdorimin efikas të energjisë nëpërmjet **kontrollit të pajisjeve**. Çështje të rëndësishme, që duhet të merren parasysh gjatë projektimit të sistemit të monitorimit, lidhen me teknologjinë e komunikimit të përdorur, privatësinë e të dhënave, nivelin e sigurisë si dhe standardet që rregullojnë komunikimin ndërmjet matësve *smart*.

IEMS-të mund të përfshijnë përdorimin e një PC-je (qoftë në ndërtesë ose jashtë saj nëpërmjet internetit) për të parë të dhënat e matësit *smart*, për të konfiguruar [33] matësin *smart* në lidhje me kontrollin në distancë të pajisjeve ose komunikimin e drejtpërdrejtë me pajisjet e lidhura nëpërmjet internetit, pa përfshirjen e infrastrukturës *smart* të matjes. Figura 1.8 më poshtë ilustron tipet e ndryshme të kanaleve të komunikimit [34], duke i grupuar ato në katër kategori, bazuar në teknologjinë e mundshme që do të përdoret për të realizuar çdo kanal.

- 1) Komunikimi ndërmjet matësit *smart*, ekranit në ndërtesë dhe pajisjeve;
- 2) Lidhja e PC-së me matësin *smart* dhe pajisjet;
- 3) Lidhja e matësit *smart* me ofruesin e shërbimit;
- 4) Lidhja e përdoruesit me ofruesin e shërbimit për kontrollin dhe monitorimin e llogarisë.

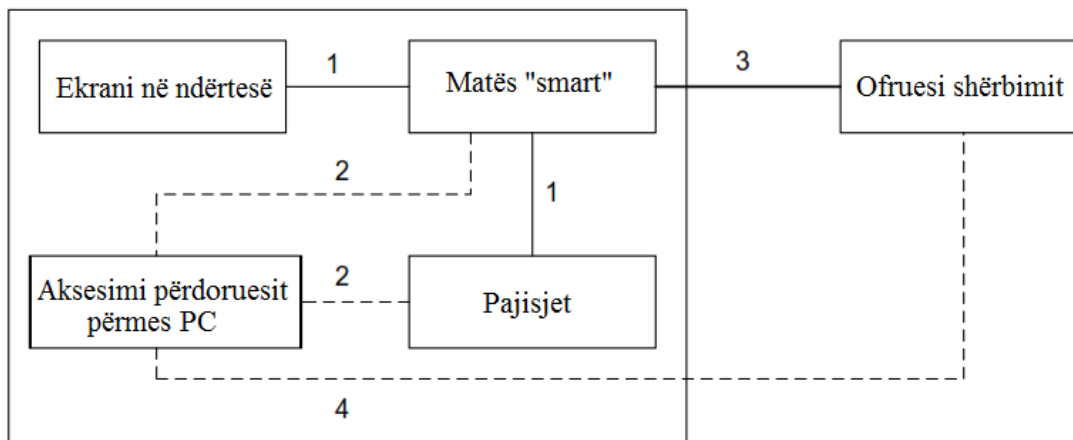


Figura 1.8 Kanalet e mundshme të komunikimit të përfshira në një IEMS [34]

Matësit *smart* mund të kenë ndërfaqe të veçanta për komunikimin brenda ndërtesës (matësi *smart* me ekranin në ndërtesë dhe matësi *smart* me pajisjet) dhe për komunikimin me rrjetin [35]. Kështu, këto ndërfaqe të matësit *smart* nuk mund të aksesojnë njëra-tjetrën dhe duhet të ndërtohet një urë midis dy ndërfaqeve për të kontrolluar tipin e të dhënave që duhet të transferohen në rrjet dhe anasjelltas. Kjo është me qëllim që të shmanget ndërhyrja në ndërtesë dhe kontrolli në distancë nga një palë e tretë (p.sh. operatorët e sistemit, hakerat). Vetëm të dhëna të paracaktuara mund të arrijnë tek furnizuesit e energjisë. Pjesa tjetër e të dhënave përbën një lak të mbyllur midis ndërtesës dhe matësit *smart*. Informacioni i ndjeshëm qarkullon në ndërtesë pa u transferuar jashtë.

Për komunikimin e informacioneve të ndryshme, varësisht nga teknologjia, janë të mundshme dy opsione [36] kryesore: sistemi i komunikimit me kablo dhe sistemi i komunikimit *wireless*. Sistemi i komunikimit me kablo ka shumë përparësi në lidhje me sistemin *wireless* në aspektin e sigurisë së privatësisë por është më i kushtueshëm, sidomos kur zbatohet në ndërtesa ekzistuese, për shkak të punës shtesë të nevojshme. Sistemet e komunikimit *wireless* nuk e kanë këtë problem dhe janë fleksibël duke pasur parasysh evolucionin në kohë të pajisjeve. Në përdorimin *wireless*, mund të zgjidhet komunikimi celular (i cili mund të jetë i shtrenjtë), rrjetet *ad-hoc wireless*, rrjetet *wireless mesh*, etj.

IEMS-të mund të harmonizojnë dy tipe të sistemeve [37] të kontrollit: një sistem kontrolli lidhur me energjinë dhe një sistem kontrolli lidhur me çmimin e energjisë. Meqenese sistemi i kontrollit vepron vetëm në pjesën elektrike të ndërtesës, përmes edukimit influencohet që banorët të përdorin pajisjet, të tilla si makina larëse dhe pjatlarëse, në periudha kohore ku energjia është më e lirë ose kërkesa për energji në rrjet është e ulët. Matësi *smart* me komunikim dydrejtimësh mund të bëjë një sjellje interaktive "në kohë reale" me një sistem çmimi. Matësi *smart* mund të marrë informacionin [38] e çmimeve të çastit nga rrjeti, por edhe çmimin e

parashikuar për 24 orët e ardhshme, gjë që përmirëson planifikimin e energjisë për të nesërmen. Nëpërmjet një *software*, matësi mund të kontrollojë në mënyrë dinamike pajisjet, në përgjigje të ndryshimit të çmimeve të energjisë elektrike. Ky funksionalitet mund të shfrytëzohet vetëm në rastin e një rrjeti elektrik dinamik, ku çmimi përshtatet sipas kufirit teknik të arritur nga rrjeti i energjisë. Matësit *smart* mund të mbledhin të dhëna për raportim në distancë, për krijimin e faturës dhe arkivimin e të dhënave, pasi fatura mund të gjenerohet nga çmimi dhe konsumi i energjisë në kohë reale.

Matësi *smart* mund të lehtësojë komunikimin e dyanshëm [39] ndërmjet konsumatorëve dhe shërbimeve ofruese të energjisë. Matësit *smart* janë të aftë për të matur, ruajtur, dërguar dhe marrë informacion digjital në kohë reale në lidhje me përdorimin e energjisë elektrike, kostot dhe çmimet që mund të përdoren për të zbatuar një sërë iniciativash të shërbimit të klientit, duke përfshirë [40] çmimet dinamike, përgjigjen e kërkesës, menaxhimin e ngarkesës, faturimin, lidhjen/shkëputjen në distancë, zbulimin dhe menaxhimin e ndërprerjeve, zbulimin e ngacmimeve dhe programe të tjera. Matësit *smart* mund të shihen si hapi i parë drejt rrjeteve *smart*.

1.3 Motivimi

Rritja e vazhdueshme e kërkesës dhe çmimit të energjisë elektrike është forca kryesore lëvizëse që ka nxitur interesin për EMS në ndërtesat rezidenciale, publike dhe tregtare, pasi koncepti i rrjetit inteligjent është pa dyshim një zgjidhje e plotë, por jo e mundshme për një ekonomi me buxhet të ulët.

Për të realizuar strategjitë e kursimit të energjisë nëpërmjet EMS-ve, monitorimi dhe analiza e konsumit të energjisë janë teknologjia bazë [41]. Prandaj një element thelbësor në sistemin inteligjent të menaxhimit të energjisë është sistemi i monitorimit të energjisë elektrike që përfshin matjen, monitorimin, komunikimin dhe që luan një rol kryesor në rrjedhjen e fluksit të energjisë / informacionit / kontrollit. Ai mundëson matjen dhe monitorimin e cilësisë së energjisë elektrike të konsumuar në kohë reale dhe nëpërmjet një komunikimi dydrejtimësh lejon transferimin e informacionit për në matës dhe nga matësi.

Aktualisht në Shqipëri monitorimi i energjisë elektrike të konsumuar kryhet duke përdorur matësat elektromekanikë, të cilët kufizohen në matjen kilovat-orë. Kompania ofruese e energjisë punëson persona për të lexuar tregimin e aparatit matës në pikën e përdorimit nga konsumatori, i cili përdoret më pas për faturim. Ky proces, jo vetëm që është i ngadaltë dhe i mundimshëm, por ka edhe kosto të lartë, pasi nevojitet një staf i madh në numër. Meqenëse kompania ofruese e energjisë nuk ka kontroll mbi këta matës [12], krijohet mundësia për abuzime nga njerëz, të cilët përpiqen të manipulojnë leximin e matësve nëpërmjet adoptimit të praktikave të ndryshme

korruptive. Kjo gjë çon në problemin serioz të mbledhjes së të ardhurave për energjinë elektrike të furnizuar. Sistemi aktual i matjes dhe monitorimit të energjisë elektrike nuk jep asnjë informacion në lidhje me përdorimin në kohë reale të energjisë në bazë të përdoruesit dhe nuk lejon furnizuesit e energjisë elektrike të ofrojnë çmime që pasqyrojnë kërkesën për energji në kohë reale.

Furnizuesit e sotëm të energjisë elektrike kërkojnë më shumë informacion nga monitorimi i energjisë në sektorin e ndërtesave. Karakteristika të reja [18], të tilla si faturimi me shumë tarifa, matja e energjisë reaktive dhe monitorimi i cilësisë së energjisë janë të dëshirueshme për të përmirësuar gjenerimin, shpërndarjen, shërbimin ndaj klientit dhe faturimin. Gjithashtu, sistemi aktual i monitorimit të energjisë, për shkak të funksionalitetit të tij të kufizuar, nuk ka aftësinë për të përmbushur kërkesat e avancuara të sistemeve të menaxhimit të energjisë.

Nevoja emergjente për **monitorimin** dhe **kontrollin** e konsumit të energjisë elektrike të konsumatorëve duhet të mbështetet në një sistem efikas [42] dhe të besueshëm për lexime të sakta, që zvogëlon koston e matjeve, siguron një mjedis të sigurt për matjet dhe llogaritjet, **rrit efikasitetin e përdorimit të energjisë**, redukton konsumin si dhe rrit vlerën e përfitimeve financiare [43]. **Zbatimi i strategjive të menaxhimit të energjisë** kërkon që sistemi i monitorimit të energjisë të ofrojë një gamë të gjerë karakteristikash, së bashku me karakteristikat e matjes së fuqisë dhe energjisë.

Për të realizuar teknologjitë e kursimit të energjisë, monitorimi dhe analiza e konsumit të energjisë janë teknologjia bazë [44]. Zhvillimet teknologjike të viteve të fundit krijojnë mundësi për përdorimin e teknikave matëse më moderne dhe realizimin e aparateve matëse të energjisë me më shumë efikasitet dhe saktësi përmes **zgjidhjeve plotësisht elektronike**, të cilat mundësojnë zbatimin e strategjive të menaxhimit të energjisë [45]. Domosdoshmëria e një infrastrukture që ofron informacion të plotë mbi konsumin e energjisë elektrike në kohë reale dhe mundëson **zbatimin e strategjive të menaxhimit të energjisë** në Shqipëri [46] përmes aftësive komunikuese, ka qenë motivimi kryesor për këtë punim.

1.4 Objektivi

Objektivi i këtij punimi është **studimi dhe realizimi i një sistemi monitorimi të energjisë elektrike në kohë reale** për nivelin e një konsumatori një fazor, të thjeshtë, kompakt, të lirë dhe fleksibël.

Sistemi i propozuar është i orientuar drejt zbatimit të strategjive të menaxhimit të energjisë. Duke ofruar informacion në lidhje me parametrat e energjisë elektrike, ai shërben edhe si një mekanizëm që ndihmon në rritjen e vetëdijes për konsumin e energjisë elektrike në kohë reale

dhe ofron mundësi të konsiderueshme që shërbimet dhe konsumatorët të optimizojnë përdorimin e energjisë dhe të minimizojnë shpërdorimin.

1.5 Qëllimi

Qëllimi kryesor i këtij punimi është projektimi dhe realizimi i një sistemi të thjeshtë për monitorimin në kohë reale të energjisë elektrike në nivelin e konsumatorit një fazor, me tension nominal 220V, rrymë nominale 5A, ngarkesë në diapazonin 0.25A-60A dhe saktësi matje të klasës B (1%), sipas standarteve evropiane EN 50470-1 & EN50470-3.

Projektimi i sistemit realizohet në një platformë *software* të llogaritjes së parametrave të energjisë elektrike, duke përdorur një MCU *low-cost* me përdorim të përgjithshëm dhe performancë të lartë. Sistemi i propozuar bazohet në karakteristikat e gjithanshme, në programimin dhe transmetimin e të dhënave të një mikrokontrolleri ARM Cortex-M0 32-bit. Vlerat e matura të sinjaleve analogë të rrymës dhe të tensionit aplikohen në mikrokontroller, i cili llogarit vlerat e parametrave të energjisë elektrike në anën e konsumatorit, të tillë, si vlera efektive e tensionit, vlera efektive e rrymës, fuqia aktive, fuqia reaktive, energjia aktive, energjia reaktive dhe koeficienti i fuqisë. Gjithashtu sistemi përfshin monitorimin e harmonikave të interesit (rendi i 14-të) të tensionit dhe rrymës në ngarkesë, të cilat mund të japin të dhëna thelbësore për defektet në pajisje. Të gjithë parametrat e vlerësuar të energjisë, mikrokontrolleri ARM i dërgon për monitorim, në mënyrë të drejtpërdrejtë në një LCD si dhe përmes një komunikimi serial RS232 në një PC.

1.6 Bibliografia

- [1] Zhu Jiang, Design and implementation of a smart meter prototype using AVR465 microcontroller, Vaasa University of Applied Sciences, 2015.
- [2] Raymond C.Tesiero III, Nabil Nassif, Harmohindar Singh, K.M. Flurchick, Low-cost strategies to save energy in k-12 schools, American Journal of Engineering and Applied Sciences 7: 41-53, 2014, ISSN: 1941-7020 ©2014 Science.
- [3] www.energy.aol.com.
- [4] International Energy Agency, www.iea.org/geco/efficiency.
- [5] Gjëndja e Sektorit të Energjisë dhe Veprimtaria e ERE-s gjatë Vitit 2017, Tiranë, 2018.
- [6] Automating the Measurement & Verification of Energy Efficiency, Smart Buildings Center, Project of the Northwest Energy Efficiency Council (NEEC).
- [7] Azhar Fakearuddin, A Smart Metering for Energy Management System Via GSM-SMS Based Protocol, Universiti Malaysia Pahang, Faculty of Electrical and Electronics Engineering, 14-24.

- [8] Jonathan William Stinson, Smart energy monitoring technology to reduce domestic electricity and gas consumption through behaviour change, Edinburgh Napier University, for the award of Doctor of Philosophy, 17-22, 2015.
- [9] Regular Energy Efficiency Review of Albania 2007.
- [10] International Energy Agency, Energy Statistics Division, Albania, 2010, www.esds.ac.uk.
- [11] Henrique Nuno deMatos Pais Neves Dantas, Vulnerability analysis of smart meters, Delft University of Technology, August 21, 3-23, 2014, <http://repository.tudelft.nl/>.
- [12] Zavalani O, Luga Y, Energy and Water Saving Possibilities in Public Facilities in Albania, in Fourth UKSim European Symposium on Computer Modeling and Simulation (EMS), Pisa, Italy, 2010.
- [13] Mofeed Turkey Rashid, Design and Implementation of Smart Electrical Power Meter System, J. Electrical and Electronic Engineering, Vol.10, No.1, 2014.
- [14] Valentim Realinho, Low Cost Domotic System based on Open Hardware and Software, The Eighth International Conference on Advances in Human-oriented and Personalized Mechanisms, Technologies, 2015.
- [15] Nhat-Hai Nguyen, Quoc-Tuan Tran, Jean-Michel Leger, Tan-Phu Vuong, A real-time control using wireless sensor network for intelligent energy management system in buildings, 978-1-4244-6276-6/10, 2010 IEEE.
- [16] Zavalani. O, Reducing energy in buildings by using energy management systems and alternative energy-saving systems, 8th International Conference on the European Energy Market (EEM-11), Zagreb, 2011.
- [17] Le, K., et al., Peak load reduction by using airconditioning regulators, Electrotechnical Conference, MELECON, The 14th IEEE Mediterranean, 2008.
- [18] Jun Hong B.Eng., M.Eng. The Development, Implementation, and Application of Demand Side Management and control Algorithm for Integrating Microgeneration System within Built Environment, University of Strathclyde, March 2009.
- [19] Madhu M S, Gangadhar M, Sanjaya G C, ARM Based Smart Power Saving System for Home Automation, International Journal of Computer Science and Information Technologies, Vol. 5 (3), 2014, 2910-2913.
- [20] Sachin Soman, Analysis and Characterization of Wireless Smart Power Meter, Colorado State University, 1-10, Summer 2014.
- [21] Jonathan William Stinson, Smart energy monitoring technology to reduce domestic electricity and gas consumption through behaviour change, Edinburgh Napier University, for the award of Doctor of Philosophy, 17-22, October 2015.
- [22] Gjëndja e Sektorit të Energjisë dhe Veprimtaria e ERE-s gjatë Vitit 2013.
- [23] Ferreira, L. Alves, P. Fleming, G. Stuart, P. Prakash, P. Webber and S. Conway, Low hanging fruits or cost-effective energy and water savings using intelligent metering and monitoring systems, ECEEE summer study proceedings, 2007, pp.739-742.

- [24] V. Ferrera, P. Fleming and D. Ajiboye, Identifying energy saving opportunities in buildings by the analysis of time series data, ECEEE summer study proceedings, 2003.
- [25] G. Stuart, P. Fleming, V. Ferreira and P. Harris, Rapid analysis of time series data to identify changes in electricity consumption patterns in UK secondary schools, ECEEE summer study proceedings, 2007, pp. 1568-1580.
- [26] KMC, Understanding building automation and control systems, KMC Controls, 2012.
- [27] Ahmad Al-Daraiseh, Nazaraf Shah, Eyas El-Qawasmeh, An Intelligent Energy Management System for Educational Buildings, International Journal of Distributed Sensor Networks, Volume 2013, Article ID 209803.
- [28] Schneider Electric, Leading Techniques for Energy Savings in Colleges and Universities, White Paper/January 2007, www.schneider-electric.com/buildings.
- [29] Thousif ahamed, A.Sreedevi, Design and Development of PIC Microcontroller Based 3 Phase Energy Meter, International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology, Volume 3, Special Issue 1, February 2014, ISSN (Online) : 2319 – 8753, ISSN(Print): 2347 – 6710.
- [30] Aulon Shabani, Parashikimi i konsumit të energjisë në ndërtesat rezidenciale dhe publike me anë të metodave të inteligjencës artificiale, Disertacion PhD, Tiranë 2018.
- [31] Peng Zhao, Siddharth Suryanarayanan, Marcelo Godoy Simões, An Energy Management System for Building Structures Using a Multi-Agent Decision-Making, IEEE, Transactions on industry applications, vol. 49, no. 1, January/February 2013.
- [32] Xiaofan Jiang, Stephen Dawson-Haggerty, Prabal Dutta, and David Culler, Design and Implementation of a High-Fidelity AC Metering Network, University of California, Berkeley.
- [33] Building Automation and Control Systems (BACS), Part 5: Data Communication Protocol, ISO Std. 16 484-5, 2003.
- [34] Aniedu A. N., Inyama H.C., Chukwuneke C.I., Asogwa D.C, Smart Energy Meter for Load Control using Mobile Communication Technology, International Journal of Electrical and Telecommunication System Research, Volume 8, Number 8, September 2016.
- [35] Wolfgang Kastner, Georg Neugschwandtner, Stefan Soucek, And H. Michael Newman, Communication Systems for Building Automation and Control, 0018-9219/\$20.00 © 2005 IEEE, 1178 Proceedings of the IEEE, VOL. 93, NO. 6, JUNE 2005.
- [36] Building Automation and Control Systems (BACS)-Part 2: Hardware, ISO Std. 16 484-2, 2004.
- [37] H. M. Newman, Direct Digital Control of Building Systems: Theory and Practice. New York: Wiley, 1994.
- [38] EEI, Smart Meters and Smart Meter Systems: A Metering Industry Perspective, Edison Electric Institute, Washington, 2011.

- [39] Mattia Paganelli, Progetto di un sistema wireless a microcontrollore per il monitoraggio di consumi elettrici, Università' di Bologna, 2011 / 2012.
- [40] Zhuang Zhao, Won Cheol Lee, Yoan Shin, and Kyung-Bin Song, An Optimal Power Scheduling Method Applied in Home Energy Management System Based on Demand Response, ETRI Journal, Vol. 35, No. 4, pp. 677-686, 2013.
- [41] J. K. W. Wong, H. Li, and S. W. Wang, "Intelligent building research: a review," Autom. Construction, vol. 14, no. 1, pp. 143–159, 2005.
- [42] Hyunjeong Lee, Wan-Ki Park, Il-Woo Lee, A Home Energy Management System for Energy-Efficient Smart Homes, International Conference on Computational Science and Computational Intelligence, 978-1-4799-3010-4/14, IEEE, 2014.
- [43] Ingeborg Graabak, Ove S. Grande, Jussi Ikaheimo And Seppo Karkkainem, Establishmenet of Automatic Meter Reading and Load Management, Experiences and Cost/Benefit, 2004 International Conference on Power System Technology, pp 1333-1338, Nov. 2004.
- [44] D. Snoonian, "Smart buildings," IEEE Spectr., vol. 40, no. 8, pp. 18–23, Aug. 2003.
- [45] Shraddha Male, Pallavi Vethekar, Kavita More, Prof. V. K. Bhusari, A Smart Wireless Electronic Energy Meter Reading Using Embedded Technology, Int. Journal of Engineering Research and Applications, ISSN : 2248-9622, Vol. 4, Issue 1(Version 3), January 2014, pp.145-147, www.ijera.com.
- [46] Ajakida Eski, Orion Zavalani; A prototype system for measuring and monitoring electrical energy in public facilities in Albania; International Conference on Research in Education and Science (ICRES), Abstract Book, pg. 275, ISBN 978-605-67951-5-2, Marmaris, Turkey, April 28 - May 1, 2018.

Kapitulli 2

STRUKTURA E PËRGJITHSHME E SISTEMIT TË MONITORIMIT TË ENERGJISË ELEKTRIKE NË KOHË REALE

2.1 Hyrje

Monitorimi i parametrave të energjisë elektrike në kohë reale është thelbësor në kontrollin dhe menaxhimin e efektivitetit të energjisë elektrike [1]. Matësit elektromekanikë, për shkak të funksionalitetit të tyre të kufizuar [2], nuk mundësojnë përmbushjen e kërkesave të avancuara në lidhje me monitorimin e parametrave të energjisë elektrike dhe përmirësimin e efikasitetit në përdorimin e saj.

Përhapja e sistemeve kompjuterike ka nxitur zhvillimin e teknologjisë së komunikimit ndërmjet sistemeve, teknikave të përpunimit të sinjalit, përpunuesve të sinjalit digjital, *software*-ve matës (instrumente virtuale) dhe metodave inteligjente [3] të analizës së të dhënave.

Zhvillimet teknologjike të viteve të fundit kanë krijuar mundësi për përdorimin e teknikave matëse më moderne¹ dhe realizimin e sistemeve të monitorimit të energjisë me më shumë efikasitet dhe saktësi. Për shkak të këtyre zhvillimeve vërehet një revolucion i vërtetë në sistemet e monitorimit të energjisë elektrike. E gjithë filozofia e monitorimit të energjisë [4] ka ndryshuar. Shumë metoda tradicionale janë zhdukur dhe shumë metoda të reja janë duke u zhvilluar. Në përgjithësi, pajisjet monitoruese janë zëvendësuar nga sistemet monitoruese që bazohen në teorinë dhe teknikat e përpunimit të sinjalit digjital (DSP).

Aftësia llogaritëse e kompjuterave të parë digjitale që po bëhej gjithnjë e më e fuqishme në vitet 1960-1970, si dhe zhvillimi i teorisë së sistemeve diskretë në kohë mbi të cilën u mbështet analiza dhe dizenjimi i filtrave, çuan në zhvillimin e një fushe të re studimi [5] të quajtur

¹ Teknika matëse moderne nënkupton vetëm që matjet analoge janë zëvendësuar nga ato digjitale dhe aktiviteti njerëzor është zëvendësuar nga kompjuteri.

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

përpunimi i sinjalit digjital. DSP-ja është matematika, algoritmet dhe teknikat e përdorura për të manipuluar sinjalet pas konvertimit në formë digjitale. Pavarësisht nga burimi informacionit apo tipi i pajisjes së përdorur për përpunimin e informacionit, zakonisht, inxhinierët dhe shkencëtarët janë përpjekur që të *redukojnë sinjalet në një sërë parametrash* [6] që mund të studiohen matematikisht, të manipulohen, të kombinohen, të analizohen apo të ruhen. Për shembull, *filtrimi* është forma më e zakonshme e *përpunimit të sinjalit*, e përdorur për të hequr frekuenca në pjesë të caktuara të spektrit të sinjalit dhe për të përmirësuar amplitudën, fazën në disa pjesë të tjera të tij. DSP-ja është dhuratë e teoremës së kampionimit, metodologjive dhe mjeteve, të tillë si *transformimi i shpejtë Fourier* (FFT).

Themelet [7] e DSP-së u vendosën në gjysmën e parë të shekullit të 20-të nga *Harry Nyquist* dhe *Claude Shannon*. Në vitin 1928 *Nyquist* hodhi idenë e teoremës së kampionimit, e cila në vitin 1949 u demonstrua matematikisht nga *Shannon*. *Teorema e kampionimit* përshkruan [8] se si një sinjal i vazhdueshëm në kohë mund të paraqitet me një bashkësi të vlerave kampion. Paraqitje të tilla u cilësuan se ishin aq perfekte nga ana matematikore sa që sinjali fillestar mund të rindërtohet nga kjo bashkësi e vlerave kampion. Teorema e kampionimit siguroi motivimin për të konvertuar sinjalet e vazhdueshëm në kohë në sinjale diskretë në kohë dhe u zhvillua përpara ekzistencës së teknologjisë digjitale dhe agentëve informatikë. Ishte *teorema e kampionimit* ajo që bëri të mundur krijimin e DSP-ve.

DSP-ja u rrit me shpejtësi dhe arriti të dominojë në vitet 1970 kryesisht përmes zbulimit [9] të algoritmeve efikasë për llogaritjen e transformimeve të ndryshme. Në vitin 1965, *Cooley* dhe *Tukey* paraqitën një algoritëm që tani njihet si FFT. Njohja e pikave të forta dhe të dobëta të arkitekturës së kompjuterave digjitalë *von Neumann* u përdor për të përpiluar një kod efikas për llogaritjen e transformimeve *Fourier*.

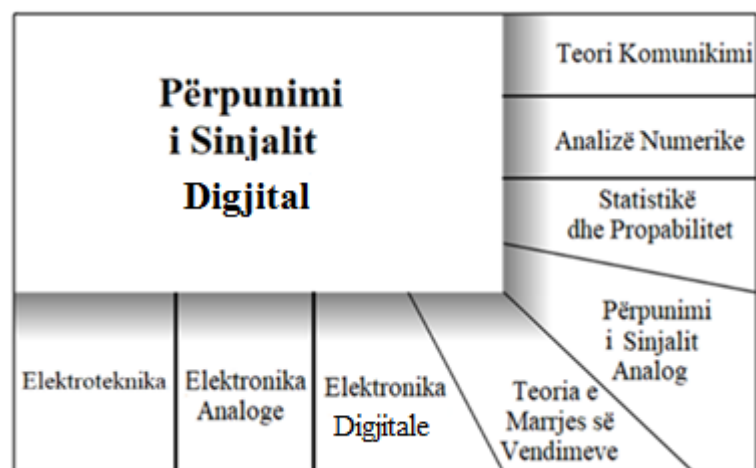


Figura 2.1 Ndërthurja e përpunimit të sinjalit digjital me fushat e tjera të shkencës, inxhinierisë dhe matematikës [12].

Ndërkohë që ka pasur avancime të rëndësishme teorike dhe algoritmike, motori i vërtetë për zhvillimin e DSP-së ka qenë teknologjia. Në një farë mënyre, DSP-ja është e drejtuar nga teknologjia [10]. Një nga forcat kryesore lëvizëse të revolucionit digjital ka qenë teknologjia e procesorit. Format dhe funksionet e procesorëve digjitalë mund të ndryshojnë shumë. Që prej viteve 1970, DSP-ja përfaqëson një shkrirje të shkencës, matematikës dhe teknologjisë [11]. Duhet theksuar se DSP-ja është një fushë shumë ndërdisiplinore që mbështetet në punën teknike të shumë fushave të afërta. Siç paraqitet në figurën 2.1, kufijtë ndërmjet DSP-së dhe disiplinave të tjera teknike nuk janë të ndarë dhe të përcaktuar qartësisht [12], por disi të paqartë dhe të mbivendosur.

2.2 Elementët kryesorë të një sistemi të përpunimit të sinjalit digjital

Sistemet bashkëkohore [13] të përpunimit të sinjalit zakonisht përmbajnë një kombinim të sinjaleve dhe sistemeve analoge, diskrete dhe digjitale. Ndërthurja e botës analoge me atë digjitale ka krijuar një numër jashtëzakonisht të madh të aplikimeve për sistemet digjitale. Shumë sisteme digjitale bashkëveprojnë me mjedisin, duke matur sinjale analoge në hyrje (shumica e variablave fizikë kanë natyrë analoge) dhe duke emetuar sinjale të tjerë analogë që janë përpunuar [14]. Përpunimi i sinjalit digjital dallon nga fushat e tjera të shkencave kompjuterike nga tipi unik i të dhënave që ai përdor; sinjale që, në përgjithësi, vijnë si të dhëna nga sensorë të botes reale: vibracionet sizmike, imazhet vizuale, valët e zërit, etj. Këto sinjale nuk janë të natyrshëm për sistemet digjitale, sepse sistemet dixhitale i bëjnë të gjitha veprimet e tyre të brendshme duke përdorur qarqe digjitale dhe veprime digjitale.

Metodat e përpunimit të sinjalit digjital kërkojnë që sinjalet të kuantizohen në çaste diskrete të kohës dhe të paraqiten si një bashkësi fjalësh të përbëra nga 1 dhe 0. Fillimisht, sinjali analog konvertohet nga një shndërrues në një sinjal proporcional elektrik analog. Më pas, është e nevojshme të kryhet një konvertim i sinjalit elektrik analog në një përfaqësim digjital ose anasjelltas, nëse dëshirohet një dalje analoge. Numri i niveleve të kuantizimit të përdorur për të përfaqësuar sinjalin analog dhe frekuenca e kampionimit është në funksion të saktësisë së dëshiruar, brezit të frekuencës që kërkohet dhe kostos së sistemit. Prandaj, kur një sistem digjital përdoret për të *monitoruar dhe /ose kontrolluar një proces fizik*, duhet të merret në konsideratë ndryshimi ndërmjet natyrës digjitale të procesorit [15] dhe natyrës analoge të variablave të procesit, apo të sinjaleve. Qarqe dhe metoda specifike nevojiten për të konvertuar ndërmjet dy fushave, sinjaleve digjitale dhe sinjaleve analoge

Sot, përfitimi kryesor i revolucionit DSP është komunikimi. Aplikimet e komunikimeve (p.sh. një konvertues digjital) kanë çuar në krijimin e sistemeve kompakte me performancë të lartë, bazuar në konceptin e sistemit [16] në një *chip* (SOC). Përqëndrimi i shumicës së elementëve të procesorit dhe funksioneve të komunikimit në një *chip* të vetëm siguron një mori

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

avantazhesh funksionale dhe ekonomike. Një procesor i sinjalit digjital (DSP) është një tip mikroprocesori jashtëzakonisht i shpejtë dhe i fuqishëm. DSP-ja përpunon të dhënat në kohë reale, gjë që e bën të përkryer për aplikime që nuk mund të tolerojnë vonesat.

Struktura e përgjithshme [9] e një sistemi DSP paraqitet në figurën 2.2. Fillimisht, sinjali analog konvertohet në një sinjal digjital të koduar (binar) i cili aplikohet në sistemin DSP, ku ekzekutohet algoritmi i dëshiruar DSP. Në varësi të aplikimit, dalja e sistemit DSP mund të përdoret direkt në formë digjitale ose të konvertohet përsëri në një sinjal analog nga një konvertues dixhital-analog (DAC). Me qëllim që diapazoni dinamik i sinjalit analog $x(t)$ të korrespondojë me atë të ADC-së, sinjalit analog amplifikohet [17]. Mirëpo, praktikisht është shumë e vështirë të vendoset një amplifikim i përshtatshëm i përcaktuar sepse niveli i sinjalit analog në hyrje mund të jetë i panjohur dhe i ndryshueshëm në kohë (veçanërisht për sinjale me diapazon dinamik të gjerë). Prandaj, për zgjidhjen e këtij problemi nevojitet një amplifikim i ndryshueshëm në kohë i përcaktuar në DSP. Për të garantuar përmbushjen e teoremës së kampionimit përdoret një filter *anti-aliasing* që kufizon brezin e frekuencës së sinjalit të hyrjes.

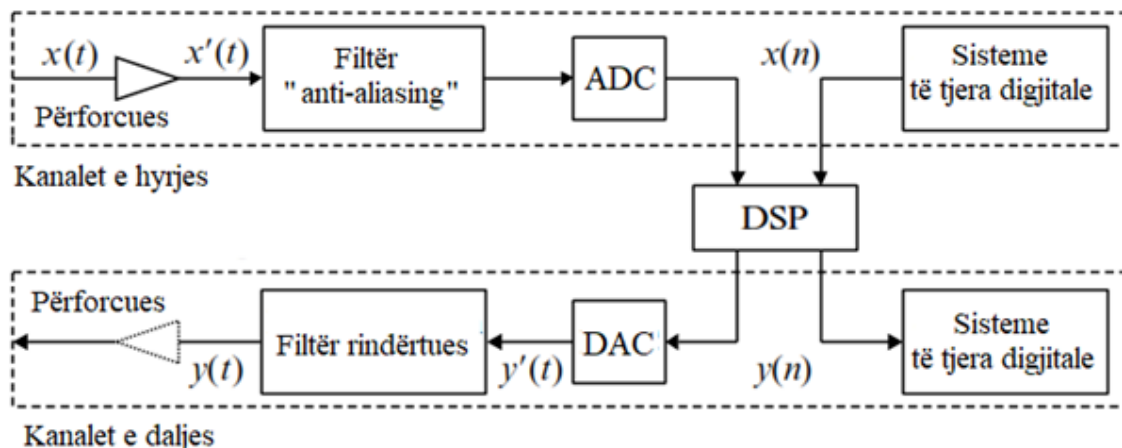


Figura 2.2 Struktura e përgjithshme e një sistemi DSP [9]

Zgjidhje të tjera alternative të mundshme për përpunimin e sinjalit digjital, përveç DSP-ve, janë [18] procesorët me përdorim të përgjithshëm, qarqet logjike të programueshme (FPGA) dhe qarqet e integruar për aplikime specifike (ASIC). Procesorët me përdorim të përgjithshëm, për shkak të frekuencës së tyre të lartë të *clock*-ut të brendshëm dhe arkitekturës *superscalare*, kanë një histori të gjatë të përdorimit në zbatimin e algoritmeve DSP. Në dallim nga ASIC, që optimizohen për funksione specifike, mikroprocesorët me përdorim të përgjithshëm janë më të përshtatshëm për kryerjen e një numri të madh të detyrave [19]. Sidoqoftë, performanca e tyre relativisht e dobët në aplikimet e përpunimit të sinjalit në kohë reale, kosto dhe konsumimi i lartë i energjisë janë disavantazhet që i përjashtojnë ato. Gjithnjë e më shumë këta procesorë

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

janë duke u parë si dinosaurët e industrisë, pasi tendenca e sotme është drejt produkteve të vogla që konsumojnë energji të matur në mW dhe jo në W që këto procesorë konsumojnë.

FPGA-të bëjnë pjesë në klasën e pajisjeve logjike të programueshme. Avantazhi [20] kryesor i FPGA-ve është fleksibiliteti i tyre i projektimit dhe aftësia për të prototipizuar zgjidhje komplekse. Ndryshimet e projektit mund të bëhen shpejt dhe shpesh në distancë. Megjithatë, FPGA-të janë dukshëm më të shtrenjtë dhe zakonisht kanë konsum më të lartë të energjisë sesa DSP-të me funksionalitet të ngjashëm. DSP-të, zakonisht, përdoren të kombinuara [21] me FPGA-të, për të mundësuar fleksibilitet më të madh, raport më të mirë çmim/performancë dhe fuqi më të ulët të sistemit.

ASIC-të mund të optimizohen për të kryer shumë mirë funksione specifike, duke konsumuar energjinë në mënyrë mjaft efikase. Megjithatë, për shkak se ASIC-të [22] nuk janë të programueshëm, funksionaliteti i tyre nuk mund të ndryshohet ndërkohë që produkti zhvillohet. Zakonisht, ASIC-të përdoren në aplikacionet e përpunimit të sinjalit në kohë reale, si ndërfaqe për një sistem të programueshëm DSP.

Përpunimi i sinjalit digjital mund të kryhet në një platformë *software* ose *hardware*. Nëse përpunimi i sinjalit digjital realizohet në qarqe digjitale (FPGA, ASICS) të destinuar për të kryer vetëm veprime dhe llogaritje të specifikuara të dëshiruara, atëherë kemi të bëjmë me një realizim *hardware* të sistemit [23]. Në përpunimin e sinjalit digjital në një mikroprocesor me përdorim të përgjithshëm ose DSP veprimet e kryera mbi sinjal konsistojnë në një numër veprimesh matematikore [24], të cilat specifikohen në një program *software*. Në këtë rast, programi paraqet një realizim *software* të sistemit [25]. Përpunimi i sinjalit dixhital realizohet në *software* që mundëson fleksibilitet në ndryshimin e veprimeve të përpunimit të sinjalit nëpërmjet ndryshimeve në *software*. Në një kuptim më të gjerë, një sistem digjital mund të implementohet si një kombinim *hardware* dhe *software* [26], secili prej të cilëve kryen veprimet e tij të caktuara. DSP-të e programueshme mund të përditësohen vetëm duke ndryshuar *software*-in, duke ulur shumë koston e zhvillimit dhe duke përfutur nga përmirësimet e funksioneve me shkarkime të thjeshta të kodeve. Prandaj DSP-të janë teknologjia e programueshme e përzgjedhur.

2.2.1 Përparësitë dhe kufizimet e përpunimit digjital kundrejt përpunimit analog

Bota teknike po bëhet gjithnjë e më shumë digjitale, sepse sinjalet digjitale janë shumë të përshtatshme për përpunimin e informacionit [6]. Pretendimi se DSP-ja është një nga teknologjitë më të fuqishme dhe dominuese të përpunimit të sinjalit, që ka ndikuar mbi shkencën dhe inxhinierinë në shekullin e 21-të dhe që ka çuar në ndryshime revolucionare në shumë fusha, mund të motivohet duke krahasuar [27] avantazhet dhe kufizimet e të dy teknologjive të pretenduara.

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

- Sistemi digjital i programueshëm lejon fleksibilitet [21] në konfigurimin e veprimeve të përpunimit të sinjalit digjital, thjesht, duke ndryshuar programin. Kurse rikonfigurimi i një sistemi analog zakonisht kërkon një riprojektim të *hardware*-it, pasuar nga testimi dhe verifikimi i sistemit.
- Konsideratat e saktësisë, gjithashtu, luajnë një rol të rëndësishëm në përcaktimin e formës së përpunimit të sinjalit. Tolerancat në komponentët e qarqeve analoge e kufizojnë saktësinë e një sistemi analog dhe projektuesi i sistemit e ka shumë të vështirë të kontrollojë saktësinë e sistemit të përpunimit të sinjalit analog. Nga ana tjetër, sistemet digjitale [28] mund të projektohen për të funksionuar me saktësi më të madhe, vetëm me një rritje të kostos. Sistemi digjital mundëson një kontroll shumë më të mirë të kërkesave të saktësisë, të cilat rezultojnë në specifikimin e kërkesave të veçanta për ADC-në dhe DSP-në në funksion [29] të gjatësisë së fjalës, aritmetikës *floating point* kundrejt *fixed point* dhe faktorëve të tjerë.
- Sinjalet dixhitale ruhen lehtësisht pa deformime ose humbje sinjali, përveç asaj që futet nga konvertimi A-D. Për pasojë, sinjalet mund të transmetohen dhe përpunohen *off line* në distancë.
- Sinjalet digjitale mund të fshihen ose të kompresohen lehtësisht. Kjo është e vështirë të arrihet në sistemet analoge.
- Metodatat e përpunimit të sinjalit digjital lejojnë ekzekutimin e algoritmeve më të sofistikuar të përpunimit të sinjalit [30]. Zakonisht, është shumë e vështirë të kryhen veprime matematikore të sakta me sinjalet në formë analoge, por këto veprime të njëjta mund të realizohen [25] në një kompjuter digjital duke përdorur *software*.
- Në përgjithësi, sistemet digjitale janë më pak të ndjeshëm ndaj zhurmave [31], në krahasim me pajisjet analoge.
- Një kufizim praktik i realizimeve digjitale [32] është shpejtësia e ADC-së dhe përpunuesit digjital. Ka sinjale analoge me gjerësi të madhe të brezit, për të cilat një qasje e përpunimit digjital është përtej mundësive të *hardware*-it digjital. Ndërsa sistemet analoge mund të funksionojnë në frekuenca ekstremisht të larta, që e kalojnë frekuencën maksimale të pajisjeve digjitale ose ADC-ve.
- Një realizim digjital i sistemit të përpunimit të sinjalit mund të ketë kosto më të ulët [33] se homologu i tij analog, për shkak të fleksibilitetit që mundësohet nga realizimi digjital, ose të faktit që *hardware*-i digjital është më i lirë. Ndonjëherë, zgjidhjet analoge janë me kosto më efektive, krahasuar me komponentet digjitale (p.sh. ADC, filter digjital, DAC).

2.3 Proceset e konvertimit Analog-Digjital dhe Digjital-Analog të sinjalit

Për të përpunuar sinjalet analoge me mjete digjitale nevojitet një ndërfaqe ndërmjet sinjalit analog dhe njësisë së përpunimit digjital [14]. ADC-ja shërben si një urë ndërmjet botës sonë

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

analoge dhe mikroprocesoreve si dhe logjikës digjitale, duke mundësuar bashkëveprimin e kompjuterave me botën reale. Dalja e ADC-së është një sinjal digjital që shërben si hyrje për përpunuesin digjital.

Në shumicën e rasteve me interes praktik, është e dëshirueshme që sinjali digjital i përpunuar të konvertohet në formë analoge. Prandaj, nevojitet një ndërfaqe tjetër për konvertimin nga forma digjitale në formën analoge [14], që njihet si konverteri digjital-analog (DAC). Të gjithë DAC-të kryejnë disa lloj interpolimesh, nga saktësia e të cilave varet cilësia e procesit të konvertimit. Megjithatë ka aplikime praktike që përfshijnë analizën e sinjalit, ku informacioni i dëshiruar përcillet në formë digjitale dhe nuk ka nevojë për DAC.

Ndërkohë që mikrokompjutera jo të shtrenjtë propozohen në fushën e kontrollit të proceseve, funksioni i ADC-së dhe DAC-së, si ndërfaqe ndërmjet një sistemi digjital dhe botës analoge, është bërë gjithnjë e më shumë i rëndësishëm. Gjithashtu, ADC-ja mund të sigurojë një matje të izoluar [34] si një pajisje elektronike që konverton një tension ose rrymë analoge të hyrjes në një numër digjital proporcional me madhësinë e tensionit ose rrymës. Për shkak të kompleksitetit dhe nevojës për komponente të sakta, të gjitha ADC-të më të specializuara realizohen si qarqe të integruara. Konceptualisht, konvertimi A-D shihet si një proces me tre hapa [18] që ilustron në figurën 2.3.

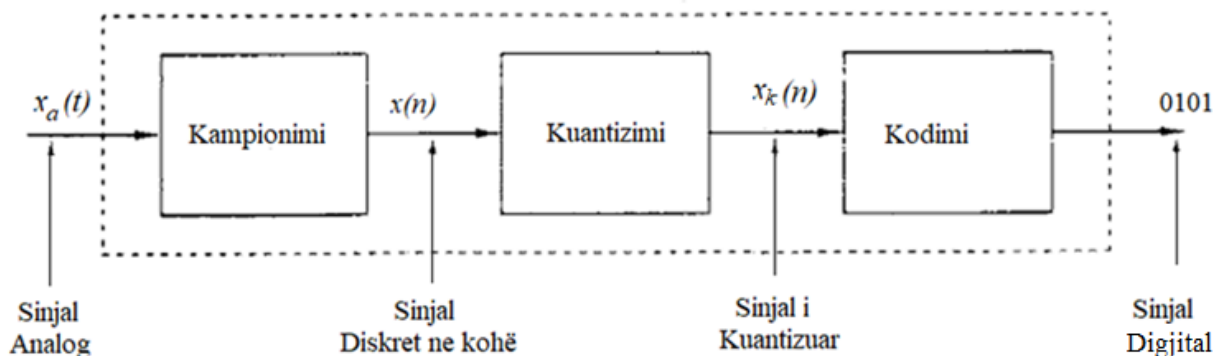


Figura 2.3 Struktura e përgjithshme e procesit të konvertimit analog-digjital të sinjalit [18]

Kampionimi - Është procesi i marrjes së një numri të mjaftueshëm të vlerave diskrete (kampioneve) mbi një sinjal analog në çaste të caktuara kohe [35]. Kampionet përcaktojnë formën e sinjalit, prandaj sa më shumë kampione që të merren, aq më saktë mund të përcaktohet forma e një sinjali.

Kuantizimi - Është procesi i konvertimit të një sinjali të vlerësuar në mënyrë të vijueshme në çaste kohe diskrete, në një sinjal të vlerësuar në mënyrë diskrete (sinjal që merr vetëm disa vlera të caktuara diskrete nga bashkësia e vlerave diskrete të mundshme) në çaste kohe diskrete. Vlera e çdo kampioni të sinjalit paraqitet me një vlerë të përzgjedhur [35] nga një bashkësi e caktuar

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

vlerash të mundshme; një ADC me n -bit çdo kampion të sinjalit e paraqet me një nga 2^n vlerat e mundshme.

Kodimi - Në procesin e kodimit çdo vlerë diskrete e kuantizuar $x_k(n)$ paraqitet nga një varg me n shifra binare (kod binar me n -bit), që është paraqitja në formën digjitale [35] e sinjalit analog në çastin e supozuar të kohës.

Një ADC me n -bit, për një vlerë të tensionit analog në hyrje brenda një diapazoni të caktuar, jep një dalje digjitale me 2^n vlera diskrete. Për shkak të natyrës binare të sistemeve digjitale, praktikisht, çdo ADC e ndan diapazonin e plotë të vlerave të tensionit analog në mënyrë të përshtatshme në 2^n pjesë që përfaqësojnë nivelet e kuantizimit dhe çdo nivel kuantizimi përfaqësohet me një kod binar me n -bit [36]. Çdo vlerë e kampionuar e sinjalit analog paraqitet me kodin binar korrespondues të nivelit të kuantizimit në të cilin ajo ndodhet. Sa më shumë nivele kuantizimi (sa më shumë bit-e) të përdoren për të paraqitur një vlerë të kampionuar, aq më e saktë është paraqitja. Kur në hyrje paraqitet një tension që është jashtë diapazonit të lejuar, ADC-ja vendos vlerën e saturimit 0 ose 2^n-1 , në varësi të faktit nëse hyrja është shumë e ulët ose tepër e lartë [9].

Kampionimi nuk rezulton në humbje të informacionit, as nuk fut deformime në sinjal, nëse brezi i frekuencës së sinjalit është i përcaktuar. Në parim, sinjali analog mund të rindërtohet nga kampionet me kusht që frekuenca e kampionimit të jetë mjaftueshmerisht e lartë për të shmangur problemin e quajtur *aliasing* [37]. Nga ana tjetër, kuantizimi është një proces i pakthyeshëm që rezulton në deformim të sinjalit. Madhësia e deformimit varet nga saktësia e matur me numrin e bit-eve në procesin e konvertimit A-D. Sasia e informacionit të bartur në një sinjal digjital kufizohet në dy mënyra [8]. Së pari, **numri i biteve për kampion** kufizon rezolucionin e variablave të varur, d.m.th ndryshime të vogla në amplitudën e sinjalit mund të humbasin në zhurmën e kuantizimit. Së dyti, **frekuenca e kampionimit** kufizon rezolucionin e variablilit të pavarur, d.m.th ngjarjet e vendosura afër në sinjalin analog mund të humbasin ndërmjet kampionëve. Secila prej të dyja mënyrave shtrembëron spektrin e vërtetë të frekuencës së sinjalit.

Arkitektura e përgjithshme [14] e një ADC-je paraqitet në figurën 2.4. Blloku S/H kryen dy funksione, prej të cilave i pari është kampionimi. Pas kampionimit, niveli i kampionuar duhet të mbahet (veprimi *hold*) konstant deri sa të bëhet kampionimi tjetër, me qëllim që qarku i konvertimit të mund të punojë me një vlerë të caktuar gjatë intervalit të konvertimit. Kjo është e nevojshme në mënyrë që ADC-ja të ketë kohë të përpunojë vlerën e kampionuar. Veprimi S/H rezulton në një sinjal shkallë [38] që është përafrim i sinjalit analog në hyrje. Nje qark ideal S/H merr vlerën e sinjalit në hyrje në kohë zero, në mënyrë që të merret kampioni i vërtetë i çastit. Në realitet, kapacitori i vogël që përdoret për të ruajtur kampionin gjatë konvertimit kërkon një kohë të caktuar për t'u ngakuar përmes një rezistence të caktuar që kyçet në të njëjtin tension si

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

hyrja. Pasi qarku i konvertimit konverton tensionin në formë digjitale, ndërfaqja digjitale transmeton këtë informacion në përpunuesin digjital. Ndërfaqet e ADC-së janë të mundshme në konfigurim serial dhe paralel.

Procesi i konvertimit A-D është përgjithësisht më kompleks dhe konsumon më shumë kohë se procesi D-A. Janë zhvilluar dhe përdorur shumë teknika konvertimi A-D. Edhe pse nuk lind nevoja asnjëherë për të projektuar një ADC, pasi ato gjenden në formën e qarqeve të integruara, njohja e metodave mundëson njohjen e faktorëve që përcaktojnë performancën e ADC-së.

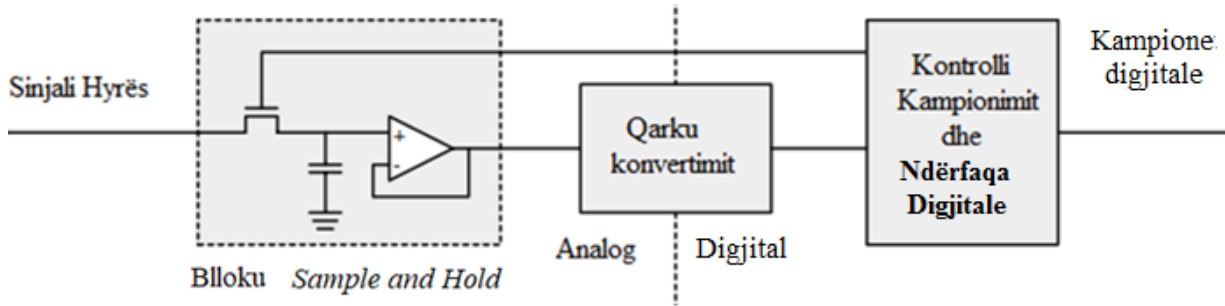


Figura 2.4 Arkitektura e brendshme ADC-së [14]

2.3.1 Kampionimi i sinjaleve analoge

Megjithatë, sinjalet sinusoidale diskrete në kohë me frekuencë që ndryshojnë me një shumëfish të plotë të 2π janë identike [8], rrjedh që frekuencat në një interval $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_1 + 2\pi$ përbëjnë të gjithë sinusoidat diskrete në kohë ose eksponencialet komplekse ekzistuese. Prandaj, për sinusoidat diskrete në kohë, diapazoni i frekuencës përcaktohet në intervalin 2π . Zakonisht, zgjidhet diapazoni $0 \leq \omega \leq 2\pi$ ose $-\pi \leq \omega \leq \pi$ ($0 \leq f \leq 1$ ose $-\frac{1}{2} \leq f \leq \frac{1}{2}$), që quhen *diapazoni kryesor*. Si pasojë, sinjalet sinusoidale diskrete në kohë me frekuencë $|\omega| \leq \pi$ ose $|f| \leq \frac{1}{2}$ janë unike. Çdo varg që rezulton nga një sinusoidë me frekuencë $|\omega| > \pi$ ose $|f| > \frac{1}{2}$ është identik me vargun e marrë nga një sinjal sinusoidal me frekuencë $|\omega| < \pi$. Për shkak të kësaj ngjashmërie, sinusoida që ka një frekuencë $|\omega| > \pi$ quhet një *alias* (keqidentifikim) i sinusoides korresponduese me frekuencë $|\omega| < \pi$. Prandaj, frekuencat në diapazonin $-\pi \leq \omega \leq \pi$ ose $-\frac{1}{2} \leq f \leq \frac{1}{2}$ konsiderohen si unike dhe të gjitha frekuencat $|\omega| > \pi$ ose $|f| > \frac{1}{2}$ si *alias*.

Ka shumë mënyra për të kampionuar një sinjal analog [19], por në këtë material do të kufizohemi në kampionimin periodik ose të njëtrajtshëm, i cili është forma e kampionimit që perdoret më shumë në praktike. Ky kampionim përshkruhet nga marrëdhënia

$$x(n) = x_a(nt), \quad -\infty < n < \infty \quad (2.1)$$

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

ku $x(n)$ është sinjali diskret në kohë, i perftuar nga kampionimi i sinjalit analog $x_a(t)$ çdo T sekonda. Kampionimi periodik vendos një marrëdhënie lineare ndërmjet variablit të kohës t për sinjalet e vazhdueshme në kohë dhe variablit të kohës n për sinjalet diskrete në kohë nëpërmjet periodës së kampionimit T ose frekuencës së kampionimit F_{kamp} .

$$t = nT = \frac{n}{F_{kamp}} \quad (2.2)$$

Si rrjedhim, ekziston një marrëdhënie lineare ndërmjet variablit të frekuencës F për sinjalet analoge dhe variablit të frekuencës f për sinjalet diskrete në kohë.

$$f = \frac{F}{F_{kamp}} \quad (2.3)$$

Marrëdhënia (2.3) justifikon emërtimin *frekuencë e normuar* ose *relative* (matet me *cikle/kampion*), e cila ndonjëherë përdoret për të përshkruar variablin e frekuencës f . Në DSP, variabli i vazhdueshëm i kohës t me njësi *sekondat* zëvendësohet me variablin diskret numër i plotë n me njësi *kampionet*. Më saktësisht, variabli i kohës në *sekonda* ndahet në T (*sekonda / kampion*) intervale kampionimi, duke rezultuar që vlerat e variablit *kohë* në çastet e kampionimit [8] të jenë numra të plotë.

$$-\infty < F < \infty \quad \text{ose} \quad \omega = \Omega T \quad (2.4)$$

Megjithatë, situata është e ndryshme për sinusoidat diskrete në kohë. Kujtojmë se,

$$-\pi \leq \omega \leq \pi \quad \text{ose} \quad -\frac{1}{2} \leq f \leq \frac{1}{2} \quad (2.5)$$

Duke zëvendësuar (2.3) dhe (2.4) në (2.5), përcaktohet se frekuenca e sinusoidës së vazhdueshme në kohë, kur kampionohet me frekuencë $F_{kamp} = 1/T$, duhet të bie në diapazonin

$$-\frac{1}{2T} = -\frac{F_{kamp}}{2} \leq F \leq \frac{F_{kamp}}{2} = \frac{1}{2T} \quad (2.6)$$

ose

$$-\frac{\pi}{T} = -\pi F_{kamp} \leq \Omega \leq \pi F_{kamp} = \frac{\pi}{T} \quad (2.7)$$

Këto marrëdhënie paraqiten në mënyrë të përmbledhur në tabelën 2.1, ku konstatohet se diferenca kryesore ndërmjet sinjaleve të vazhdueshme në kohë dhe sinjaleve diskrete në kohë është në diapazonin e vlerave të variablit të frekuencës F dhe f , ose Ω dhe ω . Kampionimi periodik i një sinjali të vazhdueshëm në kohë nënkupton një korrespondencë [10] ndërmjet diapazonit të pafundëm të frekuencës për variablin F (ose Ω) dhe një diapazoni të fundëm të frekuencës për variablin f (ose ω). Meqenëse, frekuenca më e lartë në një sinjal diskret në kohë është $\omega = \pi$ ose $f = \frac{1}{2}$, vijon se me një frekuencë kampionimi F_{kamp} vlerat më të larta korresponduese të F dhe Ω janë

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

$$F_{max} = \frac{F_{kamp}}{2} = \frac{1}{2T} \quad \text{ose} \quad \Omega_{max} \leq \pi F_{kamp} = \frac{\pi}{T} \quad (2.8)$$

Si rrjedhim, kampionimi fut një *alias*, meqenëse frekuenca më e lartë që mund të identifikohet në mënyrë unike në një sinjal të vazhdueshëm në kohë, kur ai kampionohet me një frekuencë $F_{kamp} = 1/T$, është $F_{max} = F_{kamp}/2$, ose $\Omega_{max} = \pi F_{kamp}$.

Tabela 2.1 Marrëdhënia ndërmjet sinjaleve të vazhdueshme dhe diskrete në kohë [8]

Sinjalet e vazhdueshme në kohë	Sinjalet diskrete në kohë
$\Omega = 2\pi F$ $\frac{\text{radian}}{\text{seconde}} \quad \text{Hz}$	$\omega = 2\pi f$ $\frac{\text{radian}}{\text{kampion}} \quad \frac{\text{cikle}}{\text{kampion}}$
$\omega = \Omega T, \quad f = \frac{F}{F_{kamp}}$	$-\pi \leq \omega \leq \pi$ $-\frac{1}{2} \leq f \leq \frac{1}{2}$
$\Omega = \frac{\omega}{T}, \quad F = f \cdot F_{kamp}$	$-\frac{\pi}{T} \leq \Omega \leq \frac{\pi}{T}$ $-\frac{F_{kamp}}{2} \leq F \leq \frac{F_{kamp}}{2}$
$-\infty < F < \infty$ $-\infty < \Omega < \infty$	

Sinjali sinusoidal analog me frekuencë F_0 që përshkruhet nga ekuacioni:

$$x_a(t) = X_m \sin 2\pi F_0 t \quad (2.9)$$

paraqitet nga një vijë spektrale me frekuencë F_0 (figura 2.5.a). Pas kampionimit me periodë T_{kamp} , i njëjti sinjal përshkruhet si

$$x_a(n) = X_m \sin 2\pi F_0 n T_{kamp} \quad (2.10)$$

Meqenëse sinusoida është me periodë 2π [$\sin \varphi = \sin(\varphi + 2k\pi)$], varësia (2.9) mund të rishkruhet në formën

$$x_a(n) = X_m \sin 2\pi F_0 n T_{kamp} = X_m \sin(2\pi F_0 n T_{kamp} \pm 2k\pi) \quad (2.11)$$

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

Dhe duke futur vlerën $m = k/n$, marrim

$$x_a(n) = X_m \sin 2\pi \left(F_0 \pm \frac{k}{n} F_{kamp} \right) n T_{kamp} = X_m \sin 2\pi (F_0 \pm m F_{kamp}) n T_{kamp} \quad (2.12)$$

Duke krahasuar ekuacionet (2.10) dhe (2.11) konstatohet se pas kampionimit të sinjalit analog me frekuencë F_0 shfaqen komponentët $F_0 \pm m F_{kamp}$ (figura 2.5.b).

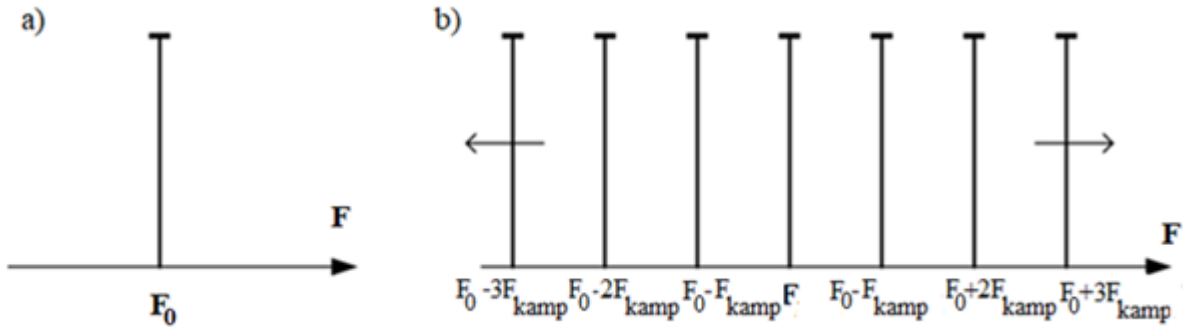


Figura 2.5 a) Spektri i një sinjali analog dhe b) përsëritja e tij pas kampionimit [14]

Pas kampionimit të sinjalit analog, spektri i frekuencës paraqitet me një numër të pafundëm të vijave që përsëriten në shumëfishin e $\pm F_{kamp}$. Vijat spektrale përsëriten dhe, në vend të një sinjali me frekuencë F_0 , kemi shumë sinjale me frekuencë $F_0 \pm m F_{kamp}$ (figura 2.5.b). Çdo shumëfish i frekuencës së kampionimit F_{kamp} , $2F_{kamp}$, $3F_{kamp}$, $4F_{kamp}$, etj, vendos një kopje të spektrit të sinjalit analog në të majtë dhe në të djathtë të spektrit fillestar të frekuencës. Kampionimi ka gjeneruar frekuenca të reja [8]. Sinjali mund të transformohet përsëri në sinjalin fillestar duke eliminuar të gjitha frekuencat mbi $\frac{1}{2} F_{kamp}$. Kjo nënkupton që një filtër analog i frekuencave të ulëta konverton sinjalin përsëri në sinjalin fillestar analog.

Në mënyrë të ngjashme, nëse në vend të një sinjali sinusoidal, kemi sinjale brenda një brezi të frekuencave me gjerësi w (figura 2.6.a), pas kampionimit marrim shumëfishimin e këtij brezi të frekuencave (figura 2.6.b). Marrim shumë sinjale me frekuenca $w \pm m F_{kamp}$.

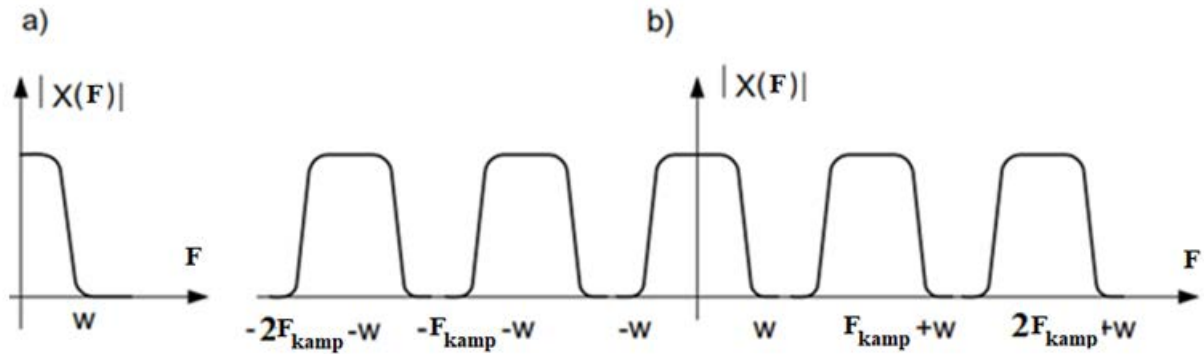


Figura 2.6 a) Sinjali me gjerësi brezi w dhe b) përsëritja e tij pas kampionimit [14]

2.3.2 Teorema e kampionimit

Për të përzgjedhur frekuencën e kampionimit F_{kamp} për një sinjal analog të dhënë duhet të kemi informacion rreth karakteristikave të sinjalit që do të kampionohet. Në veçanti, duhet të kemi informacion në lidhje me *përmbajtjen e frekuencës* së sinjalit [12]. Nëse njohim përmbajtjen e frekuencës maksimale të sinjalit, mund të specifikojmë frekuencën e nevojshme të kampionimit për të konvertuar sinjalet analoge në sinjale digjitale.

Meqenëse, frekuenca më e lartë që mund të identifikohet në mënyrë unike në një sinjal analog kur sinjali kampionohet me një frekuencë $F_{kamp} = 1/T_{kamp}$ është $F_{kamp}/2$, duhet që frekuenca e kampionimit të zgjidhet mjaftueshëm e lartë [8], d.m.th duhet që $F_{kamp}/2$ të zgjidhet më e madhe se frekuenca më e madhe e sinjalit analog.

$$F_{kamp} > 2 F_{max} \quad (2.13)$$

Teorema *Shannon* siguron që, nëse një sinjal i vazhdueshëm në kohë është me brez të kufizuar (d.m.th nëse transformimi i tij Fourier është zero për frekuencat mbi një maksimum frekuencash F_{max}) dhe kampionohet me një frekuencë më të madhe se dyfishi i frekuencës më të lartë të interesit F_{max} (ose gjeresisë së brezit të frekuencës, w) të sinjalit, atëherë **asnjë informacion** që përmban sinjali analog **nuk humbet** [10], në kuptimin që sinjali i vazhdueshëm në kohë mund të rindertohet saktësisht nga kampionet e sinjalit diskret në kohë.

Nëse sinjalet e paraqitura në figurën 2.6 kampionohen me frekuencë $F_{kamp} > 2w$, atëherë sinjalet në brezin e frekuencës $0 < F < w$, para kampionimit (figura 2.8.a) dhe pas kampionimit (2.8.b) janë të njëjta [14]. Por, nëse frekuenca e kampionimit është më e vogël se $2w$, sinjalet e shumëfishuara interferojnë në mënyrë të ndërsjelltë dhe në gjeresinë e brezit rreth frekuencës së kampionimit F_{kamp} shfaqen sinjale të deformuara (efekti *alias*), siç paraqiten në figurën 2.7.

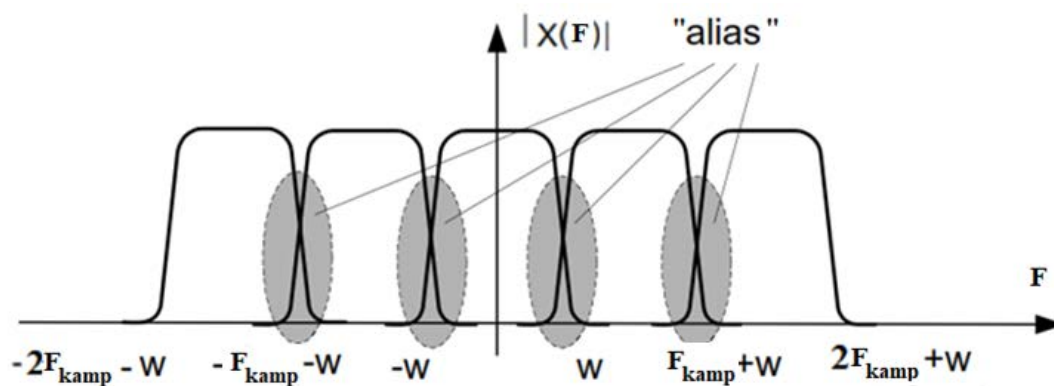


Figura 2.7 Efekti *alias* kur frekuenca e kampionimit është shumë e vogël [14]

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

Mirëpo, një zgjedhje e frekuencës së kampionimit sipas teoremës Shannon krijon rrezikun që komponentet e sinjalit me frekuencë $F > w$ të gjenerojnë sinjale *alias* me frekuencë sa diferenca ndërmjet frekuencës së sinjalit që do të digjitalizohet dhe frekuencës së kampionimit

$$F_{alias} = F - F_{kamp}, \text{ të cilat pas kampionimit bien në gjerësinë e brezit } w.$$

Çdo frekuencë mbi $F_{kamp}/2$ ose nën $-F_{kamp}/2$ rezulton në kampione që janë identike me një frekuencë korresponduese në diapazonin $-F_{kamp}/2 \leq F \leq F_{kamp}/2$, duke shkaktuar deformime [38], të quajtura *alias*. Sipas teoremës, ***sinjali kampionohet siç duhet vetëm nëse nuk përmban asnjë komponent të frekuencës mbi gjysmën e frekuencës së kampionimit.***

Një sinjal *alias* gjenerohet në të gjitha ADC-të pavarësisht nga arkitektura [17] nëse :

1. Sinjali kampionohet me një frekuencë kampionimi më të vogël se dyfishi i frekuencës Nyquist.
2. Komponentët e frekuencave mbi gjysmën e frekuencës së kampionimit (frekuenca Nyquist) nuk hiqen.

Alias do të thotë që komponentët e frekuencës së sinjalit në hyrje të ADC-së që janë më të lartë se gjysma e frekuencës së kampionimit të ADC-së shfaqen në sinjalin e kampionuar në një frekuencë nën gjysmën e frekuencës së kampionimit [39], siç ilustron në figurën 2.8. Komponentët e frekuencave mbi gjysmën e frekuencës së kampionimit (frekuenca Nyquist, F_N) pasqyrohen kundrejt frekuencës Nyquist.

Për të shmangur këtë efekt shtrembërues, para ADC-së duhet të vendoset një filtër i posaçëm *anti-alias* i frekuencave të ulëta me frekuencë prerje të barabartë me frekuencën Nyquist, që kufizon spektrin e frekuencave të sinjalit analog [17], duke hequr të gjithë komponentët e frekuencave mbi gjysmën e frekuencës së kampionimit. Kështu, sinjali nuk përmban komponentët e frekuencave mbi F_{max} . Zakonisht, një filtrim i tillë përdoret para kampionimit.

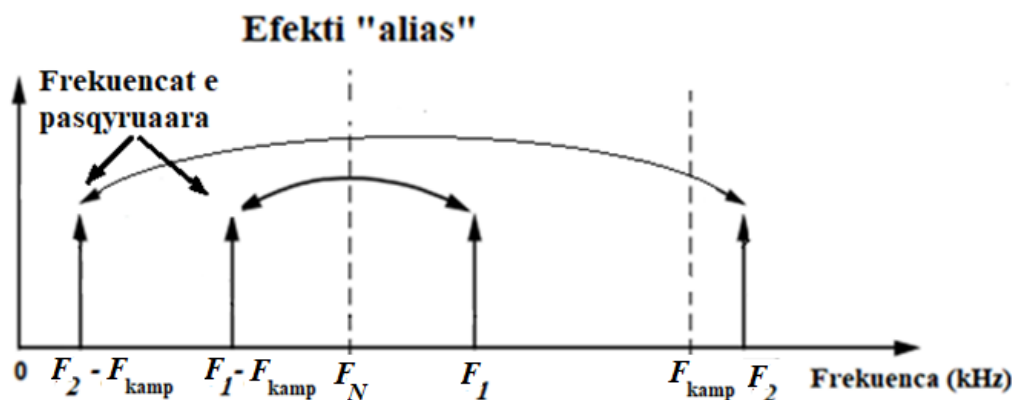


Figura 2.8 Efekti *alias* [39]

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

Frekuenca e duhur e kampionimit [7] mund të zgjidhet duke njohur frekuencën F_{max} . Figura 2.9 paraqet parimin e aplikimit të filtrit analog *anti-alias*. Filtrat digjitalë mund të shfaqin performanca shumë më të mira, por për aplikimin e filtrave të tillë është e nevojshme, së pari, konvertimi i sinjalit në forme digjitale.

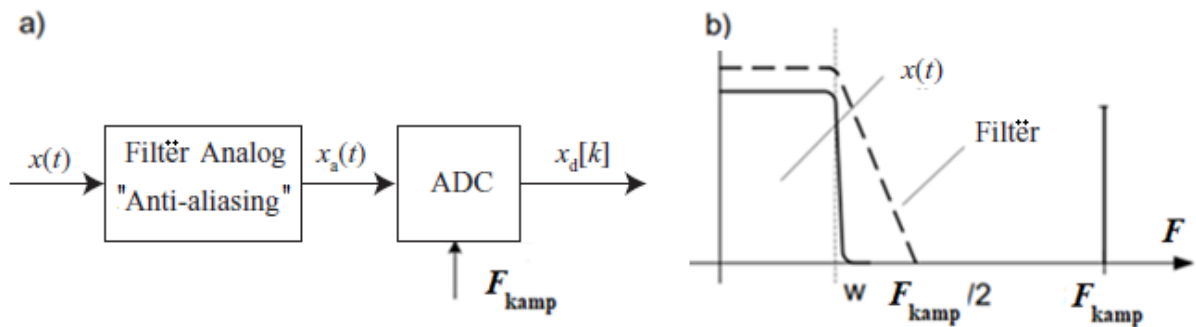


Figura 2.9 Parimi i aplikimit të filtrit *anti-alias* [14]

Të gjithë komponentët e frekuencave të sinjalit analog paraqiten në formë të kampionuar pa keqidentifikim dhe mund të rindërtohen pa deformime nga vlerat e kampioneve, duke përdorur një metodë interpolimi të përshtatshme (konvertim digjital-analog). Formula e duhur ose ideale e interpolimit specifikohet nga teorema e kampionimit [9].

2.3.3 Parametrat e ADC-ve

Parametrat më të rëndësishëm [28] të ADC-së, zakonisht, janë **frekuenca e kampionimit** dhe **numri i bit-eve**. Sasia e informacionit të bartur në një sinjal digjital kufizohet në dy mënyra. Së pari, **frekuenca e kampionimit** kufizon rezolucionin e variablave të pavarur, d.m.th. ngjarjet e vendosura afër në sinjalin analog mund të humbasin ndërmjet kampioneve. Së dyti, **numri i biteve** për kampion kufizon rezolucionin e variablave të varur, d.m.th ndryshime të vogla në amplitudën e sinjalit mund të humbasin në zhurmën e kuantizimit.

Frekuenca e kampionimit të një ADC-je karakterizon **gjerësinë e brezit** të frekuencës së ADC-së. *Frekuenca e kampionimit* është e rëndësishme [39] nëse merret parasysh frekuenca e sinjalit që përpunohet (*gjerësia e brezit* të frekuencës), por ajo nuk nënkupton automatikisht se frekuenca e interesit mund të jetë së paku gjysma e *frekuencës së kampionimit*. Nëse një ADC punon me një *frekuencë kampionimi* më të madhe se dyfishi i *gjerësisë së brezit* të frekuencës së sinjalit, atëherë është i mundur [9] rindërtimi i përsosur, duke pasur parasysh një ADC ideale dhe neglizhimin e gabimit të kuantizimit. Kampionimi nuk rezulton në humbje të informacionit, as nuk fut deformime në sinjal, nëse brezi i frekuencës së sinjalit është i përcaktuar dhe frekuenca e kampionimit $F_{k\text{amp}}$ kënaq teoremën e kampionimit.

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

Numri i *bit*-eve N që përdoret për të përfaqësuar vlerën analoge përcakton *rezolucionin* e një ADC-je, duke dhënë 2^N nivele kuantizimi që mund të gjenerohen për diapazonin e vlerave analoge. Kjo do të thotë se konvertuesi është i aftë të identifikojë 2^N madhësi të ndryshme të sinjalit [36]. Rezolucioni i ADC-së është i barabartë me tensionin LSB, d.m.th madhësinë më të vogël të vlerës së konvertuar. Është e qartë që sa më e madhe të jetë fjala digjitale që përfaqëson vlerën e kuantizuar (me sa më shumë *bit* të përfaqësohet kjo vlerë) aq më e mirë është cilësia e kuantizimit (gabimi i kuantizimit më i vogël dhe dinamika e kuantizimit më e madhe). Por kjo nuk do të thotë që numri i *bit*-eve (gjatësia e fjalës digjitale) përshkruan automatikisht *saktësinë*. Vetëm njohja e parametrave të tjerë si *gabimi*, *niveli i zhurmave*, *performancat dinamike* na japin informacion të plotë për performancën e ADC-së.

Teorikisht, *kuantizimi i sinjaleve analoge gjithnjë rezulton në një humbje të informacionit* si rezultat i përafrimeve të futura nga kuantizimi. *Rezolucioni* përcakton madhësinë [8] e *gabimit të kuantizimit*. Të gjithë kampionet që ndodhen në një distancë $\Delta/2$ rreth një niveli të caktuar kuantizimi përcaktohen me të njëjtën vlerë, duke rezultuar në deformim të sinjalit (figura 2.10). Gabimi që futet nga paraqitja e sinjalit me vlera të vijueshme nëpërmjet një vargu të fundëm të niveleve të vlerave diskrete quhet ***gabim kuantizimi*** ose ***zhurme kuantizimi***.

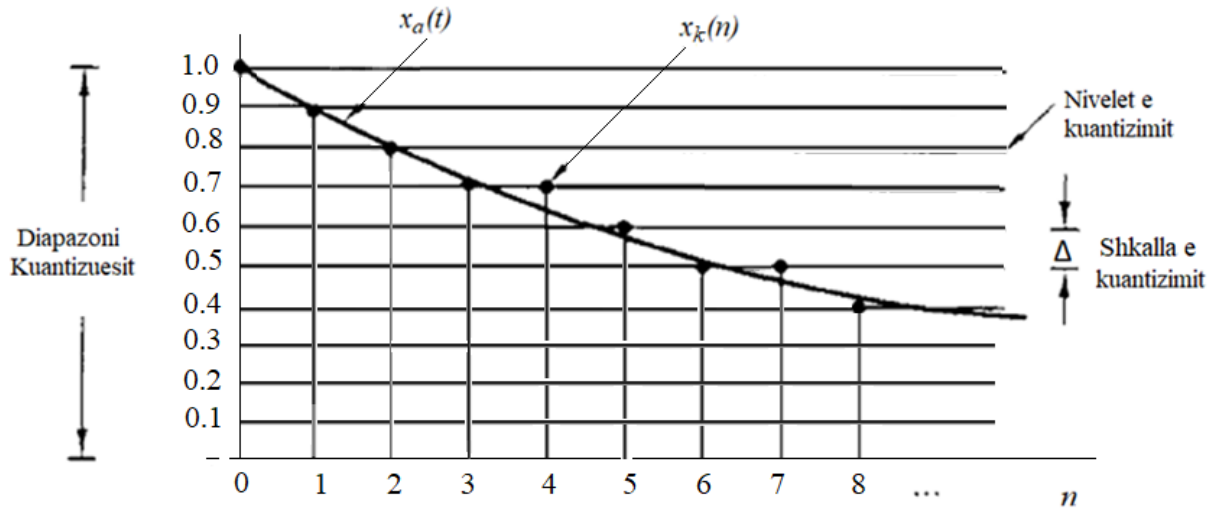


Figura 2.10 Procesi i kuantizimit [8]

Gabimi i kuantizimit është një varg $e_k(n)$ që përcaktohet si diferencë ndërmjet vlerës së kuantizuar dhe vlerës reale të kampionit. Pra,

$$e_k(n) = x_k(n) - x(n) \quad (2.14)$$

Gabimi i kuantizimit me rrumbullakosje $e_q(n)$ kufizohet në diapazonin nga $-\Delta/2$ deri në $\Delta/2$:

$$-\frac{\Delta}{2} \leq e_k(n) \leq \frac{\Delta}{2} \quad (2.15)$$

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

Gabimi i kuantizimit të çastit nuk mund të tejkalojë gjysmën e shkallës së kuantizimit. Nëse x_{min} dhe x_{max} paraqesin përkatesisht vlerën minimale dhe maksimale të $x(n)$ dhe $L = 2^N$ është numri i niveleve të kuantizimit, atëherë

$$\Delta = \frac{x_{max} - x_{min}}{2^N - 1} \quad (2.16)$$

Nëse **diapazoni dinamik** i sinjalit $x_{max} - x_{min}$ është i përcaktuar, rritja e numrit të niveleve të kuantizimit rezulton në një zvoglim të përmasës së shkallës së kuantizimit. Praktikisht, *gabimi i kuantizimit* mund të reduktohet në një vlerë të papërfillshme duke zgjedhur një numër të mjaftueshëm të niveleve të kuantizimit.

Diapazoni dinamik i një ADC-je influencohet nga disa faktorë, të tillë si:

- *rezolucioni*
- *lineariteti*
- *saktësia* (sa mirë përputhen nivelet e kuantizimit me sinjalin e vërtetë analog)
- *aliasing*

Cilësia e daljes së ADC-së, zakonisht, vlerësohet me raportin **sinjal-zhurmë kuantizimi** [36] ($SQNR$), që përcaktohet nga marrëdhënia:

$$SQNR(dB) = 10 \log_{10} SQNR = 1.76 + 6.02N \quad [dB] \quad (2.17)$$

$SQNR$ rritet afërsisht 6 dB për çdo bit të shtuar në gjatësinë e fjalës, d.m.th për çdo dyfishim të niveleve të kuantizimit. *Rezolucioni* përcakton maksimumin e mundshëm të raportit mesatar sinjal/zhurmë për një ADC ideale pa përdorur mbikampionimin. Megjithatë formula (2.17) është për sinjalet sinusoidale, një rezultat i ngjashëm qëndron për çdo sinjal, *diapazoni dinamik* i së cilit përputhet me diapazonin e kuantizuesit [28]. Kjo marrëdhënie është shumë e rëndësishme sepse ajo dikton numrin e bit-eve që kërkohet nga një aplikim i caktuar për të garantuar një raport të caktuar sinjal-zhurmë. Ajo është e vlefshme vetëm nëse zhurma përcaktohet në gjerësi të brezit nga DC në $F_{kamp}/2$. Nëse gjerësia e brezit të sinjalit w është më e vogël se $F_{kamp}/2$ atëherë shprehja (2.33) paraqitet në formën

$$SQNR(dB) = 1.76 + 6.02N + 10 \log \left(\frac{F_{kamp}}{2w} \right) \quad (2.18)$$

Shprehja (2.18) pasqyron efektin e zvogëlimit të zhurmës për shkak të mbikampionimit - për brezin e dhënë të sinjalit, dyfishimi i frekuencës së kampionimit rrit raportin $SQNR$ me 3dB.

Niveli i zhurmave është i rëndësishëm për *dinamikën e konvertimit*, e cila llogaritet [40] si raport i *diapazonit* të sinjalit ndaj *rezolucionit* të kuantizimit:

$$Dinamika\ e\ konvertimit = 20 \log \frac{x_{min} - x_{max}}{\Delta} = 6.02N \quad (2.19)$$

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

Shpesh, formula (2.19) interpretohet si "6 dB për një bit". Konceptet e *SQNR*-së dhe *dinamikës së konvertimit* janë të lidhura ngushtë. *Dinamika e konvertimit* mat raportin midis sinjalit më të fortë të padeformuar në një kanal dhe sinjalit minimal të dallueshëm, që për shumicën e rasteve është niveli i zhurmës [41]. *SQNR*-ja mat raportin midis një niveli arbitrar të sinjalit (jo domosdoshmërisht sinjalit më të fuqishëm të mundshëm) dhe zhurmës.

Një ADC ideale ka vetëm *gabim kuantizimi* [9], prania e të cilit kufizon *diapazonin dinamik* të tij. Megjithatë, nëse *diapazoni dinamik* i ADC-së tejkalon atë të sinjalit të hyrjes, efektet e tij mund të neglizhohen duke rezultuar në një përfaqësim thelbësisht të përsosur digjital të sinjalit të hyrjes. Por, në të gjitha qarqet reale ADC-të, zhurmat shtesë dhe deformimi mund të jenë të konsiderueshme. Në të vërtetë, çdo sinjal elektrik përmban një vlerë të caktuar të zhurmës. Nëse konvertuesi do të kishte një tension *LSB* më të vogël se niveli i zhurmës së sinjalit, *bit*-et e fundit do të vareshin vetëm nga zhurma. Gabimi i kuantizimit mund të reduktohet duke rritur *rezolucionin* e ADC-së. Mirëpo, rritja e rezolucionit ndikon në çmim. Sa duhet të jetë rezolucioni [42] për një aplikim të veçantë ?

Për të vlerësuar cilësinë e sinjalit të digjitalizuar përdoret parametri i ***numrit efektiv të biteve*** (*ENOB*), i cili duhet të mundësojë një *rezolucion* më të mirë se sinjali më i vogël që matet. Një ADC ideale ka *ENOB* të barabartë me *rezolucionin* e saj. *ENOB*-ja është një vlerësues i *diapazonit dinamik* të një ADC-je.

Për sinjale sinusoidale në hyrje, *ENOB* mund të përcaktohet nga marrëdhënia [19]:

$$ENOB = \frac{SNR_{max} - 1.76}{6.02} \quad (2.20)$$

2.3.4 Strukturat e hyrjes së ADC-ve

Për tensionin në hyrje të ADC-ve ekzistojnë tre struktura të ndryshme të hyrjes, *single-ended*, *pseudo-differential* dhe *fully-differential*, ku secilia prej tyre ka përparësitë e veta [15]. Sensorët që kanë në dalje një sinjal tensioni mundësojnë ose një dalje të vetme ose dalje diferenciale. Përveç kësaj, nëse përdoret qarku i kushtëzimit të sinjalit ndërmjet sensorit dhe ADC-së, ky qark mund të ndikojë në zgjedhjen e strukturës së hyrjes së ADC-së. Disa ADC janë të konfigurueshme [36], duke mundësuar përzgjedhjen ndërmjet strukturave hyrëse *single-ended* ose *pseudo-differential*, ndërsa të tjera lejojnë një zgjedhje ndërmjet *single-ended* ose *fully-differential*. Zgjedhja përfundimtare e strukturës së hyrjes që do të përdoret varet nga ***sensori, qarku i kushtëzimit të sinjalit, aplikimi dhe kërkesa e saktësisë***.

2.3.4.1 Hyrja *single-ended*

Çdo ADC *single-ended* [43] ka një hyrje që lidhet me sinjalin që duhet të konvertohet në sinjal digjital. Sinjali i referohet ose tokës, ose ndonjë tensioni tjetër referencë. Pra, ADC-ja *single-*

ended digjitalizon tensionin analog në hyrje në lidhje me tokën. Figura 2.11 paraqit një ADC *single-ended*. Ky konverter redukton [44] kompleksitetin dhe shpenzimin e energjisë në kanalin e sinjalit. Për sinjalet *single-ended* të gjitha hyrjet i referohen tokës së sistemit.

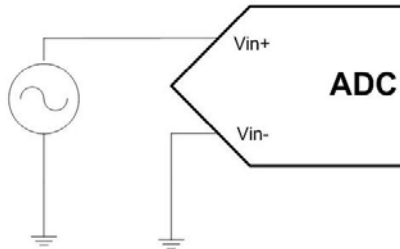


Figura 2.11 ADC me hyrje *single-ended* [44]

Hyrjet *single-ended* janë më të ndjeshme ndaj zhurmave dhe DC *offset*, të cilat zvogëlojnë diapazonin dinamik të sinjalit të hyrjes. Megjithatë, qarku i kushtëzimit të sinjalit mund t'i zvogëlojë këto efekte.

2.3.4.2 Hyrja *fully-differential*

Në ADC-të me hyrje *fully-differential* janë të mundshme të dyja hyrjet, hyrja invertuese (V_{in-}) dhe joinvertuese (V_{in+}). Ndryshe nga ADC *single-ended*, hyrja e sinjalit tek ADC *fully-differential* [43] nuk i referohet një tensioni referencë të caktuar. Për të thjeshtuar analizën, supozohet se tensioni i hyrjes është "qëndëruar", me gjysmën e tensionit mbi 0 (pikë toke) dhe gjysma nën 0 (pikë toke). Në fakt, tensioni i hyrjes nuk ka nevojë të jetë i qëndëruar kundrejt tokës dhe, siç u përmend më lart, nuk ka nevojë t'i referohet tokës. Fig.2.12 paraqit një ADC me hyrje *fully-differential*.

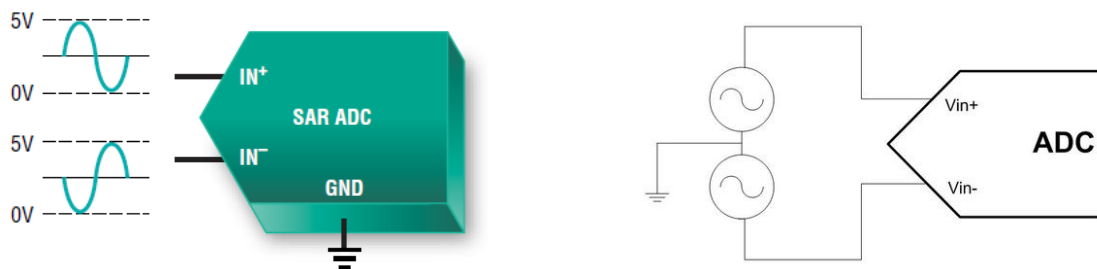


Figura 2.12 ADC me hyrje *fully-differential* [46]

Një ADC me hyrje *fully-differential* digjitalizon [44] diferencën e tensioneve ndërmjet dy hyrjeve analoge, $V_{in+} - V_{in-}$ mbi një diapazon $\pm V_{FS}$ (*full scale voltage*). Në këtë diapazon, V_{in+} dhe V_{in-} duhet të jenë me një diferencë faze 180° kundrejt njëri-tjetrit, të qëndëruar në një tension të caktuar të përbashkët. Është e rëndësishme të theksojmë se dalja e konverterit është

zero kur hyrjet janë të barabarta [45]. Ndërsa tensioni diferencë ndërmjet hyrjeve V_{in}^+ dhe V_{in}^- rritet, kodi i daljes gjithashtu rritet. Tensioni maksimal në të cilën kemi vleren digjitale maksimale të mundshme është V_{REF} . Diapazoni i plotë i ADC-së do të përdoret duke vendosur V_{REF} të barabartë me shtrirjen maksimale të sinjalit.

Kujdes duhet t'i kushtohet diapazonit të pranueshëm [46] të tensionit në hyrjen e përbashkët të ADC-së. Në mjedise me zhurma, hyrja diferenciale mund të tejkalojë diapazonin e lejuar të tensionit të hyrjes në ADC për shkak të zhurmave. Për performancë më të mirë, zvogëlohet diapazoni i sinjalit të hyrjes për të siguruar që diapazoni i hyrjes në ADC të mos tejkalohet.

Avantazhi kryesor i ADC-ve me hyrje *fully-differential* është imuniteti i lartë [46] ndaj zhurmës në krahasim me ADC-të me hyrje *single-ended*. Në ADC-të me hyrje *fully-differential*, të dy sinjalet e hyrjes ekzekutohen paralelisht me njëri-tjetrin, prandaj e njëjta madhësi zhurme bashkohet me të dy sinjalet. Gjithashtu, kur të dy sinjalet ekzekutohen paralelisht dhe në të njëjtën distancë, ato janë në të njëjtën fazë kur arrijnë në ADC. Meqë zhurma që shoqëron të dy sinjalet ka të njëjtën amplitudë dhe të njëjtën fazë, ajo eliminohet [15] duke siguruar imunitet shumë të lartë ndaj zhurmës. Ky imunitet i lartë ndaj zhurmës i bën ADC-të me hyrje *fully-differential* një përshtatje më e mirë në aplikimet ku sinjali i daljes nga një sensor është shumë i vogël dhe/ose zhurma në sistem është shumë e lartë. **Për heqjen maksimale të zhurmës, përdoret hyrja *fully-differential*.**

Një **avantazh tjetër** i rëndësishëm i ADC-ve me hyrje *fully-differential* është rritja e diapazonit dinamik [43]. Me ushqimin e qarkut me tension 3.3V dhe më të ulët, kërkohen mënyra për të arritur një diapazon dinamik më të madh në hyrje. Diapazoni dinamik i ADC-së me hyrje *fully-differential* jepet nga $V_{in}^+ \pm V_{in}^-$. Teorikisht, për të njëjtin nivel të tensionit në hyrje, ADC-të me hyrje *fully-differential* do të kenë dyfishin e diapazonit dinamik në krahasim me ADC-të me një hyrje *single-ended* [figura 2.13 (a)], për shkak të diferencës së fazës 180° që mund kenë dy hyrjet diferenciale, siç tregohet në figurën 2.13(b).

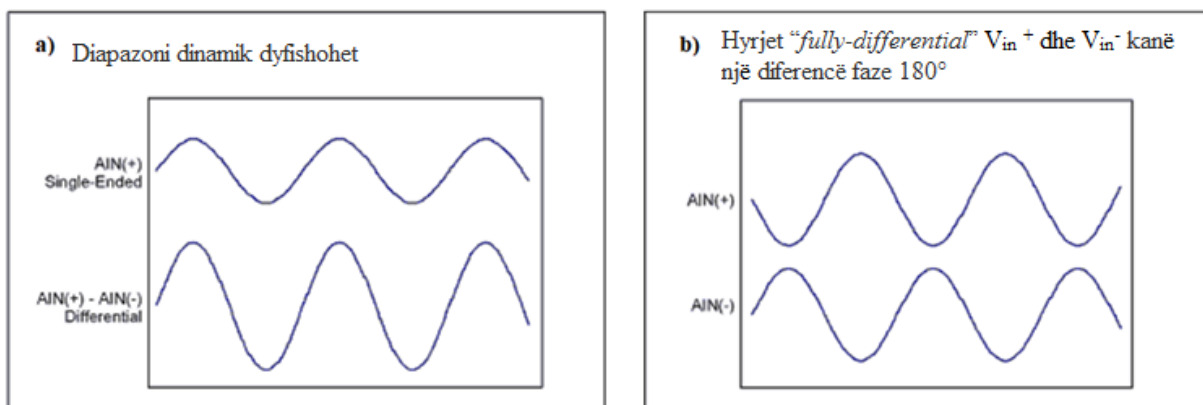


Figura 2.13 ADC me hyrje *fully-differential* dyfishon diapazonin dinamik [43]

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

Gjithashtu, në ADC-të me hyrje *fully-differential* përmirësohet *SQNR* për shkak të ndryshimit të diapazonit dinamik [47]. Në rastin e një ADC-je me hyrje *fully-differential*, niveli i tensionit të hyrjes në shkallë të plotë (amplituda e sinjalit) mund të jetë dy herë më i lartë në krahasim me një ADC me një hyrje. Ndërsa sinjali minimal i identifikueshëm zakonisht kufizohet nga niveli i zhurmës. Kështu *SQNR*-ja përmirësohet me 6 dB vetëm për shkak të një diapazoni dinamik më të lartë në ADC-të me hyrje *fully-differential*.

Kështu, përdorimi i një ADC-je me hyrje *fully-differential* mund të sjellë përmirësime [36] të rëndësishme të performancës së sistemit, krahasuar me ADC me hyrje *single-ended*. Pa dyshim, ADC-të me hyrje *single-ended* mund të jenë me një kosto më të ulët në krahasim me ADC-të *fully-differential* dhe janë madje një përshtatje e mirë për disa aplikacione. Megjithatë, në aplikacionet që kërkojnë performancë të lartë, ADC me hyrje *fully-differential* janë ideale.

Disavantazhi [19] i vetëm më i madh i ADC-ve me hyrje *fully-differential* është numri i reduktuar i kanaleve të hyrjes që mund të realizohen duke përdorur një numër të caktuar të *pin*-eve. Meqenëse ato përdorin dy *pin*-e për hyrje, ADC-të me hyrje *fully-differential* mund të kenë vetëm gjysmën e numrit të kanaleve në krahasim me ADC-të me hyrje *single-ended* me të njëjtin numër të *pin*-eve. Kjo mund të mos jetë problem nëse në një paketë janë në dispozicion shumë *pin*-e, por kjo mund të përbëjë një shqetësim kur *pin*-et janë të kufizuara. Gjithashtu, marrim në konsideratë se ADC-të që mbështesin të dyja tipat e hyrjeve, *single-ended* dhe *fully-differential*, mund të mbështesin frekuenca të ndryshme kampionimi në të dy mënyrat.

2.3.4.3 Hyrja pseudo-differential

ADC me hyrje *pseudo-differential* (figura 2.14) [46] janë të ngjashme me ADC-të me hyrje *fully-differential* në faktin që ata ndajnë tokën e sinjalit nga toka e ADC-së, duke lejuar që tensioni i perbashkët DC të anulohet (ndryshe nga ADC-të me hyrje *single-ended*). Megjithatë ndryshe nga ADC me hyrje *fully-differential*, ato ndikojnë pak mbi zhurmën dinamike [44]. Një ADC me hyrje *pseudo-differential* digjitalizon tensionin diferencë të hyrjes analoge ($V_{in}^+ \pm V_{in}^-$) mbi një diapazon të kufizuar. Hyrja V_{in}^+ ka sinjalin aktual të hyrjes analoge, ndërsa hyrja V_{in}^- ka një diapazon të kufizuar.

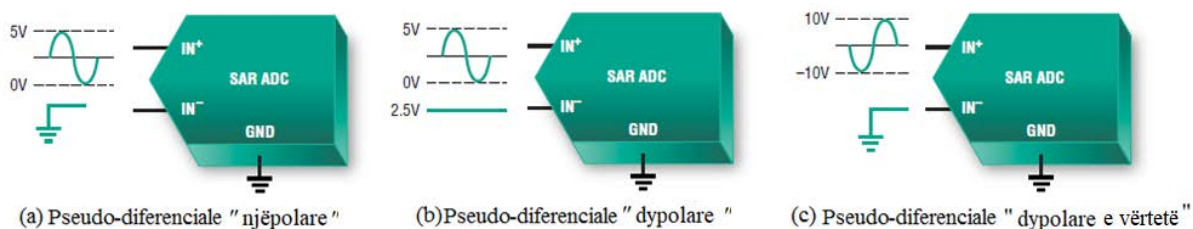


Figura 2.14 ADC me hyrje *pseudo-differential* [46]

Hyrjet *pseudo-differential* ndihmojnë për të veçuar tokën e sinjalit nga toka e ADC-së, duke lejuar që tensione të vogla të përbashkëta të eliminohen. Ato gjithashtu lejojnë sinjale hyrëse *single-ended* që i referohen tokës së ADC-së.

ADC-të *pseudo-differential* janë ideale për aplikimet që kërkojnë eliminimin e tensionit të përbashkët DC dhe për aplikimet që nuk duan kompleksitetin e *software*-ve diferencialë. Hyrjet *pseudo-differential* thjeshtojnë [43] kërkesat *software* të ADC-së, zvogëlojnë kompleksitetin dhe shpenzojnë më pak energji në kanalën e sinjalit. Hyrjet *pseudo-differential* nuk sigurojnë eliminimin e sinjaleve të përbashkëta AC. Për eliminim dinamik të përbashkët, zgjidhen ADC-të *fully-differential*, të cilat ofrojnë performancë më të mirë duke eliminuar tensionet DC dhe tensionet dinamike të përbashkëta.

2.3.5 Tipet e ADC-ve

Arkitekturat e ADC-ve janë të ndryshme, duke rezultuar në një mundësi të gjerë zgjedhjeje të performancës, fuqisë, kostos dhe kompleksitetit. Zgjedhja e ADC-së së duhur është thelbësisht e rëndësishme për suksesin e DSP dhe zgjidhjen e filtrit [36]. ADC-të janë të mundshme në një diapazon të gjerë të *frekuencave të kampionimit* dhe *rezolucionit*. Përdoret një shumëllojshmëri e qarqeve ADC bazuar në *frekuencën e kampionimit* dhe *rezolucionin* e dëshiruar, por më të përdorshmit janë *flash*, *pipeline*, *successive-approximation* (SAR) dhe *sigma-delta*.

Kuantizimi, *frekuenca e kampionimit* si dhe *frekuenca Nyquist* përbëjnë konceptet bazë të konvertimit të të dhënave dhe mundësojnë vlerësimin e kërkesave të konvertimit për aplikime të veçanta. Përzgjedhja e saktë e qarkut të integruar të konvertimit të të dhënave është një kombinim i identifikimit të kërkesave të aplikimit dhe pastaj i gjetjes së një pajisjeje që përputhet me këto specifike.

Figura 2.15 paraqet krahasimin e dy parametrave të rëndësishëm të ADC-ve: ***frekuenca e kampionimit*** dhe ***rezolucioni*** (numri i *bit*-eve). Nga krahasimi konstatohet [14] se nuk ka ADC të gjithanshme me shpejtësi të madhe dhe rezolucion të vogël dhe anasjelltas - konvertuesit e saktë (numër i madh *bit*-esh) janë disi të ngadalshëm. Konvertuesit më të shtrenjtë janë ato me rezolucion të lartë (16 *bit*) dhe shpejtësi të madhe 100 *Ms/sec*. Kjo performancë mund të sigurohet duke përdorur ADC *pipeline*. Për konvertim shumë të shpejtë të sinjaleve përdoren konvertuesit *flash*. Konvertuesit më të përdorshëm janë SAR (*Successive Approximation*) dhe *Delta-Sigma*.

Në zonën e rezolucionit më të mirë (24 *bit*) dominojnë konvertuesit *Delta - Sigma*. ADC-ja tip *Delta-Sigma* funksionon në diapazonet e frekuencave të ulëta [20], afërsisht deri në 10 *kHz*, me rezolucion shumë të lartë që varion nga 12 *bit* deri në 24 *bit*. Avantazhet e ADC-së tip *Delta-Sigma* përfshijnë: konsum të vogël të energjisë, rezolucion shumë të lartë, qëndrueshmëri të lartë dhe kosto të ulët. Disavantazhi për këtë tip konvertuesi është shpejtësia e ulët.

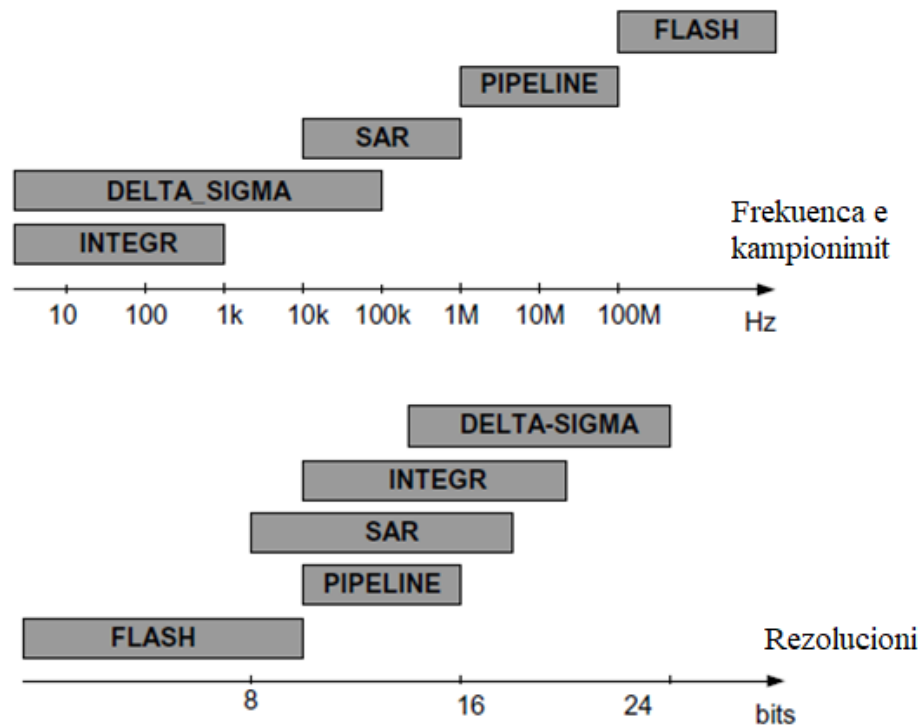


Figura 2.15 Krahasimi i performancave të ADC-ve me hyrje *fully-differential* [14]

ADC-të tip SAR janë arkitektura që zgjidhen shpesh për aplikime me **rezolucion mesatar**. SAR-ADC-të funksionojnë me *saktësi relativisht të lartë* (16-bit) dhe *diapazon të gjerë të frekuencës së kampionimit* deri në 1Ms/sec. SAR-ADC vlerësohet për shkak të saktësisë së tij [42] dhe praktikisht të gjitha qarqet e marrjes së të dhënave përdorin këtë konvertues. SAR-ADC-të janë të thjeshtë për t'u projektuar dhe konsumojnë pak energji (pasi kanë vetëm një krahasues). Për të njëjtën frekuencë kampionimi 100kHz, konvertuesi SAR ka një kohë vonese jo më të madhe se 10 μ s, ndërsa konvertuesi *Delta - Sigma* shfaq një kohë vonese rreth 400 μ s.

2.3.5.1 ADC tip SAR

Një ADC tip SAR konverton një sinjal analog të vazhdueshëm në një përfaqësim diskret digjital, nëpërmjet një kërkimi binar përmes të gjitha niveleve të mundshme të kuantizimit, përpara se të konvertojë përfundimisht një dalje digjitale [14]. Konvertuesi SAR është një nga tipet e ADC-ve që përdoret më gjerësisht. Ai ka qark më kompleks se ADC *digital ramp*, por një kohë konvertimi shumë më të shkurtër. Në figurën 2.16 paraqitet bllok diagrama e ADC tip SAR.

Përveç kësaj, ADC-ja tip SAR kanë një vlerë të përcaktuar të kohës së konvertimit që nuk varet nga vlera e hyrjes analoge [9]. Koha totale e konvertimit për një ADC tip SAR me $N - bit$ do të jetë N cikle *clock*. Meqenëse ADC-të tip SAR kanë kohë konvertimi relativisht të shpejtë,

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

përdorimi i tyre në aplikimet e marrjes së të dhënave do të lejojë që në një interval kohe të merren më shumë vlera të dhënash.

SAR-ADC ka dy hyrje analoge $V_{IN}(+)$ dhe $V_{IN}(-)$ për të lejuar hyrje diferenciale. Hyrja analoge V_{IN} është diferencë e tensioneve analoge të aplikuara në këto hyrje [$V_{IN} = V_{IN}(+) - V_{IN}(-)$]. Në matjet *single ended* [48], hyrja analoge aplikohet tek $V_{IN}(+)$, ndërsa $V_{IN}(-)$ lidhet me tokën analoge.

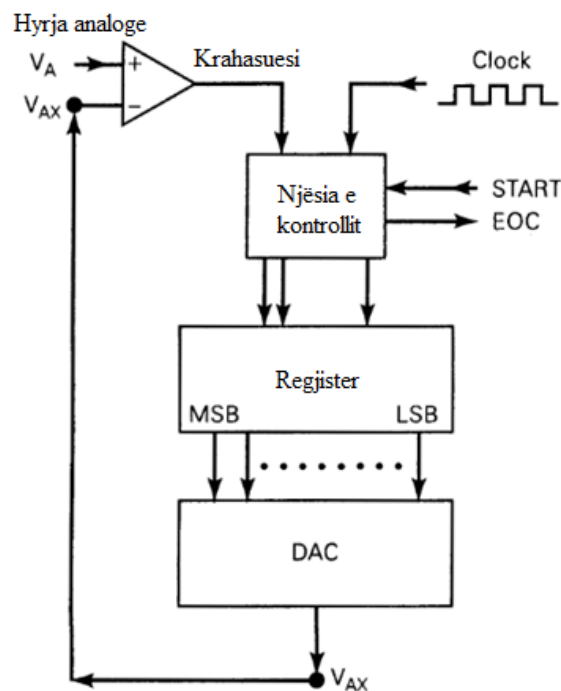


Figura 2.16 Bllok-diagrama e ADC-së tip SAR [14]

SAR-ADC ka tokëzime të veçanta për tensionet digjitale dhe për tensionet analoge. Toka digjitale është me zhurma [15] për shkak të ndryshimeve të menjëhershme të rrymës që ndodhin ndërsa pajisja digjitale ndryshon gjendje. Përdorimi i një tokëzimi të veçantë për tensionet analoge, megjithëse nuk është i nevojshëm, parandalon shkaktimin e ndryshimeve të parakohshme tek krahasuesit analog brenda ADC-së nga zhurmat e tokëzimit digjital.

2.4 Struktura e sistemit të matjes dhe monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

Në figurën 2.17 paraqitet struktura e përgjithshme [49] e një sistemi modern të matjes dhe monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale, i cili përmban elementët si vijon [50]:

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

- **Njësia e kushtëzimit të sinjalit** (*analog front end* - AFE) që kushtëzon daljet e sensorëve duke konvertuar, amplifikuar apo filtruar sinjalet.
- **Konverteri analog-dixhital** (ADC) që konverton daljet e kushtëzuara të sensorëve në të dhëna digjitale.
- **Njësia e përpunimit të programueshëm të sinjalit digjital** (procesori) që transmeton të dhënat në një procesor qendror (PC) dhe një LCD.

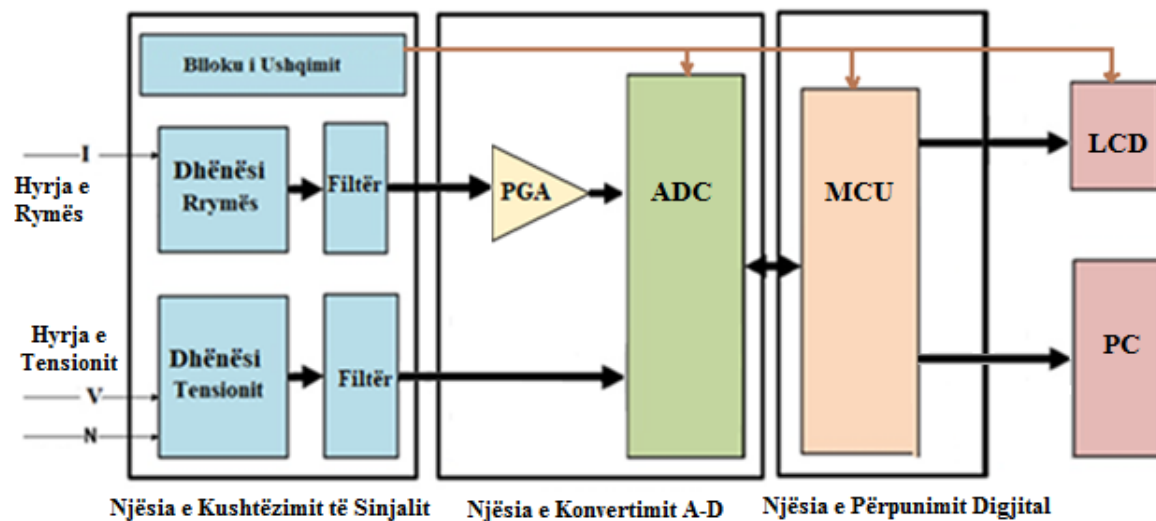


Figura 2.17 Struktura e një sistemi të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale [49]

2.5 Njësia e kushtëzimit të sinjalit

Karakteristikat e objektit të shqyrtuar (ato elektrike dhe ato joelektrike) përcaktohen duke përdorur **sensorë** [51] të ndryshëm, të cilët konvertojnë vlerat e matura në sinjale elektrike. Për shkak të përparimit të elektronikës, ato bashkohen me përforcues, qarqe korrektimi, ADC, madje edhe mikrokontrollorë [14]. Së fundmi, shumë shpesh përdoren të ashtuquajturit sensorë inteligjentë që janë të pajisur me ndërfaqen e daljes [19] (USB1, RS232c2 ose Ethernet3). Përgjithësisht, sensorët klasifikohen në 5 tipe të ndryshëm: rezistivë, induktivë, kapacitivë, tensioni ose rryme, në varësi të sinjalit elektrik në dalje të tyre. Dalja e këtyre sensorëve ndryshon në varësi të madhësisë që matet.

Megjithëse daljet e sensorëve janë 5 tipe, madhësitë elektrike kryesore që mund të maten nga MCU-ja janë *tensioni*, *koha* dhe *frekuenca*. Prandaj, dalja e një sensori nuk mund të lidhet në mënyrë të drejtpërdrejtë tek MCU-ja [15]. Sinjali në dalje të sensorit është i nevojshëm të konvertohet në një nga këto tre tipe të sinjaleve të standardizuar, të cilët janë më të përshtatshëm

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

për përpunim të mëtejshëm, me qëllim që të përcaktohet vlera ekuivalente digjitale. Sinjale të ndryshëm të sensorëve transformohen në formë të standartizuar me ndihmën e të ashtuquajturëve qarqe AFE. Prandaj, një **funksion** i AFE-së është të **konvertojë** [14] sinjalet nga një tip në një tjetër, p.sh, sensorët e zakonshëm japin në dalje tension, por disa japin rrymë. Qarku ADC nuk pranon sinjal rryme në hyrje, prandaj ky sinjal rryme duhet të konvertohet [19] në tension para se të transmetohet në ADC.

AFE-ja kryen funksione të shumta, në varësi të aplikimit. Një **funksion tjetër i AFE-së** është të **përforcojë** [20] sinjalet që janë shumë të dobët për t'u lexuar nga MCU-ja. Qarku AFE përdor përforcues për të siguruar tensione në dalje që janë qindra deri në mijëra herë më të mëdhenj se tensioni i mundësuar nga sensorët. Zakonisht kjo realizohet me përforcues operacional [51], i cili mund të ndryshojë gjerësisht në kosto dhe fuqi, bazuar në karakteristikat e kërkuara dhe që lidhet në dalje të sensorit. Funksioni i përforcuesit është të përforcojë sinjalin [19] në hyrje të tij në mënyrë që të përshtatet me diapazonin e hyrjes së ADC-së. P.sh nëse burimi i tensionit ka një dalje maksimale prej 30mV dhe ADC-ja ka një diapazon prej 1.2V, atëherë përforcuesi duhet të ketë një koeficient përforcimi 32 për të përforcuar sinjalin në 0.96, duke lejuar një 0.04V për tensionin *offset*, *overshoot*-in e sinjalit, etj. Për sinjalet që janë brenda diapazonit të matjes së ADC, përforcuesi mund të jetë një *buffer* me koeficient përforcimi njësi ose mund të mos jetë i nevojshëm.

Struktura e përforcuesit të AFE-së mund të ndryshojë në varësi të karakteristikave të sensorit. Shumë sensorë kërkojnë një përforcues me një impedancë të lartë në hyrje [20]. Nëse sinjali i sensorit është mjaftueshëm i lartë për të kapërcyer stadin e përforcuesit, dalja e sensorit mund të lidhet në një ADC përmes një *buffer*-i me koeficient përforcimi njësi që mundëson një impedancë të lartë hyrje në ADC. Për sensorë, të tillë si termociftet dhe rezistorët *shunt*, preferohet një përforcues diferencial. Për sensorët diferencialë me impedancë të ulët në dalje dhe sinjal tensioni në dalje konsiderueshëm të lartë, dalja e sensorit mund të lidhet drejtpërdrejt me ADC-në diferenciale.

Filtrimi analog është një pjesë kritike e sistemit të marrjes së të dhënave, prandaj, funksioni i **tretë** i AFE-së është **filtrimi** i sinjalit [15]. Në varësi të funksionit, filtri analog mund të jetë :

- Filtër i *frekuencave të ulëta*, për të kënaqur kufirin *Nyquist* (filtër *anti-aliasing*);
- Filtër *brez kalues*, për të dobësuar zhurmat e ushqimit;
- Filtër i *frekuencave të larta*, për të hequr *DC offset* dhe për të nxjerrë vetëm brezin e interesit të sinjalit.

Nëse nuk përdoret një filtër analog, sinjalet jashtë gjysmës së brezit të *frekuencës së kampionimit* të ADC-së mbivendosen përsëri në rrugën e sinjalit [9]. Kur një sinjal deformohet gjatë procesit të digjitalizimit është e pamundur të dallojmë zhurmën nga frekuencat brenda brezit dhe jashtë

brez. Nëse nuk i heqim këto sinjale, konvertuesi i konverton ato në një frekuencë më të ulët brenda gjerësisë së brezit të konvertimit digjital.

Për të shmangur efektin *aliasing*, para ADC-së duhet të futet një filtër i frekuencave të ulëta me *frekuencë prerje* të barabartë me frekuencën *Nyquist* [29]. Frekuenca *Nyquist* është gjysma e frekuencës së kampionimit $f_N = f_{kamp} / 2$. Frekuenca e prerjes së filtrit *anti-aliasing* varet nga dinamika e sinjalit.

Filtri *anti-aliasing* kërkohet patjetër për SAR-ADC, qëllimi i të cilit është heqja e sinjaleve që kanë frekuencë më të lartë se frekuenca *Nyquist* e konvertuesit. Rendi i këtij filtri *anti-aliasing* është më i lartë se për konverterin *delta-sigma*. Dalja e filtrit lidhet me ADC-në.

AFE është një arkitekturë e programueshme [51] nga MCU-ja. Duke shqyrtuar tipa të ndryshëm sensorësh, mund të konstatohen topologjitë e përgjithshme dhe diapazonet karakteristike të sinjaleve. Duke pasur mundësinë që të ndryshohen karakteristikat e përforcuesve operacionalë, ose që të ndryshohen në mënyrë dinamike vlerat e koeficientit të përforcimit [20], reduktohet në mënyrë të konsiderueshme kompleksiteti dhe koha e realizimit. Një teknologji plotësisht e konfigurueshme mundëson krijimin e një qarku AFE të dëshiruar, thjesht duke vendosur parametrat kryesorë të blloqeve të ndryshme dhe pastaj duke përzgjedhur lidhjen ndërmjet këtyre blloqeve.

Ndërsa AFE-ja kryen *konvertimin* / *amplifikimin* / *filtrimin* e sinjaleve nga sensori, MCU-ja mund të analizojë sinjalet e AFE-së për të ndryshuar në mënyrë dinamike vlerat e koeficientëve të përforcimit (d.m.th ndërsa sistemi është duke punuar) për të kompesuar ndryshimet [25]. Ky kontur i mbyllur, strukturë vetërregulluese e AFE-së mundëson një ndërfaqe inteligjente me sensorët. Ndërsa lexohen sinjalet nga AFE dhe krahasohen me parametrat e njohur për të bërë rregullimet e nevojshme në AFE, qarku AFE + MCU mundëson automatizimin [51] e procesit të rregullimit, duke ulur në këtë mënyrë koston e prodhimit të sistemit. Në të njëjtën mënyrë, MCU-ja mund të rregullojë automatikisht përforcimin e AFE-së, me qëllim që të neutralizojë devijimet e sinjalit të gjeneruar, të shkaktuara nga degradimi që mund t'i ndodh sensorit me kalimin e kohës.

AFE-të e konfigurueshme mundësojnë shkallëzueshmërinë [52]. Ndërkohë që **konfigueshmëria** është e rëndësishme për të reduktuar kompleksitetin dhe kohën e procesit të identifikimit dhe eliminimit të gabimeve në *hardware* ose *software (debugg)*, një faktor tjetër i rëndësishëm është **shkallëzueshmëria**. Një AFE me një numër të mjaftueshëm terminalesh për të lidhur të gjithë sensorët që nevojiten zakonisht eliminon nevojën për të pasur një qark AFE të veçantë për çdo sensor. Trajtimi i një grupi sensorësh me një AFE të vetme ndihmon në reduktimin e qarkut dhe njëkohësisht zvogëlon numrin e komponentëve të sistemit, ndërkohë që redukton 20% konsumin e energjisë.

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

Për të përshtatur dhe konfiguruar karakteristikat e AFE-së për një aplikim të caktuar, nevojitet një *tool* projektimi bazuar në *software*, i cili ekzekutohet në një PC [53]. Një paraqitje grafike e sinjaleve në dalje të AFE-së mund të përdoret për të monitoruar në kohe reale sistemet me lidhje të kundërta të mbyllura, e cila do ta bënte shumë më të lehtë rregullimin dhe tarimin e AFE-së. Të gjitha këto veçori reduktojnë kompleksitetin e krijimit dhe reduktojnë koston. Pasi vendoset konfigurimi, *tool* nxjerr një *file* që mund të përdoret nga *software* në MCU. MCU-ja ruan konfigurimet e sensorit në *firmware*-in e tij dhe kur energjia aplikohet në sistem, MCU-ja dërgon konfigurimet [53] e ruajtura në regjistrat e qarkut analog, duke rikonfiguruar qarkun.

2.5.1 Qarku për matjen e tensionit

Matja e parametrave të tensionit kërkon [34] zvogëlimin e tensionit të lartë në një vlerë të përshtatshme për pajisjet elektronike të energjisë (p.sh. 100 V). Vlera e tensionit analog kampionohet dhe digjitalizohet dhe pastaj mund të llogariten parametrat e cilësisë. Ulja e tensionit mund të realizohet duke përdorur metodën e pjesëtuesit të tensionit ose një transformator ulës. Marrja e vendimit se cila metodë duhet të përdoret lidhet me nevojat e punës.

2.5.1.1 Transformatori i tensionit

Transformatori i tensionit është një pajisje elektromagnetike që përbëhet nga dy ose më shumë pështjella, të mbështjella në një bërthamë magnetike dhe që ndryshon nivelin e tensionit të një qarku me frekuencë të caktuar. Një transformator ideal paraqitet në figurën 2.18 .

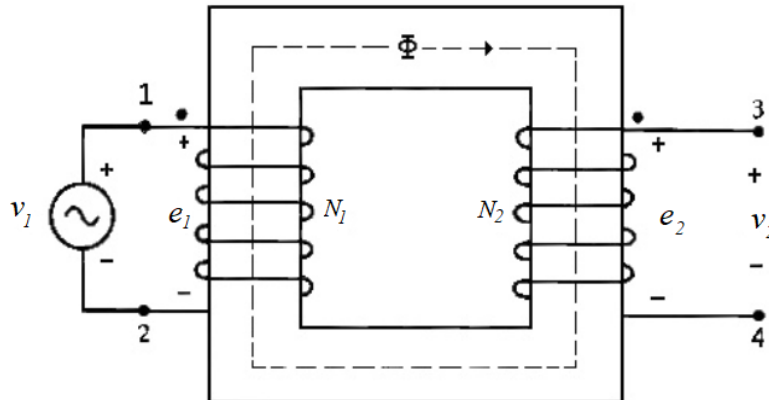


Figura 2.18 Transformatori ideal [55]

Raporti i tensionit parësor dhe dytësor mund të merret nga ekuacioni i mëposhtëm:

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{i_2}{i_1} \quad (2.21)$$

Struktura e përgjithshme e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

Transformatorët ulës, si të gjithë pajisjet në rrjetin e energjisë elektrike, janë të projektuar për të funksionuar në frekuencën 50 Hz. Funksionimi i tyre në frekuenca më të larta është i panjohur [55]. Duke analizuar shkurtimisht skemën e zëvendësimit të një transformatori fuqie, mund të shihet ndikimi i induktiviteteve dhe jolinearitetëve në përgjigje për frekuenca të ndryshme. Në të njëjtën kohë, pritshmëria e saktësisë është shumë e lartë.

2.5.1.2 Pjesëtuesi i tensionit

Pjesëtuesi i tensionit (figura 2.19) është mënyra më e zakonshme për uljen e tensionit [55], bazuar në ligjin e Ohmit. Marrëdhënia ndërmjet tensionit të hyrjes V_h dhe tensionit të daljes në V_d është si më poshtë vijon:

$$V_d = V_h \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.22)$$

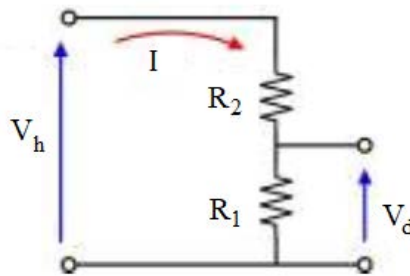


Figura 2.19 Qarku i pjesëtuesit të tensionit [55]

Pjesëtuesi resistiv nuk ka shumicën e disavantazheve që kanë transformatorët dhe teorikisht transferon të gjithë komponentët harmonikë pa asnjë deformim [14]. Prandaj, pjesëtuesit resistivë janë të përshtatshëm për matjet e harmonikave më të larta dhe të gjithë parametrave të tjerë të cilësisë së tensionit.

2.5.2 Qarku për matjen e rrymës

Vlerësimi i rrymës paraqet probleme shumë më të vështira për shkak të përmbajtjes së pasur harmonike në sinjalin e rrymës. Për matjen e rrymës nevojitet një sensor rryme, i cili konverton rrymën në tension. Sensori i rrymës jo vetëm që kërkon një diapazon dinamik të matjes shumë më të gjerë, por gjithashtu ka nevojë për trajtimin e një diapazoni shumë më të gjerë të frekuencës [56]. Ka disa metoda për konvertimin e rrymës në tension. Duke marrë parasysh avantazhet dhe disavantazhet në lidhje me matësin e energjisë, bëhet përzgjedhja e metodës së duhur të mundshme që do të përdoret për matjen e rrymës.

2.5.2.1 Rezistori *shunt*

Tradicionalisht rezistorët *shunt* kanë qenë teknika më e përdorshme për vlerësimin e rrymës, për aplikime në godinat e banimit dhe aplikime të tjera me fuqi të ulët dhe të mesme. Një rezistor *shunt* është zgjedhja më e mirë për një matës AC të përdorur në një sistem njëfazor [56] me dy përcjellës.

Sensorët e bazuar në *shunt* përdorin një rezistor me vlerë rezistence sa më të vogël të jetë e mundur (zakonisht $100\ \mu\Omega$ deri në $500\ m\Omega$), [39] me qëllim që të shmangët shpenzimi i tepërt i energjisë, të lidhur në seri me ngarkesën AC, duke dhënë kështu një rënie të vogël por të sigurt të tensionit, nga e cila llogaritet rryma (tensioni në rezistor është proporcional me rrymën).

Megjithëse këto qarqe janë të thjeshtë, të lirë dhe relativisht të sigurtë, ligji i Ohmit dikton që qarqet për vlerësimin e rrymës bazuar në *shunt* të kenë një vlerë të kufizuar të kufirit të sipërm të diapazonit të rrymës për shkak të vetë-ngrohjes dhe humbjes së fuqisë. Rënia e tensionit në *shunt* mund të ndikojë pajisjen AC [25], nëse kemi një ngarkesë të madhe. Gjithashtu ngrohja resistive rezulton si shqetësim në çështjen e matjes, pasi rezistenca e *shuntit* është proporcionale me temperaturën e saj. Përparimet në lidhje me saktësinë dhe diapazonin dinamik të ADC-ve kanë bërë të mundur përdorimin e rezistencave *shunt* më të vogla, por ato mbeten jopraktike për aplikime më të mëdha komerciale dhe industriale [42]. Ndryshe nga qarqet që bazohen në elementë induktivë, rezistorët *shunt* kërkojnë elementë izolues të veçantë, nëse ato përdoren në sistemet shumëfazore [57]. Sidoqoftë, kostoja më e ulët e rezistorëve *shunt* dhe imuniteti përkundrejt teknikave të manipulimit që përdorin një fushë magnetike DC, ende i bëjnë ato të njohura për aplikimet në godinat e banimit.

2.5.2.2 Transformatori i rrymës

Një metodë tjetër e konvertimit të rrymës në tension është përdorimi i një transformatori rryme (CT). Një CT përdoret për matjen e rrymave elektrike alternative. Kur rryma në një qark është shumë e lartë për t'u aplikuar drejtpërdrejtë në instrumentet matëse, një CT jep një rrymë të reduktuar [25], saktësisht proporcionale me rrymën në qark, e cila mund të lidhet me instrumentet matëse dhe të regjistrimit. Ashtu si çdo transformator tjetër, një CT ka një pështjellje parësore, një bërthamë magnetike dhe një pështjellje dytësore (figura 2.20). Pështjella parësore e CT është një përcjellës i vetëm [42] që lidhet në seri me linjën e transmetimit dhe mbart rrymën e plotë të ngarkesës që duhet të matet. Kurse pështjellja dytësore e transformatorit ka një numër të madh spirash. Raporti i transformimit të CT është gjithmonë i lartë.

Rryma alternative që rrjedh në pështjelljen parësore prodhon një fushë magnetike alternative në bërthamë, e cila pastaj shkakton një rrymë alternative në qarkun e pështjelljes dytësore. Një objektiv i rëndësishëm i projektimit të CT është që të sigurohet një lidhje induktive efikase ndërmjet qarqeve parësore dhe dytësore, në mënyrë që rryma dytësore të ketë një marrëdhënie

të saktë me rrymën parësore. Rryma në qarkun dytësor konvertohet në tension ekuivalent nëpërmjet një rezistence joinduktive "të ngarkesës" [34]. Tensioni i daljes në rezistencën e "ngarkesës" mund të lidhet me një përforcues operacional.

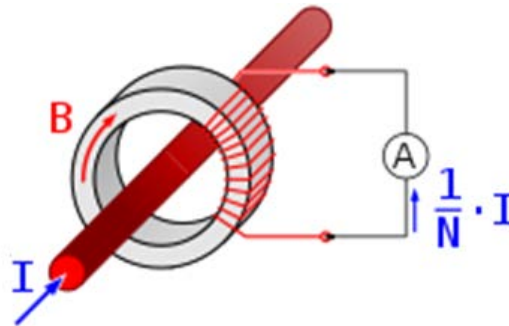


Figura 2.20 Funksionimi i transformatorit të rrymës [55]

CT-ja përdoret kryesisht në skemat e mbrojtjes me rele, sepse zvogëlon vlerat e larta të rrymës në vlera të përshtatshme për veprimin e releve. Sipas IEEE-519-1992, CT-ja mund të përdoret si qark për matjen e harmonikave të rrymës deri në 10 KHz [58]. Rryma në parësorin e një CT-je është e pavarur nga ajo e dytësorit. Rrymat në dytësorin e CT-së janë të rendit 5A, 1A dhe 0.1A, ndërsa ato në parësor mund të shkojnë deri në 3000A ose më shumë. Gjithashtu, CT-ja siguron izolimin [55] ndaj tensionit të lartë të qarkut të fuqisë, duke mbrojtur kështu sistemin e matjes dhe personelin nga tensioni i lartë. CT-ja ka një linearitet të mirë në të gjithë diapazonin e matjes. CT-ja si një pajisje simetrizuese konverton hyrjen *single-ended* në hyrje *diferenciale*.

Kujdes duhet të tregohet që qarku dytësor i CT-së të mos shkëputet nga ngarkesa e tij kur në parësor kalon rrymë, pasi dytësori i CT-së do të përpiqet të sigurojë kalimin e rrymës nëpër impedancën efektive të pafundme deri në tensionin e ngopjes së berthamës së tij. Kjo mund të gjenerojë në qarkun dytësor të hapur një tension të lartë në rendin e disa kilovoltëve [39], duke shkaktuar një hark elektrik që kompromenton operatorin me sigurinë e pajisjeve ose që ndikon përgjithmonë në saktësinë e transformatorit.

Shumica e CT-ve kanë një zhvendosje të fazës ose gabim të fazës $0.1^\circ - 1^\circ$ në 50 Hz /60 Hz që mund të çojë në gabime të konsiderueshme të matjes së energjisë [26] sidomos me koeficient të ulët fuqie, prandaj CT-të kërkojnë kompensim të fazës. Faza dhe jolineariteti i CT-ve kompensohen me teknika *software*.

Siç mund të pritet, saktësia më e lartë, rendi më i lartë i rrymës dhe izolimi i pranishëm që sigurojnë qarqet të bazuar në CT, bëjnë që ata të jenë më të shtrenjtë se zgjidhjet më të thjeshta me rezistor *shunt* [42]. Gjithashtu, ato janë përgjithësisht të mëdha në përmasa dhe peshë; transformatori më i vogël i mundshëm i rrymës është relativisht i madh në krahasim me pjesën tjetër të qarkut AC.

2.5.2.3 Bobina Rogowski

Metoda e tretë e konvertimit të rrymës në tension, e njohur ndryshe si bobina *Rogowski* [42], përfaqësohet nga një bobinë me berthamë ajrore e mbështjellur rreth percjellesit, rryma e të cilit duhet të matet. Dendësia e fluksit të një fushe magnetike të shkaktuar nga rryma është proporcionale me madhësinë e rrymës. Ndryshimet në densitetin e fluksit magnetik që kalon përmes një konturi të percjellësit gjenerojnë një forcë elektromotore (EMF) midis dy skajeve të konturit. EMF-ja është një sinjal tensioni proporcional me shpejtësinë e ndryshimit të rrymës di/dt . Pra, tensioni që induktohet në bobinën *Rogowski* përcaktohet [59] nga induktiviteti reciprok ndërmjet percjellësit mbartës të rrymës dhe sensorit, si dhe është proporcional me shpejtësinë e ndryshimit (derivati) të rrymës së matur, di/dt . Meqenëse dalja (tensioni në dalje të bobinës) nga bobina *Rogowski* është një derivat i rrymës di/dt , për të rimarre sinjalin në formën e tij fillestare $i(t)$ nevojitet që sinjali në dalje të bobinës të integrohet. Për këtë përdoren teknikat digjitale të kampionimit dhe përpunimit. Figura 2.21 [42] tregon parimin e funksionimit të një sensori me bobinë *Rogowski*. Teorikisht, sensorët di/dt me bërthamë ajrore kanë një zhvendosje në fazë $+90^\circ$ në të gjitha frekuencat. Kjo zhvendosje në fazë kompensohet me -90° të integruarit.

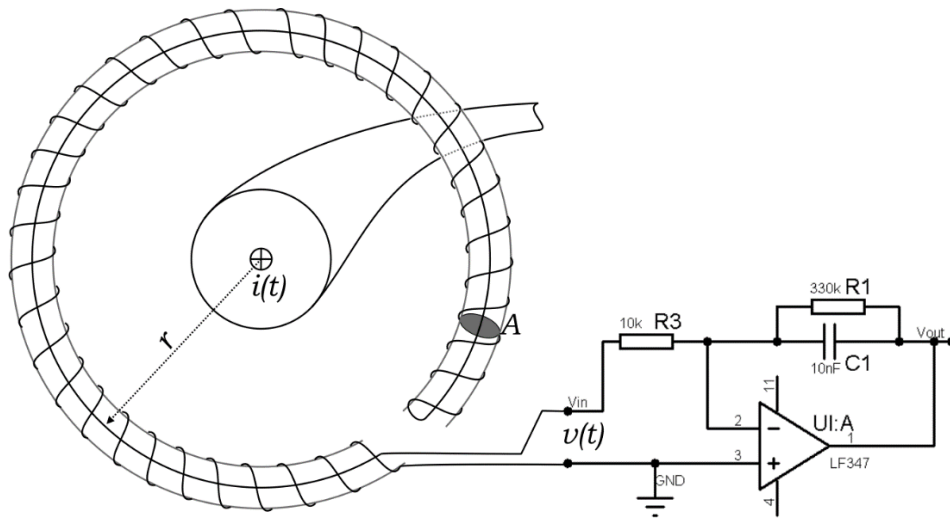


Figura 2.21 Parimi i funksionimit të bobinës *Rogowski* [42]

Kjo metodë është kompakte dhe e saktë. Aktualisht, bobinat *Rogowski* janë relativisht të shtrenjta, por përgjigja e tyre e shpejtë në fushën e kohës [42], daljet shumë lineare në diapazone të mëdha të rrymave, izolimi i qenësishëm dhe imuniteti përkatës ndaj ndërhyrjes elektromagnetike justifikojnë koston e tyre më të lartë në aplikimet matëse për kërkesa industriale/komerciale. Pritet gjithashtu që kostoja e tyre të ulet për shkak të përdorimit në rritje në matësat *smart*.

2.6 Bibliografia

- [1] Zavalani. O, Reducing energy in buildings by using energy management systems and alternative energy-saving systems, 8th International Conference on the European Energy Market (EEM-11), Zagreb, 2011.
- [2] Rodney Tan Hean Gay, Lee Chong Haw, Mok Vee Hoong, Automatic Power Meter Reading System Using GSM Network, the 8th International Power Engineering Conference (IPEC 2007), 978-981-05-9423-7.
- [3] S. Chhettri, A.K. Nathand M.A. Ahmed, GSM Based Automated Meter Reading With Bill Payment Facility, International Journal of Emerging Trends in Electrical and Electronics (IJETEE – ISSN: 2320-9569) Vol. 4, Issue. 1, June-2013.
- [4] Terry Chandler, The Technology Development of Automatic Metering and Monitoring Systems, Power Quality Thailand LTD and Power Quality Inc USA.
- [5] Aniedu A. N., Inyama H.C., Chukwuneke C.I., Asogwa D.C, Smart Energy Meter for Load Control using Mobile Communication Technology, International Journal of Electrical and Telecommunication System Research, Volume 8, Number 8, September 2016.
- [6] S. M. Kuo and B. H. Lee, Real-Time Digital Signal Processing; Implementations, Applications and Experiments with TMS320C55X, Wiley, 2001.
- [7] Fred J. Taylor, DIGITAL FILTERS, Principles and Applications with MATLAB, 3-52, IEEE. ISBN 978-0-470-77039-9, 2012.
- [8] Proakis, J.G. and Manolakis, D.G. Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 18-88, 384-430, 1996.
- [9] Vijay K. Madisetti, Editor-in-Chief, The Digital Signal Processing Handbook, Digital Signal Processing Fundamentals, 1-1/5-15, 2010, ISBN 978-1-4200-4606-9.
- [10] Richard G. Lyons, Understanding Digital Signal Processing, 1-43, ISBN 0-201-63467-8, 2001.
- [11] Arthur B. Williams, Fred J. Taylor, Electronic Filter Design Handbook, 661-700, 2006, ISBN 0-07-147171-5.
- [12] Steven W. Smith, Digital Signal Processing, Second Edition, 1-67, ISBN 0-9660176-7-6. 1999.
- [13] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer with J. R. Buck, Discrete-Time Signal Processing, Second Ed., Prentice Hall Signal Processing Series, 1-870, 1999.
- [14] Tumanski Slawomir, Principles of Electrical Measurement, Signal processing, 205-346, 2006, ISBN 0-7503-1038-3.
- [15] Ronald J. Tocci, Neal S. Widmer, Digital systems: principles and applications, 590-660, 796-821, ISBN 0-13-085634- 7.

- [16] S. M. Kuo and W.-S. Gan, Digital Signal Processors: Architectures, Implementations and Applications, Pearson Prentice-Hall, 2004.
- [17] ARM Education Media, Cambridge, Digital Signal Processing using ARM Cortex-M based Microcontrollers, 3-67, 129-176, ISBN: 978-1-911531-16-6, 2018.
- [18] B. Preetham Kumar Digital, Signal Processing Laboratory, 1-67, 214-220, ISBN 0-8493-2784-9, 2005.
- [19] Mark Balch, Complete Digital Design, 121-173, 339-355, 0-07-143347-3, 2003.
- [20] Richard C. Dorf, Computer, Software Engineering and Digital Devices, 4.1- 4.2, 6.1-6.7, 2006.
- [21] Steven T. Karris, Digital Circuit Analysis and Design with Simulink ® Modeling and Introduction to CPLDs and FPGAs, Second Edition.
- [22] Richard C. Dorf, Systems, Controls, Embedded Systems, Energy and Machines, Real-Time in Embedded Systems, 16.1-16.3, ISBN 0-8493-7347-6, 2006.
- [23] U. B.Mujumdar, J. S.Joshi, Microcontroller Based True RMS Current Measurement under Harmonic Conditions, IEEE ICSET 2010, 6-9 Dec 2010, Kandy, Sri Lanka.
- [24] B. A. Sheno, Introduction to Digital Signal Processing and Filter Design, 32-185, ISBN-13 978-0-471-46482-2, 2006.
- [25] Xiaofan Jiang, Stephen Dawson-Haggerty, Prabal Dutta, and David Culler, Design and Implementation of a High-Fidelity AC Metering Network, University of California, Berkeley.
- [26] Traian-Titi Serban, Dan-Ovidiu Andrei, ASIC Based Designs for Energy Meters, University of Craiova, on –line.
- [27] Digital Fundamentals, Thomas L. Floyd
- [28] Anil K. Maini, Digital Electronics Principles, Devices and Applications, 473-523, ISBN 978-0-470-03214-5, 2007.
- [29] M. Morris Mano, Digital Logic and Computer Design, 430-480.
- [30] S. K. Mitra, Digital Signal Processing – A Computer-Based Approach, Second Ed, McGraw Hill, 1-354, 2001.
- [31] Joyce Van de Vegte, Fundamentals of Digital Signal Processing, Prentice Hall, 1-810, 2002.
- [32] Wai-Kai Chen, Circuit and filters, 62.1-66.3, ISBN 0-8493-0912-3 Library of Congress Card Number 2002031311, 2003.
- [33] A. Minosi, A. Martinola, S. Mankan, F. Balzarini, A. N. Kostandinov, M. Prevostini, Intelligent, Low Power and Low Cost Measurement System for Energy Consumption, International Symposium on Virtual Environments, Human- Computer Interfaces and Measurement Systems, pp. 125-130, Jul. 2003.
- [34] Mofeed Turkey Rashid, Design and Implementation of Smart Electrical Power Meter System, J. Electrical and Electronic Engineering, Vol.10, No.1, 2014.

- [35] Ajakida Eski, Luçiana Toti, Logjika Dixhitale, 359-389, ISBN: 992818929-3, 2015.
- [36] A. SAHA, N. MANNA, Digital Principles and Logic Design, 345-374, ISBN: 978-1-934015-03-2, 2007.
- [37] S. K. Mitra and J. F. Kaiser, Handbook for Digital Signal Processing, Wiley-Interscience, 1993.
- [38] Donald S. Reay, Digital Signal Processing Using the ARM® CORTEX®-M4, Heriot-Watt University, 9-97, ISBN 978-1-118-85904-9, 2016.
- [39] Analog Devices, Evaluation Board Documentation ADE7753 Energy Metering IC, EVAL-ADE7753EB, www.analog.com.
- [40] Sachin Gupta, Akshay Phatak, ADC Noise – 2, SINAD, ENOB, ADC Guide, Part 11, 3/12/2013.
- [41] Sachin Gupta, Akshay Phatak, ADC Noise-1, ADC Guide Part 10, 3/12/2013.
- [42] Lee H. Goldberg, Accurate Power Measurement in Smart Meters, Digi-key Electronics, Canada, 1-800-344-4539, 2012.
- [43] Maxim Integrated, Understanding Single - Ended, Pseudo-Differential and Fully - Differential ADC Inputs, Application Note 1108.
- [44] Sachin Gupta, Akshay Phatak, Input Configurations; Single-Ended & Differential Input ADCs, ADC Guide, Part 12: 3/12/2013.
- [45] MCP3911, Two-Channel Analog Front End, 2012-2013 Microchip Technology Inc.
- [46] Linear Technology, www.linear.com/SARinputtypes, 1-800-4-LINEAR.
- [47] Craig L. King, Microchip Technology Inc., Differential ADC Biasing Techniques, Tips and Tricks, AN842.
- [48] Analog Devices, Differential Input, 1 MSPS, 10-Bit and 12-Bit ADCs in an 8-Lead SOT-23, AD7440/AD7450A, www.analog.com.
- [49] Önder Yazlik, Design and development of a simple power quality monitor for low voltage distribution system, Master Science Thesis, Middle East Technical University, Electrical And Electronics Engineering, February 2014.
- [50] Rajiv Badiger, Getting Started with PSoC ® Analog Coprocessor, AN211293, www.cypress.com.
- [51] Dineshbabu Mani, AFE Implementation Using PSoC ® Analog Coprocessor, AN211294, www.cypress.com.
- [52] PSoC® 4, Programmable System-on-Chip, Document Number: 001-87197, 2017, www.cypress.com.
- [53] Albert Chen and Shawn Shi, Application Hints for Using Freescale Metering Libraries in 3-phase Power Meters, Freescale Semiconductor, AN5007, 2014.
- [54] Martin Mienkina, Filter-Based Algorithm for Metering Applications, Freescale Semiconductors, AN4265, 2016.

- [55] Reza Shahrara, *Design and Implementation of a Microcontroller Based Wireless Energy Meter*, Eastern Mediterranean University, January 2011.
- [56] Analog Devices, Single-Phase Multifunction Metering IC with di/dt Sensor Interface, ADE7753, www.analog.com.
- [57] Analog Devices, Poly Phase Multifunction Energy Metering IC with Per Phase Information, ADE7758, www.analog.com.
- [58] Oyubu A.O., Nwabueze C.A, Design and testing of a smart energy metering system based on GSM modem, *European Journal of Engineering and Technology*, Vol. 3 No. 4, 2015, ISSN 2056-5860.
- [59] Olanrewaju-George Babatunde, Design and construction of a GSM based energy meter, Department of Electrical and Electronics Engineering, Modibbo Adama University of Technology, May 2014.

Kapitulli 3

KONSIDERATA TEORIKE TË PËRPUNIMIT TË SINJALIT DIGJITAL

3.1 Sistemet LTI dhe teknikat e analizës së tyre

DSP-ja ofron mundësi të shumta unike që nuk janë të mundshme në përpunimin e sinjalit analog [1]. Ashtu si shumë fusha teknike dhe shkencore, DSP-ja ka zhvilluar gjuhën dhe idiomat e veta të cilat bazohen në matematikën që përshkruan objektet në studim. DSP-ja kërkon njohjen e disa metodave të reja matematikore specifike; shumica e metodave të përdorura në analizën e sinjalit analog korrespondon me ekuivalentë të veçantë në analizën e sinjalit digjital [2]. Për shembull, transformimi *Fourier* në teknikën analoge është ekuivalent me transformimin diskret *Fourier* (DFT), thurja analoge është ekuivalente me thurjen digjitale, operatori *Laplace*-it (s) zëvendësohet ndonjëherë nga transformimi z . Zakonisht, dy mjetet më të fuqishme në përpunimin e sinjalit digjital konsiderohen **DFT** dhe **Filtrimi Digjital**.

Në shumë aplikime të përpunimit të sinjalit digjital kërkohet të projektohet një sistem diskret në kohë (një pajisje ose një algoritëm) i cili, duke vepruar në përputhje me disa rregulla të mirëpërcaktuara mbi një sinjal diskret në kohë $x(n)$ që konsiderohet si hyrje e sistemit, e transformon atë në një sinjal tjetër diskret në kohë $y(n)$, të identifikuar si dalje e sistemit. Sistemi *diskret në kohë* përcaktohet nga marrëdhënia ndërmjet $x(n)$ dhe $y(n)$ me disa modele [3], të tillë si shprehje analitike, formulë, algoritëm, apo rregull, në kuptimin që, nëse japim një hyrje në sistem mund të gjejmë sinjalin në dalje. Teknikat matematikore që përdoren për analizën dhe projektimin e sistemeve diskrete në kohë varen shumë nga karakteristikat e përgjithshme të sistemeve [3]. Prandaj, klasifikimi i sistemeve bazuar në karakteristikat e tyre të përgjithshme është i rëndësishëm.

Një sistem diskret në kohë quhet *statik* ose *pa memorie*, nëse dalja e tij në një çast n varet nga kampioni në hyrje në po atë çast kohe, por jo nga kampionet e shkuara ose të ardhme të hyrjes. Në çdo rast tjetër, sistemi quhet *dinamik* ose *me memorie* [4]. Nëse dalja e një sistemi në

çastin e kohës n përcaktohet plotësisht nga kampionet e hyrjes në intervalin nga $n - N$ deri në n ($N \geq 0$), sistemi ka memorie me kohëzgjatje N . Nëse $N = 0$, sistemi është statik. Nëse $0 < N < \infty$, sistemi ka *memorie të fundme* ndërsa, nëse $N = \infty$, sistemi ka *memorie të pafundme*. Sistemet *statikë* ose *pa memorie* përshkruhen nga ekuacionet hyrje-dalje të formës $y(n) = F[x(n), n]$ dhe nuk përmbajnë elementë vonese (memorie).

Një sistem quhet *time-invariant* [4] nëse karakteristikat e tij hyrje-dalje nuk ndryshojnë në lidhje me kohën. Nëse sistemi ngacmohet me një hyrje $x(n)$, gjenerohet dalja $y(n) = F[x(n)]$. Nëse hyrja vonohet me k kampione $x(n-k)$, dalja do të jetë $y(n,k) = F[x(n-k)]$. Nëse dalja është $y(n,k) = y(n-k)$ për të gjitha vlerat e mundshme të k -së, sistemi është *time-invariant*. Nga ana tjetër, nëse dalja është $y(n,k) \neq y(n-k)$ qoftë edhe për një vlerë të k -së, sistemi është *time-variant*.

Nëse dalja $[y(n)]$ e sistemit diskret në një çast kohe n përcaktohet vetëm nga shuma e ponderuar e vlerave aktuale dhe të mëparshme të hyrjes $[x(n), x(n-1), x(n-2), \dots]$, por jo nga hyrjet e ardhshme $[x(n+1), x(n+2), \dots]$, atëherë sistemi përcaktohet [5] si një sistem *causal* (shkakësor). Kjo do të thotë që dalja nuk varet nga vlerat e ardhshme të hyrjes. Kështu, nëse kampionet e hyrjes janë $x(n)$ për $n < n_0$, sinjali i daljes nuk varet nga kampionet $n > n_0$. Në rastin e sistemeve LTI (*linear time invariant*), *causal* përkthehet në kushtin e nevojshëm dhe të mjaftueshëm që $h(n) = 0$ për $n < 0$. Një sistem LTI është *causal* nëse dhe vetëm nëse përgjigja e tij impulsive është zero për vlera negative të n -së. Nëse sistemi nuk kënaq këtë përcaktim, ai quhet *noncausal*. Një sistem i tillë ka një dalje që nuk varet vetëm nga hyrjet aktuale dhe të shkuara, por edhe nga hyrjet e ardhshme.

Në aplikimet e përpunimit të sinjalit në kohë reale vlerat e ardhshme të sinjalit nuk mund të vëzhgohen, prandaj një sistem *noncausal* është fizikisht i perealizueshëm [5]. Sistemet (duke përfshirë filtrat) që funksionojnë në kohë reale duhet të jenë *causal*, sepse sisteme të tilla nuk mund të veprojnë mbi një hyrje të ardhshme. Kjo do të thotë që kampioni i daljes që paraqet më së miri hyrjen në çastin e kohës t rezulton pak më vonë. Nga ana tjetër, nëse sinjali ruhet në mënyrë që përpunimi të bëhet *off-line* (jo në kohë reale), është e mundur të realizohet një sistem *noncausal*, meqenëse të gjitha vlerat e sinjalit mundësohen në kohën e përpunimit.

Qëllimi i analizës së një sistemi diskret në kohë është të gjendet dalja e sistemit ose në fushën e kohës ose në fushën e frekuencës për shkak të një sinjali hyrës diskret në kohë. Ka dy metoda kryesore për të analizuar [6] sjelljen ose përgjigjen e sistemit LTI ndaj një sinjali në hyrje. Një *metodë* bazohet në zgjidhjen e drejtpërdrejtë të ekuacionit hyrje-dalje të sistemit. *Metoda e dytë* për të analizuar sjelljen e një sistemi LTI ndaj një sinjali në hyrje është të zërthehet dhe të paraqitet sinjali në hyrje si një shumë e ponderuar e impulseve njësi. Sinjalet elementare përzgjidhen në mënyrë të tillë që përgjigja e sistemit ndaj çdo komponente të sinjalit të përcaktohet lehtë. Duke përdorur vetinë e linearitetit [7] dhe pandryshueshmërisë në kohë të

sistemit, përgjigjet e sistemit ndaj sinjaleve elementare mbliidhen për të marrë përgjigjen e plotë të sistemit ndaj një sinjali të dhënë në hyrje.

Sinjali diskret përbëhet nga seria e impulseve me amplitudë proporcionale me sinjalin e kampionuar $f(t)$ dhe me periodë T_k

$$y(nT_k) = f(nT_k)\delta(t - nT_k) \quad (3.1)$$

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT_k)\delta(t - nT_k) \quad (3.2)$$

Nëse sinjali i hyrjes $x(n)$ dhe sinjali i daljes $y(n)$ lidhen me funksionin $F[x(n)]$, pra $y(n) = F[x(n)]$ mund të shkruajmë marrëdhënien (3.2) në formën që vijon [8]

$$y(n) = F[\sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)\delta(n - k)] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)F[\delta(n - k)] \quad (3.3)$$

Ose

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n - k) \quad (3.4)$$

Sistemi LTI karakterizohet plotësisht në fushën e kohës nga një funksion i vetëm [9], përgjigja e tij impulsive $h(n)$. Prandaj, *përgjigja impulsive*², është një funksion thelbësor për analizën e filtrave digjitalë LTI. Ekuacioni (3.4) mund të shkruhet

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) h(n - k) = x(n) * h(n) \quad (3.5)$$

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k) x(n - k) = h(n) * x(n) \quad (3.6)$$

Thurja luan një rol të rëndësishëm në sistemet diskrete [5], veçanërisht në analizën e filtrave digjitalë. *Thurja* është një marrëdhënie që mundëson të përcaktojmë daljen $y(n)$ e sistemit LTI, nëse njihet përgjigja impulsive $h(n)$. Ndërsa, karakterizimi i një sistemi *linear time-variant* kërkon një numër të pafundëm të funksioneve të përgjigjeve impulsive njësi, $h(n, k)$, një për secilën prej vonesave të mundshme.

Për sistemet *causal* LTI formula ethurjes kufizohet në formën [7]

$$y(n) = \sum_{k=0}^n x(k)h(n - k) = x(n) * h(n) \quad (3.7)$$

Veprimi i anasjelltë methurjen është *deconvolution*. Funksioni [9] i *deconvolution*-it është llogaritja e sinjalit $x(n)$ nga rezultati ithurjes $y(n)$, duke njohur funksionin $h(n)$. *Deconvolucion* është shumë më i lehtë të kryehet në fushën e frekuencës sesa në fushën e kohës.

Një tjetër term i rëndësishëm është funksioni i korrelacionit [7] (*Correlation*), i përdorur për krahasimin e dy sinjaleve $x_1(n)$ dhe $x_2(n)$. Korrelacioni është një veprim matematikor shumë i ngjashëm me *thurjen*. Funksioni i korrelacionit përshkruhet nga marrëdhënia

$$r_{12}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_1(n) x_2(n + k) \quad (3.8)$$

² Përgjigja impulsive nganjëherë quhet *thurja kernel* ose thjesht *kernel*.

Transformimi *Fourier* lejon konvertimin e sinjalit nga fusha e kohës në fushën e frekuencës dhe anasjelltas. Marrëdhënia (3.9) është shumë e rëndësishme në DSP, sepse do të thotë që veprimi i *thurjes* mund të kryhet [10] duke shumëzuar DFT-të e të dy komponentëve dhe së fundi, me transformimin e kundërt merret vargu në fushën e kohës. Dhe anasjelltas, mund të kryejmë *deconvolution*-in e $x(n)$ duke e transformuar atë në $X(k)$ dhe duke e pjesëtuar atë me një komponent $X_1(k)$.

$$x(n) = x_1(n) * x_2(n) \Leftrightarrow X(k) = X_1(k) X_2(k) \quad (3.9)$$

Marrëdhënia (3.10), e njohur si *Teorema Parseval*, thekson se energjia e sinjalit në fushën e kohës është e njëjtë me energjinë në fushën e frekuencës [7]. Prandaj, paraqitja e sinjalit në fushën e kohës është plotësisht e transformueshme në fushën e frekuencës, nëse sistemi është LTI.

$$\sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X(k)|^2 \quad (3.10)$$

Duke përdorur *transformimin z*, zvogëlohet ndjeshëm kompleksiteti i analizës [11] së sinjaleve dhe sistemeve diskrete (veçanërisht analiza e filtrave digjitalë). Për filtrat digjitalë, transformimi z është shumë i dobishëm. Ai shërben si një urë midis sistemeve analoge dhe atyre diskrete në kohë. Sistemet diskrete sigurojnë strukturën mbi të cilën ndërtohen filtrat digjitalë. Operatori $-z$ është bërë një mjet i gjithëpranishëm në studimin e sinjaleve dhe sistemeve lineare të vazhdueshme dhe diskrete në kohë [12]. Me transformimin z , një sistem diskret është një ndërlidhje e vetëm tre elementeve kryesore: elementet e vonesës, shumëzuesit, mbledhësit dhe modulatori, i cili duke shumëzuar dy ose më shumë sinjale kryen një veprim jolinear.

Sinjali diskret i përshkruar nga relacioni

$$x(n) = \sum x(k) \delta(n - k) \quad (3.11)$$

në fushën z , mund të rishkruhet si

$$X(z) = \sum_{k=0}^N x(k) z^{-k} \quad (3.12)$$

Kështu, transformimi z [13] paraqit zhvendosjen e sinjalit në fushën e kohës me k . Për shembull, z^{-1} është ekuivalent me vonesën e sinjalit me një kampion

$$Z[x(n - 1)] = z^{-1} X(z) \quad (3.13)$$

ndërsa z^{-m} tregon vonesën me m kampione

$$Z\{x(n - m)\} = z^{-m} X(z) \quad (3.14)$$

Për të analizuar përgjigjen e filtrit përdoret marrëdhënia (3.3) ku përgjigja impulsive është

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k) \delta(n - k) = h(n) \quad (3.15)$$

Transformimi z i përgjigjes impulsive është

$$H(z) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k) z^{-k} \quad (3.16)$$

dhe

$$Y(z) = H(z)X(z) \quad (3.17)$$

Thurja mund të realizohet si shumëzim [14] në fushën z . Funksioni transmetues $H(z)$ përshkruan qartë karakteristikat e sistemit LTI *causal*.

3.2 Sistemet FIR dhe IIR

Në funksion të kohëzgjatjes së përgjigjes së tyre impulsive $h(n)$, sistemet LTI klasifikohen në dy kategori [15]; sistemet LTI me përgjigje impulsive me kohëzgjatje të fundme FIR (*Finite-Duration Impulse Response*) dhe ato me përgjigje impulsive me kohëzgjatje të pafundme IIR (*Infinite-Duration Impulse Response*). Prandaj një sistem FIR ka një përgjigje impulsive që është zero jashtë një intervali të fundëm kohe

$$h(n) = 0, \quad n < 0 \text{ dhe } n \geq M$$

Formula e *thurjes* për një sistem të tillë reduktohet në

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h(k)x(n-k) \quad (3.18)$$

duke sugjeruar një mjet për realizimin e sistemit. Konstatohet se dalja në një çast të kohës n është thjesht një kombinim linear i ponderuar i kampioneve të sinjalit të hyrjes $x(n)$, $x(n-1)$, ..., $x(n-M+1)$. Pra, sistemi ponderon [16] kampionet më të fundit të sinjalit me vlerat e përgjigjes impulsive $h(k)$, $k = 0, 1, \dots, M-1$, M dhe mbledh M produktet që rezultojnë. Në formimin e daljes sistemi vepron si një *dritare* që sheh vetëm M kampionet e fundit të sinjalit në hyrje, duke neglizhuar të gjithë kampionet e mëparshme të hyrjes $[x(n-M), x(n-M-1), \dots]$. Në rastin e sistemeve FIR, realizime të tilla përfshijnë mbledhjen, shumëzimin dhe një kapacitet të fundëm memorie prej M kampioneve. Për pasojë, një sistem FIR realizohet pa vështirësi drejtpërdrejt nga shuma e *thurjes*.

Ndërsa, për një sistem IIR [15] kohëzgjatja e përgjigjes impulsive të filtrit $h(n)$ nuk është e fundme; d.m.th. nuk ekziston asnjë vlerë e fundme M që kënaq ekuacionin (3.18). Dalja e tij, bazuar në formulën e *thurjes*, është

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(n-k) \quad (3.19)$$

Dalja e sistemit është një kombinim linear i ponderuar [me përgjigjen impulsive $h(k)$] i kampioneve të sinjalit të hyrjes $x(n)$, $x(n-1)$, ..., $x(n-2)$, Meqenëse, kjo shumë e ponderuar përfshin kampionet aktuale dhe të gjithë kampionet e shkuara të hyrjes, themi se sistemi ka një memorie të pafundme. Prandaj, realizimi praktik i një sistemi IIR me *thurje* është i pamundur [17], meqenëse, ai kërkon një numër të pafundëm mbledhjesh, shumëzimesh si dhe të memories.

Është e mundur të realizohen sistemet IIR, përveç formës së sugjeruar nga thurja ? Ka një mënyrë llogaritëse efikase dhe praktike për të realizuar një familje të sistemeve IIR, të cilët është më e përshtatshme të shprehen me ekuacionet diferencë.

Formula e thurjes shpreh daljen e sistemit LTI vetëm në funksion të sinjalit në hyrje. Ka shumë sisteme ku është e nevojshme ose e dëshirueshme që dalja e sistemit të shprehet jo vetëm në funksion të vlerave aktuale dhe të shkuara të hyrjes, por gjithashtu, në funksion të vlerave të mundshme të shkuara të daljes. Në përgjithësi, një sistem, dalja $y(n)$ e të cilit në çastin e kohës n varet nga një numër çfarëdo i vlerave të shkuara të daljes $y(n-1)$, $y(n-2)$, quhet sistem *rekursiv* [3]. Sistemi duhet të ketë një numër të fundëm të vonesave ose në mënyrë ekuivalente, duhet të kërkojë një kapacitet të fundëm memorie për t'u realizuar. Prandaj, dalja e një sistemi rekursiv *causal* praktikisht të realizueshëm mund të shprehet, në përgjithësi, si

$$y(n) = F[y(n-1), y(n-2), \dots, y(n-N), x(n), x(n-1), \dots, x(n-M)] \quad (3.20)$$

Ky është një ekuacion *rekursiv* që specifikon një procedurë për llogaritjen e daljes së sistemit në funksion të vlerave të mëparshme të daljes dhe vlerave aktuale dhe të shkuara të hyrjes.

Nëse $y(n)$ varet vetëm nga vlerat aktuale dhe të shkuara të hyrjes

$$y(n) = F[x(n), x(n-1), x(n-2), \dots, x(n-M)] \quad (3.21)$$

atëherë, një sistem i tillë quhet *jorekursiv* [3]. Sistemet LTI FIR, që realizohen drejtpërdrejt nga formula e shumës së thurjes, janë sisteme jorekursive. Diferenca kryesore ndërmjet këtyre sistemeve, siç paraqitet në figurën 3.1, është prezenca e konturit të lidhjes së kundërt në sistemet rekursive. Konturi i lidhjes së kundërt mban një element vonese që është vendimtar për realizimin e sistemit [2], pasi mungesa e kësaj vonese do të detyronte sistemin të llogariste $y(n)$ në funksion të $y(n)$, gjë që është e pamundur në sistemet diskrete në kohë.

Në teorinë dhe aplikimet e përpunimit të sinjalit digjital, klasa më e rëndësishme e sistemeve LTI është ajo e sistemeve që karakterizohen me ekuacione lineare diferencë me koeficientë konstantë [3]. Forma e përgjithshme e marrëdhënieve hyrje-dalje (3.22) që karakterizon sjelljen e sistemeve LTI diskrete në kohë quhet *ekuacion diferencë*.

$$y(n) = -\sum_{k=1}^N a(k)y(n-k) + \sum_{k=0}^M b(k)x(n-k) \quad (3.22)$$

ose

$$\sum_{k=0}^N a(k)y(n-k) = \sum_{k=0}^M b(k)x(n-k); \quad a(0) = 1 \quad (3.23)$$

ku:

- $\{a_k\}$ dhe $\{b_k\}$ janë parametrat konstantë që specifikojnë sistemin dhe janë të pavarur nga $x(n)$ dhe $y(n)$.

- $b_k x[n-k]$ janë termat *feedforward*³, secili prej të cilëve është produkt i një koeficienti konstant dhe një hyrje aktuale ose të mëparshme në filtër.
- $a_k y[n-k]$ janë termat e lidhjes së kundërt, secili prej të cilëve është produkt i një koeficienti konstant dhe një dalje të mëparshme të filtrit. Theksojmë se $a_0 = 1$, është koeficienti i daljes aktuale.

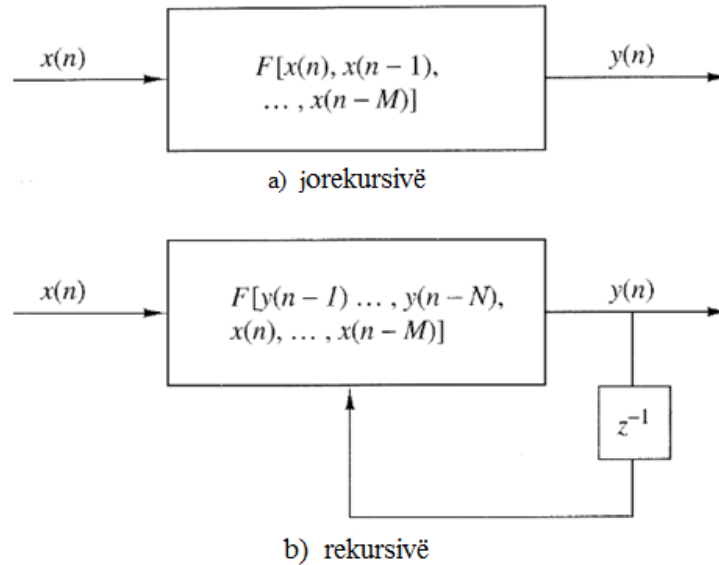


Figura 3.1 Format kryesore për një sistem *causal* të realizueshëm [2]

Ekuacioni (3.22) tregon [3] që dalja $y(n)$ përcaktohet nga shuma e ponderuar e N vlerave të mëparshme të daljes dhe shuma e ponderuar e $M + 1$ vlerave aktuale dhe të shkuara të hyrjes. Shpesh koeficienti $a(0)$, siç paraqitet në (3.41) vendoset një. Ekuacioni i formës (3.22), i cili përdoret për të llogaritur daljet, njihet si një algoritëm *rekursiv*. Për një sistem të modeluar nga ekuacioni i formës (3.22), në përgjithësi, dalja është me gjatësi të pafundme. Si një rast i veçantë, përgjigja impulsive njësi, $h(n)$ e sistemit të modeluar nga një ekuacion i formës (3.22) është i pafundëm në gjatësi dhe prandaj, një sistem i tillë njihet si një sistem IIR.

Nëse konstantet e shumëzimit $a(k) = 0$, për $k = 1, 2, 3, \dots, N$, atëherë ekuacioni (3.22) reduktohet në formën :

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b(k)x(n-k) = b(0)x(n) + b(1)x(n-1) + \dots + b(M)x(n-M) \quad (3.24)$$

Sistemi i modeluar nga një ekuacion i formës (3.24), i cili ka një përgjigje impulsive njësi me gjatësi të fundme, njihet si sistem FIR [18].

³ Kontrolli *feedforward* mat dhe llogarit ngacmimet para se të ndikojnë në sistem.

E vetmja metodë e fuqishme dhe e përgjithshme për të zgjidhur ekuacionet në fushën e kohës është metoda e transformit z . Metodën e tjera kërkojnë që sistemi *diskret në kohë* të modelohet nga një ekuacion me hyrje të vetme dhe dalje të vetme, gjë që i bën këto metoda të përshtatshme, nëse sistemi përshkruhet me një numër të madh ekuacionesh diferencë [18]. Duke përdorur transformimin z për të paraqitur sinjalet diskrete në kohë në bashkësinë e ekuacioneve të mësipërme, gjenerohet funksioni transmetues $H(z)$:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{k=0}^M b(k) z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a(k) z^{-k}} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3} \dots}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3}} \quad (3.25)$$

3.2.1 Qëndrueshmëria e sistemeve LTI

Qëndrueshmëria është një karakteristikë e rëndësishme që duhet shqyrtuar në realizimin e një sistemi. Në përpunimin e sinjalit, veçanërisht në teorinë e kontrollit, qëndrueshmëria hyrje e kufizuar - dalje e kufizuar (BIBO – *bounded - input, bounded - output*) është një formë e qëndrueshmërisë për sinjalet dhe sistemet lineare [13]. Një sistem përcaktohet me qëndrueshmëri BIBO, nëse dhe vetëm nëse vargu në dalje të tij, $y(n)$ është i kufizuar për çdo hyrje të kufizuar $x(n)$. Nëse për një varg të kufizuar në hyrje $x(n)$, dalja është e pakufizuar (e pafundme), sistemi klasifikohet i *paqëndrueshëm*.

Për një sistem LTI me hyrje të kufizuar, dalja është e kufizuar nëse përgjigja impulsive e sistemit kënaq kushtin

$$s_h \equiv \sum_{n=-\infty}^{\infty} |h(n)| < \infty \quad (3.26)$$

Kushti (3.26), i mjaftueshëm dhe i nevojshëm për të siguruar qëndrueshmërinë e sistemit, nënkupton që përgjigja impulsive $h(n)$ shkon drejt zeros ndërsa n shkon drejt infinitit [15]. Çdo ngacmim në hyrje të sistemit, që është me një kohëzgjatje të fundme, jep një dalje me natyrë kalimtare; d.m.th amplituda e tij zvogëlohet në lidhje me kohën dhe shuhet përfundimisht, kur sistemi është i qëndrueshëm.

Veçanërisht e rëndësishme është analiza e kushteve të qëndrueshmërisë. Transformimi z siguron një mjet të thjeshtë për kategorizimin e qëndrueshmërisë së një sistemi LTI diskret në kohë. Marrëdhia $z = e^{st}$ vendos korrespondencën [5] ndërmjet pikave të planit s dhe planit z , siç paraqitet grafikisht në figurën 3.2 [11]. Rrethi njësi në planin z luan rolin e boshtit $j\omega$ [18] në planin s . Vendndodhja e poleve të qëndrueshmërisë të një sistemi të vazhdueshëm në kohë përkthehet në vendndodhjen e poleve të qëndrueshmërisë të një sistemi diskret në kohë. Nëse sistemi përshkruhet nga funksioni transmetues (3.25), mund të analizojmë *zerot* dhe *polet*.

Marrëdhënia (3.25) mund të rishkruhet [7] në formën

$$H(z) = \frac{(z-z_1)(z-z_2)(z-z_3)\dots}{(z-p_1)(z-p_2)(z-p_3)\dots} \quad (3.27)$$

Zerot ($z_1, z_2, z_3, \dots$) dhe polet ($p_1, p_2, p_3, \dots$) janë numra kompleksë. Nëse analizohet pozicioni i poleve në planin z , mund të provohen kushtet e qëndrueshmërisë [11]. Sistemi *causal* është i qëndrueshëm, nëse polet janë të vendosura brenda rrethit njësi $|z|=1$ në planin z .

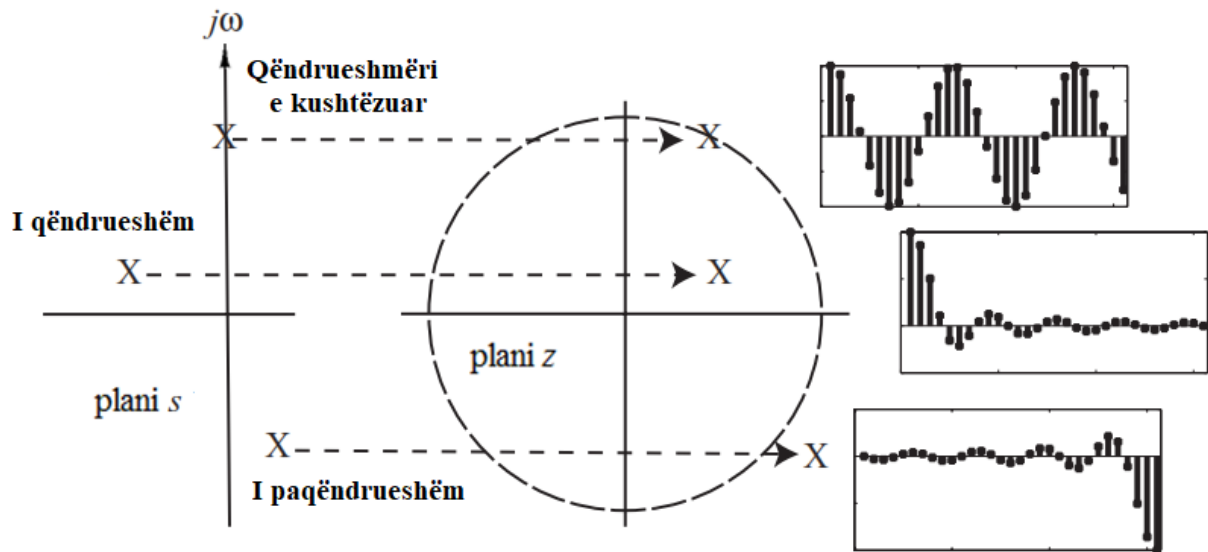


Figura 3.2 Korrespondenca ndërmjet pikave të planit s dhe planit z [11]

3.3 DFT

Nërkohë që ka shumë mënyra të kodimit të informacionit në një valë analoge, vetëm dy metoda janë më të zakonshme, *kodimi në fushën e kohës* dhe *kodimi në fushën e frekuencës* [9]. Në kodimin *në fushën e frekuencës*, informacioni kodohet në sinusoidat që formojnë sinjalin. Forma e valës në fushën e kohës nuk është e rëndësishme në këto sinjale; informacioni kryesor është në *frekuencën, fazën dhe amplitudën* e komponenteve sinusoidale. Analiza *Fourier* është një familje e teknikave matematikore, të gjitha të bazuara në zbërthimin e sinjalit në sinusoida [19]. *Transformimi Fourier* zbërthen paraqitjen e fushës së kohës të një sinjali në paraqitje të fushës së frekuencës, duke treguar sinjalet e pranishme në frekuenca të ndryshme.

Në DSP, për të kryer analizën e frekuencës të një sinjali diskret në kohë $\{x(n)\}$, vargu në fushën e kohës konvertohet në një paraqitje ekuivalente në fushën e frekuencës. Një paraqitje e tillë jepet nga transformimi *Fourier* $X(\omega)$ i vargut $\{x(n)\}$. Meqenëse $X(\omega)$ është një funksion i vazhdueshëm i frekuencës, ai nuk është një paraqitje e përshtatshme e vargut $\{x(n)\}$. Një digjitalizues kampionon një sinjal dhe e transformon atë në vlera diskrete. Transformimi, *Fourier* nuk do të funksiononte me këto të dhëna [9]. Prandaj, në vend tij përdoret DFT-ja, që jep si rezultat *komponentët e fushës së frekuencës në vlera diskrete*. DFT-ja është pjesë e analizës *Fourier* që përdoret për ***sinjale të digjitalizuara***.

DFT-ja është një teknikë matematikore që transformon sinjalin digjital të fushës së kohës në një paraqitje në fushën e frekuencës, me amplitudat përkatëse të frekuencave të ndryshme të sinjalit [20]. Hyrja në DFT është një varg i fundëm i numrave realë ose kompleksë, duke e bërë DFT-në ideale për përpunimin e informacionit në kompjuter. **DFT-ja reale** është një version i DFT-së që përdor numra realë për të përfaqësuar sinjalet e hyrjes dhe të daljes, ndërsa **DFT-ja komplekse** është një teknikë më e avancuar që përdor numra kompleksë. Tipi i vetëm i transformimit *Fourier* që mund të përdoret në DSP është DFT-ja [21]. Meqenëse kompjuterat digjitale mund të punojnë vetëm me informacion **diskret** dhe të **fundëm në gjatësi**, ato përdorin vetëm DFT-në.

Siç paraqitet në figurën 3.3 [9], DFT-ja ndryshon një sinjal në hyrje me N pika, në dy sinjale në dalje me $(N/2) + 1$ pika. Sinjali në hyrje përmban sinjalin që do të zërthehet, ndërsa dy sinjalet në dalje përmbajnë **amplitudat** e valëve përbërëse *sinus* dhe *kosinus*. Sinjali në hyrje është në **fushën e kohës**, pasi sinjali të cilit do t'i kryhet DFT-ja është i përbërë nga kampione të marra në intervale kohe të vazhdueshme. Natyrisht, çdo lloj e dhëne e kampionuar mund të furnizojë DFT-në, pavarësisht se si arrihet ajo. Termi “*fushë e kohës*” në analizën *Fourier* aktualisht i referohet kampioneve të marra në kohë, ose mund të jetë një referencë e përgjithshme për çdo sinjal diskret që zërthehet. Termi **fushë e frekuencës** përdoret për të përshkruar amplitudat e valëve *sinus* dhe *kosinus*.

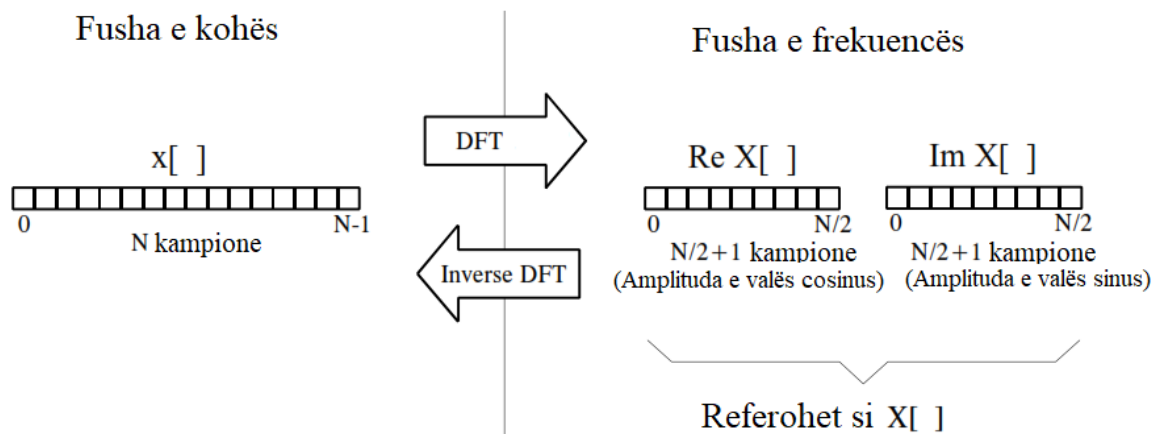


Figura 3.3 Terminologjia e DFT-së [9]

Në fushën e kohës, $x[n]$ përbëhet nga N pika, nga 0 deri në $N-1$. Në fushën e frekuencës, DFT-ja gjeneron dy sinjale, pjesën reale $ReX[n]$ dhe pjesën imagjinare $ImX[n]$. Secili prej këtyre sinjaleve të fushës së frekuencës është $(N/2) + 1$ pika i gjatë dhe shkon nga 0 në $N/2$.

Fusha e frekuencës përmban saktësisht të njëjtin informacion si në fushën e kohës, vetëm në një formë të ndryshme [22]. Nëse njihet një fushë mund të llogaritet tjetra. Për një sinjal në fushën e kohës, procesi i llogaritjes në fushën e frekuencës quhet *zërthim*, *analizë* ose thjesht

DFT. Nëse njihet sinjali në fushën e frekuencës, llogartija në fushën e kohës quhet *sintezë* ose *DFT inverse*. Sintezë dhe analiza mund të paraqiten në formën e ekuacioneve dhe algoritmeve kompjuterike.

Numri i kampioneve në fushën e kohës zakonisht paraqitet me variablin N . Megjithatë N mund të jetë çdo numër i plotë pozitiv, zakonisht, zgjidhet një fuqi e 2-it, p.sh. 128, 256, 512, etj. Ka dy arsye për këtë [9]. *Së pari* ruajtja e të dhënave digjitale përdor adresimin binar. *Së dyti*, algoritmi më efikas për llogaritjen e DFT-së, FFT-ja zakonisht operon me një N që është fuqi e 2-it. Zakonisht, N zgjidhet ndërmjet 32 dhe 4096. Në shumicën e rasteve, kampionet shtrihen nga 0 në $N-1$, në vend të, 1 deri në N .

3.3.1 Funksionet bazë të DFT-së

Valët *sinus* dhe *kosinus* të përdorura në DFT zakonisht quhen **funksionet bazë** të DFT-së. Dalja e DFT-së është një bashkësi numrash që përfaqësojnë amplitudat. Funksionet **bazë** janë një bashkësi valësh *sinus* dhe *kosinus* me amplitudë *njësi* [9]. Nëse përcaktohet amplituda (fusha e frekuencës) e secilës valë përkatëse të sinusit ose të kosinusit (funksionet bazë), rezultati është një bashkësi valësh *sinus* dhe *kosinus* të shkallëzuara që mund të mblidhen për të formuar sinjalin në fushën e kohës.

Funksionet bazë të DFT-së gjenerohen nga ekuacionet [23]:

$$c_k[n] = \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (3.28)$$

$$s_k[n] = \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (3.29)$$

ku: $c_k[n]$ është vala kosinus, amplituda e së cilës përmban $ReX[k]$ dhe $s_k[n]$ është vala sinus, amplituda e së cilës përmban $ImX[k]$. Në këto ekuacione, $c_k[n]$ dhe $s_k[n]$ janë secila me gjatësi N pika, që shkon nga $n = 0$ deri në $N-1$. Parametri k përcakton frekuencën e secilës sinusoidë. Në një DFT me N pika, k merr vlera ndërmjet 0 dhe $N / 2$.

3.3.2 Analiza, llogaritja e DFT-së

DFT-ja mund të llogaritet në tre mënyra [9] krejtësisht të ndryshme. *Së pari*, problemi mund të trajtohet si një grup ekuacionesh të njëkohshme. Kjo metodë është e dobishme për të kuptuar DFT-në, por është shumë e paefektshme në përdorimin praktik. *Metoda e dytë* sjell një ide nga korrelacioni. Kjo bazohet në identifikimin e një vale të njohur në një sinjal tjetër. *Metoda e tretë*, e quajtur transformimi *Fast Fourier* (FFT), është një algoritëm inteligjent që zbërthen një DFT me N pika, në N DFT secila me një pikë të vetme. FFT-ja zakonisht është qindra herë më e shpejtë se metodat e tjera. Cila duhet të përdoret ? Në praktikë, *korrelacioni* është teknika e preferuar, në qoftë se DFT-ja ka më pak se 32 pika, përndryshe përdoret FFT-ja.

Kjo procedurë formalizohet në ekuacionin e analizës, mënyrën matematikore për të llogaritur fushën e frekuencës nga fusha e kohës. Ekuacionet e analizës për llogaritjen e DFT-së së një vargu me gjatësi të fundme me përmasë N përcaktohet si vijon [23]:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} \left[x(n) \cdot \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - j \cdot x(n) \cdot \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \right] \quad (3.30)$$

për $0 \leq k < N/2$

$$X_{re}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (3.31)$$

$$X_{im}(k) = - \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (3.32)$$

Në ekuacionet e mësipërme, $x(n)$ është sinjali i fushës së kohës që analizohet, $X(k)$ është dalja e transformimit, $X_{re}(k)$ dhe $X_{im}(k)$ janë sinjalet në fushën e frekuencës që llogariten. Indeksi n shkon nga 0 në $N - 1$, ndërsa indeksi k shkon nga 0 në $N / 2$. Çdo term në ekuacion përcakton një element sinusoidal të pjesshëm në format kompleks me një frekuencë kF_0 , me fazë $\left(\frac{2\pi nk}{N}\right)$ dhe amplitudë $x(n)$ [24]. Shuma e tyre vektoriale për $n = 0, 1, \dots, N - 1$ dhe për indeksin k të përzgjedhur, paraqet termin sinusoidal të plotë të spektrit $X(k)$ në format kompleks për frekuencë kF_0 . Theksojmë se F_0 është frekuenca e sinjalit periodik në hyrje. Në rastin e sinjaleve aperiode, F_0 nënkupton periodën bazë të përzgjedhur të sinjalit për llogaritjen DFT.

Transformimi $X(k)$ merret si një shumë e ponderuar e funksionit eksponencial $e^{-j\frac{2\pi nk}{N}}$, ku $x(n)$ paraqet peshat e përdorura për eksponencialin. Numri i kampioneve në fushën e frekuencës përcakton numrin e ekuacioneve dhe numri i kampioneve në fushën e kohës përcakton numrin e të panjohurave në ekuacione [25]. Çdo kampion në fushën e frekuencës gjendet duke shumëzuar sinjalin e fushës së kohës me valën e kërkuar të sinusit ose kosinusit dhe mbledhen pikat rezultuese. Në këtë rast bëhet *korrelacioni* i sinjalit të hyrjes me secilin funksion bazë.

Në ekuacionin (3.30), $X(k)$ dhe $x(n)$ mund të jenë komplekse, kështu që nevojiten N shumëzime komplekse dhe $(N - 1)$ mbledhje komplekse për të llogaritur çdo vlerë të DFT-së. Llogaritja e të gjitha N vlerave të komponenteve të frekuencës kërkon gjithsej N^2 shumëzime komplekse dhe $N * (N-1)$ mbledhje [9]. Nëse futet [23] zëvendësimi

$$W_N^{nk} = e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (3.33)$$

ekuacioni (3.30) mund të rishkruhet në formën:

$$DFT[x(n)] = X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot W_N^{nk} \quad (3.34)$$

DFT-ja është **periodike** me një periodë $N/2$ edhe nëse funksioni $x(n)$ nuk është periodik.

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N} = \sum_{i=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N} e^{-j2\pi Nn/N} = X(k + N/2) \quad (3.35)$$

Shpesh rezultati i transformimit paraqitet si vlera absolute $|X(k)|$ dhe vlera e fazës $X_\varphi(k)$.

$$|X(k)| = \sqrt{X_{re}^2(k) + X_{im}^2(k)} ; \quad X_\varphi(k) = \arctg \frac{X_{im}(k)}{X_{re}(k)} \quad (3.36)$$

3.4 Analiza spektrale e sinjaleve duke përdorur DFT-në

DFT-ja është një nga mjetet më të rëndësishme në përpunimin e sinjalit digjital. DFT-ja përdoret për nxjerrjen e informacionit të koduar në *frekuencën, fazën dhe amplitudën* e komponenteve sinusoidale të sinjalit [16].

DFT-ja e konsideron sinjalin e fushës së kohës si **periodik** dhe **pafundësisht të gjatë** [9]. Për DFT-në, si fusha e kohës ashtu edhe fusha e frekuencës janë topologji rrethore, kështu që dy pikat fundore të valës së kohës interpretohen sikur të ishin të lidhura së bashku. Për të llogaritur spektrin e frekuencës të një sinjali të vazhdueshëm në kohë ose të një sinjali diskret në kohë, kërkojnë vlerat e sinjalit për të gjithë kohën. Por, meqenëse përpunuesi digjital mund të përpunojë vetëm një numër të caktuar të kampioneve, duhet të bëhet një përafrim dhe të përdoret një numër i kufizuar i kampioneve [26]. Praktikisht, sinjalet vëzhgohen vetëm për një periudhë me kohëzgjatje të fundme për të përfaqësuar sinjalin digjital të kohës, i cili mund të shtrihet në pafundësi pozitive në aksin kohor. Si rezultat, spektri i sinjalit mund të përafrohet vetëm nga të dhënat e regjistruara për një kohë të fundme.

Ekzistojnë dy faktorë që kufizojnë rezolucionin e frekuencës [9]. **Faktori i parë** është **gjatësia e sinjalit** (intervali i fundëm i vëzhgimit). Kufizimi i kohëzgjatjes së sinjalit në intervalin kohor $T_0 = NT$, ku N është numri i kampioneve dhe T është intervali i kampionimit, kufizon rezolucionin e frekuencës; d.m.th kufizon mundësinë për të dalluar dy komponentë frekuence që ndryshojnë në frekuencë me më pak se $1/T_0 = 1/NT$. Kufizimi i kohëzgjatjes së sinjalit në një interval kohor të fundëm realizohet duke bazuar përpunimin dhe analizën në një grup të caktuar të të dhënave, që përzgjidhet përmes një procesi të quajtur **dritarizim** [27]. *Dritarizimi* është procesi i përzgjedhjes së një nënbashkësie të vogël nga një grup i gjerë i të dhënave, përmes prerjes së të dhënave para dhe pas dritares. Kjo do të thotë që analizohen vetëm kampionet që përfshihen në dritaren kohore.

Shënojmë me $\{x(n)\}$ vargun që analizohet. Kufizimi i kohëzgjatjes së vargut të të dhënave në K kampione, në intervalin $0 \leq n \leq N - 1$, është ekuivalent me shumëzimin e sinjalit $\{x(n)\}$ me funksionin e dritares [27].

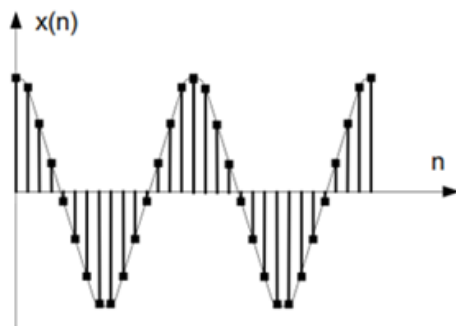
$$\hat{x}(n) = x(n) w(n) \quad (3.37)$$

Pas dritarizimit, spektri i frekuencës është një kurbë e vazhdueshme [28] (jo kampione diskrete). Sinjali në fushën e kohës është ende pafundësisht i gjatë, edhe pse shumica e

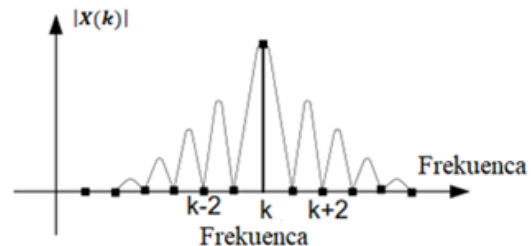
kampioneve mund të jenë zero. Kjo do të thotë se spektri i frekuencës përbëhet nga $\infty/2 + 1$ kampione ndërmjet 0 dhe 0.5, njëllë si një vijë e vazhdueshme. Kjo çon në mënyrën e dytë me të cilën duhet të modifikohet sinjali i kohës për t'a lejuar atë të paraqitet në një kompjuter: **të përzgjidhen N pika nga sinjali**, të cilat duhet të përmbajnë të gjitha pikat jo-zero të identifikuara nga dritarja, por mund të përfshijnë gjithashtu një numër çfarëdo zerosh [27]. Kjo ka efektin e kampionimit të kurbës së vazhdueshme të spektrit të frekuencës. Ideja e kampionimit të $X(e^{j\omega})$ në frekuenca me distancë të baraslarguar është baza e DFT-së. Theksojmë se ky kampionim zhvillohet në fushën e frekuencës ($X(e^{j\omega})$). Pra **faktori i dytë** që kufizon rezolucionin e frekuencës është **gjatësia e DFT**së. DFT-të me gjatësi më të madhe sigurojnë rezolucion më të mirë të frekuencës, por të njëjtin nivel zhurme. Spektri i frekuencës së gjeneruar nga një DFT me N pika përbëhet nga $(N/2) + 1$ kampione që ndahen në mënyrë të barabartë midis zeros dhe gjysmës së frekuencës së kampionimit. Sa më e gjatë të jetë DFT-ja, aq më mirë evidentohen dy frekuenca që ndryshojnë pak [29].

Transformimi *Fourier* përfaqësohet nga vijat spektrale që rezultojnë nga pjesëtimi i frekuencës së kampionimit f_s me N kampionet [9]. Nëse frekuenca e vijave spektrale f_s/N është e barabartë me frekuencën e harmonikave të analizuara, analiza quhet *sinkrone* dhe sinjali përfaqësohet nga vija spektrale saktësisht të së njëjtës frekuencë [Figura 3.4(b)]. Kampionet përputhen pikërisht me vlerat zero të harqeve anësore dhe shfaqet vetëm një vijë spektrale [7]. Kjo ndodh kur sinjali i matur është periodik dhe një numër i plotë i periodave plotësojnë intervalin kohor të marrjes së të dhënave, ose kur dritarja e kohës përmban të gjithë kampionet, pra $K = N$.

a) Funkzioni *kosinus*



b) Analiza spektrale *sinkrone*



c) Analiza spektrale *asinkrone*

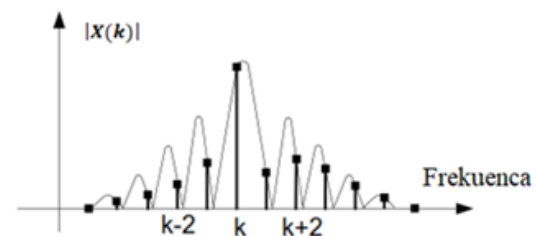


Figura 3.4 Transformimi *Fourier* i funksionit *kosinus* [7]

Megjithatë, sinjali i matur mund të mos përmbajë një numër të plotë të periodave. Kur numri i periodave në marrjen e të dhënave nuk është një numër i plotë, pikat fundore nuk janë të vazhdueshme. Këto prerje shfaqen në DFT si komponentë me frekuenca të larta, që nuk janë të pranishme në sinjalin fillestar. Këto frekuenca mund të jenë shumë më të larta se frekuenca *Nyquist* dhe mund të mbivendosen midis 0 dhe gjysmës së frekuencës së kampionimit. Pra, spektri që merret duke përdorur DFT-në, nuk është spektri i sinjalit fillestar, por një version i deformuar. Kjo analizë spektrale quhet *asinkrone*. Për analizën *asinkrone* [7] kampionet k mund të shfaqen në pozicione të ndryshme të harqeve anësore dhe sinjali i analizuar përfaqësohet nga disa vija spektrale që përhapen rreth frekuencës së sinjalit. Ky efekt i zgjerimit të spektrit quhet *leakage* (rrjedhje spektrale) [Figura 3.4(c)]. Harqet anësore shfaqen për shkak të anëve të pjerrëta të dritares drejtkëndore. Amplituda e harqeve anësore mund të reduktohet duke përdorur forma të tjera të dritares [30], ku anët janë më pak të pjerrëta. *Rrjedhja spektrale* shkaktohet nga pavazhdueshmëria e sinjalit fillestar dhe numri jo i plotë i periodave në sinjal.

Efektet e analizës spektrale asinkrone (një numër jo të plotë i cikleve) mund të minimizohen duke përzgjedhur një dritare [30] që zvogëlon amplitudën e pavazhdueshmërisë në kufijtë e çdo vargu të fundëm të përfutur nga digjitalizimi. Duke zgjedhur një dritare me gjatësi të fundme dhe një amplitudë që shkon gradualisht drejt zeros në skaje, bëjmë që pikat fundore të valës të takohen dhe rrjedhimisht të rezultojnë në një valë të vazhdueshme pa tranzicione të pjerrëta.

Ponderimi i të dhënave me funksionin e dritares së duhur, përmirëson cilësinë e analizës spektrale [13]. Në zhargonin e DSP-së, dritaret ofrojnë një kompromis ndërmjet *rezolucionit* dhe *rrjedhjes spektrale*. Për të kuptuar se si një dritare e caktuar ndikon në spektrin e frekuencave, duhet të kuptojmë më shumë për karakteristikat e frekuencave të dritareve. Ekzistojnë disa tipe të funksioneve të dritareve, shumica e të cilëve kanë marrë emrat e zhvilluesve të tyre. Çdo funksion dritare ka karakteristikat e veta, duke qenë i përshtatshëm për aplikime të caktuara në varësi të sinjalit. Dritaret [27] më të përdorura janë drejtkëndore, trekëndore (*Fejer*, *Bartlet*), *Hamming*, *Blackman*, *Blackman-Harris*, *Gaussian*, *Kaiser-Bessel*.

Grafiku i një dritare tregon se karakteristika e frekuencave të dritares është një spektër i vazhdueshëm me një hark kryesor dhe disa harqe anësore. Harku kryesor është i qëndërzuar në secilin komponent të frekuencës së sinjalit në fushën e kohës dhe harqet anësore shkojnë drejt zeros. Lartësia e harqeve anësore tregon ndikimin që funksioni i dritarizimit ka në frekuencat rreth harkut kryesor. Përgjigja e harkut anësor të një sinjali të fortë sinusoidal mund të mposht përgjigjen e harkut kryesor të një sinjali të dobët sinusoidal. Zakonisht harqet anësore më të ulët zvogëlojnë *rrjedhjen spektrale* në FFT-në e matur, por rrisin gjerësinë e brezit të harkut kryesor [30]. Duke rritur rënien eksponenciale të *peak-eve* të harqeve anësore, mund të zvogëlohet rrjedhja spektrale.

Funksionet e dritareve *Hamming* dhe *Hanning*, siç paraqiten në figurën 3.5, kanë një formë sinusoidale. Të dyja dritaret rezultojnë në një *peak* të gjerë, ndërsa harqet anësorë të ulët. Dritarja *Hanning* [31] arrin zeron në të dyja anët, duke eliminuar të gjitha pikëkëputjet. Dritarja *Hamming* nuk arrin plotësisht zeron, prandaj ka një pikë këputje të lehtë në sinjal. Për shkak të këtij ndryshimi, dritarja *Hamming* anulon më mirë harkun anësor më të afërt dhe më dobët harqet e tjerë. Këto funksione të dritareve janë të dobishëm për matjen e zhurmave, ku dëshirohet një rezolucion më i mirë i frekuencës, ndërsa harqet anësorë nuk paraqesin ndonjë problem.

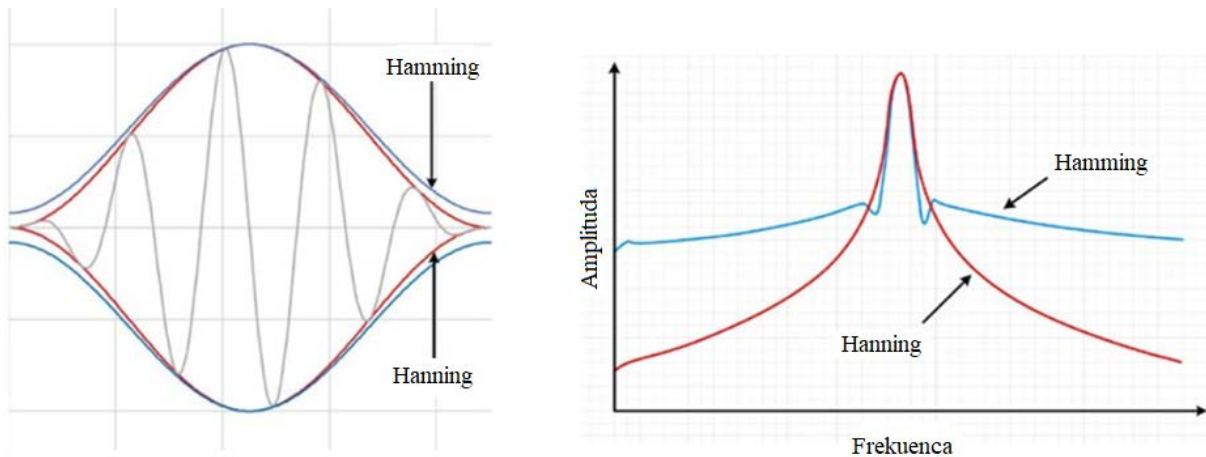


Figura 3.5 Dritaret *Hamming* dhe *Hann* [31]

Dritarja *Blackman-Harris* (figura 3.6) është e ngjashme me dritaret *Hamming* dhe *Hanning*. Spektri rezulton me një *peak* të gjerë, por kompresim të mirë të harqeve anësorë.

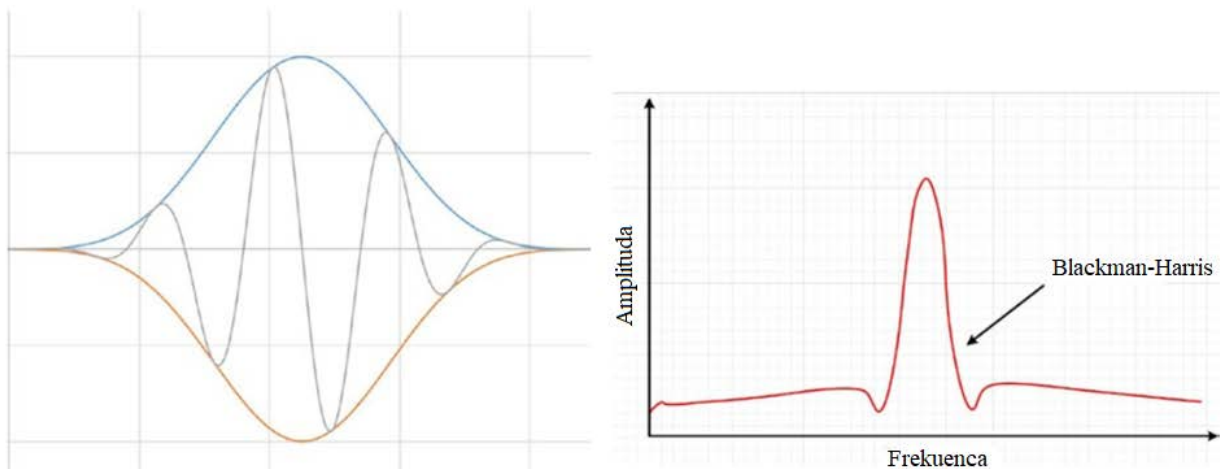


Figura 3.6 Dritarja *Blackman-Harris* [31]

Një dritare *Kaiser-Bessel* vendos një ekuilibër [15] ndërmjet qëllimeve të ndryshme kontradiktore të saktësisë së amplitudës, distancës së harkut anësor dhe lartësisë së harkut

anësor. Krahasonet përafërsisht me funksionet e dritareve *Blackman-Harris*, por për të njëjtën gjerësi të harkut kryesor, harqet anësorë të afërt tentojnë të jenë më të lartë, ndërsa harqet anësorë më të largët janë më pak të lartë. Duke zgjedhur këtë dritare shpesh identifikohen sinjale afër nivelit të zhurmës.

Dritarja *flat top* (figura 3.7) është gjithashtu sinusoidë [31] që kalon vijën zero. Kjo shkakton një *peak* shumë më të gjerë në fushën e frekuencës që është më afër amplitudës së vërtetë të sinjalit sesa dritaret e tjera.

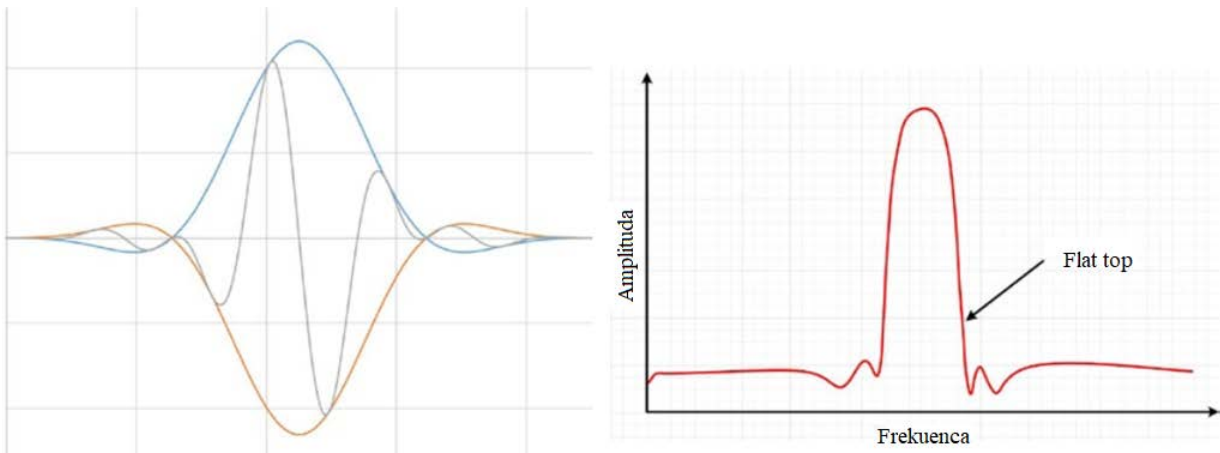


Figura 3.7 Dritarja *flat top* [31]

Përzgjedhja e funksionit të dritares nuk është një detyrë e thjeshtë. Çdo funksion dritare ka karakteristikat e veta dhe përshtatshmërinë për aplikime të ndryshme. Për të zgjedhur një funksion dritare, duhet të vlerësohet përmbajtja [32] e frekuencës së sinjalit.

- Nëse sinjali përmban komponentë të fortë interferues të frekuencave, larg frekuencës së interesit, zgjidhet një dritare me një shpejtesi të lartë të rënies së *peak*-eve të harqeve anësorë.
- Nëse sinjali përmban sinjale të fortë interferues afër frekuencës së interesit, zgjidhet një funksion dritare me një vlerë maksimale të ulët të harkut anësor.
- Nëse frekuenca e interesit përmban dy ose më shumë sinjale shumë pranë njëri-tjetrit, rezolucioni spektral është i rëndësishëm. Në këtë rast është më mirë të zgjidhet një dritare me harkun kryesor shumë të ngushtë.
- Nëse saktësia e amplitudës të një komponenti të vetëm të frekuencës është më e rëndësishme sesa vendndodhja e saktë e komponentit të frekuencës, zgjidhet një dritare me një hark kryesor të gjerë.
- Nëse spektri i sinjalit është mjaft i sheshtë ose me brez të gjerë (*broadband*) në përmbajtjen e frekuencës, përdoret dritare uniforme ose nuk përdoret dritare.

Shumë prej teknikave DSP nuk kërkojnë të kuptohet periodiciteti i DFT-ve ose përdorimi i frekuencave negative, si për shembull *analiza spektrale* dhe *përgjigja e frekuencës* së sistemeve. Për këto aplikime është plotësisht e mjaftueshme të shihet fusha e kohës me shtrirje nga kampioni 0 deri në $N-1$ dhe fusha e frekuencës nga zero në gjysmën e frekuencës së kampionimit.

3.5 FFT

Ekzistojnë disa mënyra për të llogaritur DFT-në, të tilla si zgjidhja e njëkohshme e ekuacioneve lineare ose metoda e *korrelacionit*. FFT-ja është një metodë tjetër për llogaritjen e DFT-së. FFT-ja është një nga algoritmet më të komplikuar në DSP, por që redukton kohën e llogaritjes me *qindra herë*. Pa FFT-në shumë teknika nuk do të ishin praktike.

DFT-ja i referohet një transformimi apo funksioni matematikor, pavarësisht se si llogaritet ai. Ndërsa FFT-ja i referohet një familje të veçantë të algoritmeve për llogaritjen e DFT-së, që përfiton nga simetria dhe periodiciteti i transformimit *Fourier* për të rritur efikasitetin e llogaritjes, duke zvogëluar numrin e veprimeve [8]. FFT-ja është projektuar me mjeshtëri për shpërndarjen e të dhënave në mënyrë të efikase brenda arkitekturave të zakonshme të memories dhe për të kryer llogaritjen në mënyrë sekuenciale.

FFT-ja bazohet në DFT-në komplekse, një version më i sofistikuar i DFT-së reale. FFT është një implementim i optimizuar i një DFT-je [6] që kryen më pak llogaritje, por në thelb vetëm zbërthen një sinjal. Për të përmirësuar efikasitetin në llogaritjen e DFT-së, shfrytëzohen disa karakteristika të W_N^{ik} që përshkruhen si vijon [23]:

$$DFT[x(i)] = X(k) = \sum_{i=0}^{N-1} x(i) \cdot W_N^{ik}$$

$$\text{Vetia e simetrisë: } W_N^{ik+N/2} = -W_N^{ik} \quad (3.38)$$

$$\text{Vetia e periodicitetit: } W_N^{ik} = W_N^{ik+N} = W_N^{ik+2N} \quad (3.39)$$

$$\text{Vetia e rekursionit (aplikimi i përsëritur i një procedure): } W_{N/2}^{ik} = W_N^{2ik} \quad (3.40)$$

Algoritmi FFT [13] përkufizohet si një algoritëm FFT me bazë- r , ku baza është përmasa e zbërthimit FFT. Bashkësia e të dhënave të hyrjes me N pika ndahet në r nënbashkesi, për të rritur efikasitetin e llogaritjes, për shembull baza-4 ose baza-8. Ideja kryesore e FFT-së është që DFT-ja e një vargu të fushës së kohës me gjatësi N zbërthehet në DFT të njëpasnjëshme më të vogla, llogaritjet e të cilave kërkojnë më pak veprime aritmetike. Kjo njihet si strategjia “*përça dhe sundo*” që bëhet e mundur duke përdorur vetitë e përshkruara më sipër. Zbërthimi në DFT më të shkurtra mund të kryhet duke ndarë një varg $x(i)$ të të dhënave të hyrjes me N pika, në dy

vargje të të dhënave $a(m)$ dhe $b(m)$ me $N/2$ pika, që korrespondojnë respektivisht me kampionet me numër çift dhe numër tek të $x(i)$, që janë:

$$a(m) = x(2m), \text{ d.m.th, kampionet e } x(i) \text{ per } i=2m \quad (3.41)$$

$$b(m) = x(2m+1), \text{ d.m.th, kampionet e } x(i) \text{ per } i=2m+1 \quad (3.42)$$

ku m është një numër i plotë në diapazonin $0 \leq m \leq N/2$

Ky proces i ndarjes së vargut të fushës së kohës në kampione çift dhe tek është ai që i jep algoritmit emrin e tij: "**Ndarje në Kohë**". Kështu, $a(m)$ dhe $b(m)$ merren duke ndarë $x(n)$ me një faktor dy; prandaj, algoritmi FFT që rezulton quhet me "bazë-2". Kjo është forma më e thjeshtë dhe më e zakonshme e algoritmit të *Cooley-Tukey* [33].

DFT-ja me N -pika mund të shprehet në terma të DFT-ve të vargjeve të ndarë si më poshtë [34]:

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{i=0}^{N-1} x(i) \cdot W_N^{ik} = \sum_{m=0}^{N/2-1} x(2m) \cdot W_N^{2mk} + \sum_{m=0}^{N/2-1} x(2m+1) \cdot W_N^{(2m+1)k} \\ X(k) &= \sum_{m=0}^{N/2-1} x(2m) \cdot W_N^{2mk} + W_N^k \cdot \sum_{m=0}^{N/2-1} x(2m+1) \cdot W_N^{2mk} \end{aligned} \quad (3.43)$$

Duke zëvendësuar ekuacionin (3.41) dhe (3.42), ekuacioni (3.43) mund të shprehet si:

$$X(k) = \sum_{m=0}^{N/2-1} a(m) \cdot W_{N/2}^{mk} + W_N^k \cdot \sum_{m=0}^{N/2-1} b(m) \cdot W_{N/2}^{mk} = A(k) + W_N^k B(k) \quad (3.44)$$

ku $0 \leq k \leq N$.

Këto dy shuma paraqesin DFT-të me $N/2$ pika, respektivisht, të vargjeve $a(m)$ dhe $b(m)$ [34]. Pra, $\text{DFT}[a(m)] = A(k)$ për kampionet me numër çift dhe $\text{DFT}[b(m)] = B(k)$ për kampionet me numër tek. Në sajë të vetisë së periodicitetit të DFT-së, daljet për $N/2 \leq k \leq N$ të një DFT-je me gjatësi $N/2$ janë identike me daljet për $0 \leq k \leq N/2$. Pra $A(k+N/2)=A(k)$ dhe $B(k+N/2)=B(k)$ për $0 \leq k \leq N/2$. Përveç kësaj, në sajë të vetisë së simetrisë, faktori $W_N^{k+N/2} = -W_N^k$. Kështu që e gjithë DFT-ja mund të llogaritet si më poshtë:

$$\begin{aligned} X(k) &= A(k) + W_N^k B(k) \\ X(k + N/2) &= A(k) - W_N^k B(k) \\ 0 \leq k \leq N/2 \end{aligned} \quad (3.44)$$

Pra, shprehja e DFT-së me gjatësi N në mënyrë rekursive në funksion të dy DFT-ve me përmasë $N/2$ është thelbi i FFT-së me bazë-2 me "**Ndarje në Kohë**" [23]. Theksojmë se daljet përfundimtare të $X(k)$ merren me një kombinim +/- të $A(k)$ dhe $B(k) \cdot W_N^k$ që është thjeshtë një DFT me përmasë 2. Këto kombinime mund të demonstrohen me një diagramë të thjeshtë që quhet *butterfly* (figura 3.8) për shkak të formës së saj me krahë. *Butterfly* është elementi bazë llogaritës i FFT-së, duke transformuar dy pika komplekse në dy pika të tjera komplekse.

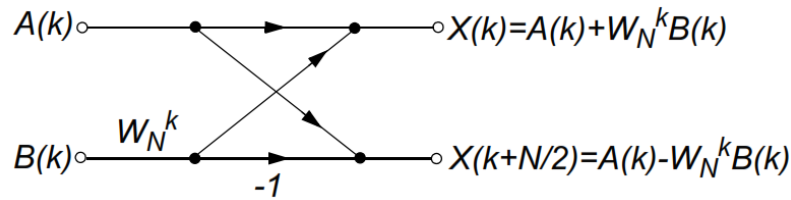


Figura 3.8 *Butterfly*, llogaritja bazë në algoritmin FFT [23]

Ndarja në fushën e kohës e vargut të të dhënave mund të përsëritet derisa vargu rezultues të reduktohet në një DFT bazë. Në përgjithësi, për një DFT me N pika, algoritmi FFT zbërthen DFT-në në $\log_2 N$ - stade, secili prej të cilëve përbëhet nga $N/2$ llogaritje *butterfly*. Për zbërthim efektiv dhe optimal të vargut të të dhënave të hyrjeve në nën-vargje të njëpasnjëshme çift dhe tek, është mirë që kampionet e të dhënave të hyrjes të jenë një fuqi e 2-shit (... , 64, 128, dhe kështu me radhë).

Në mënyrë të ngjashme, algoritmi i "**Ekzekutimit në Kohë**" nganjëherë përdoret për algoritmin e "**Ekzekutimit në Frekuencë**" (i quajtur edhe algoritmi Sande-Tukey), i cili zbërthen [33] vargun e koeficientëve $X(k)$ të DFT-së në nën-vargje në mënyrë të njëpasnjëshme.

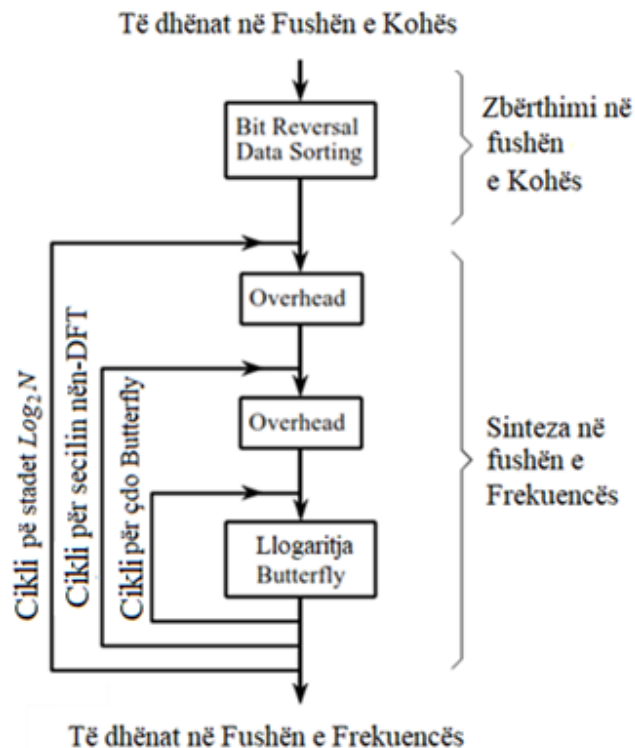


Figura 3.9 Diagrama e FFT-së [9]

Në figurën 3.9 paraqitet diagrama e FFT-së, bazuar në tre etapa [9]. FFT vepron duke zbërthyer një sinjal të fushës së kohës me N pika, në N sinjale të fushës së kohës, secili i përbërë nga një pikë e vetme. Hapi i dytë është llogaritja e N spektrave të frekuencës që korrespondojnë me këto N sinjale të fushës së kohës. Së fundi, N spektra sintetizohen në një spektër të vetëm të frekuencës. Sinteza e fushës së frekuencës kërkon tri cikle të mbyllura.

3.6 Vlerësimi i shpejtësisë dhe saktësisë së llogaritjes së DFT-së dhe FFT-së

FFT-ja me bazë-2 përdor algoritme që bëjnë të njëjtën gjë si DFT, por në kohë shumë më të shkurtër. DFT-ja që llogaritet me korrelacion ka nevojë për N^2 shumëzime komplekse, ndërsa FFT-ja kryen vetëm $N/2 \cdot \log_2 N$ shumëzime komplekse dhe $N \cdot \log_2 N$ mbledhje komplekse [25]. Prandaj raporti midis llogaritjes së DFT-së me korrelacion dhe llogaritjes së FFT-së për të njëjtën N është proporcional me $2N/\log_2 N$.

Në rastet kur N -ja është e vogël, ky raport nuk është shumë i rëndësishëm, por kur N -ja bëhet e madhe, ky raport bëhet shumë i madh. Për vlera të mëdha të N -së (1024 dhe më lart) FFT-ja është absolutisht vendimtare. FFT-ja është algoritm më i shpejtë kur DFT është më e gjatë se 16 pika. Figura 3.10 krahason në formë grafike kohën e ekzekutimit të dy algoritmeve [9] në një procesor Pentium 100 MHz. Për shembull, një FFT me 32 pikë është rreth *dhjetë herë* më e shpejtë se metoda e korrelacionit. Kurse një FFT me 4096 pika është *njëmijë herë* më e shpejtë. Për vlerat e vogla të N -së (të themi, 32 deri në 128), FFT-ja është e rëndësishme. Prandaj, FFT-ja është thjesht një mënyrë më e shpejtë për të llogaritur DFT-në.

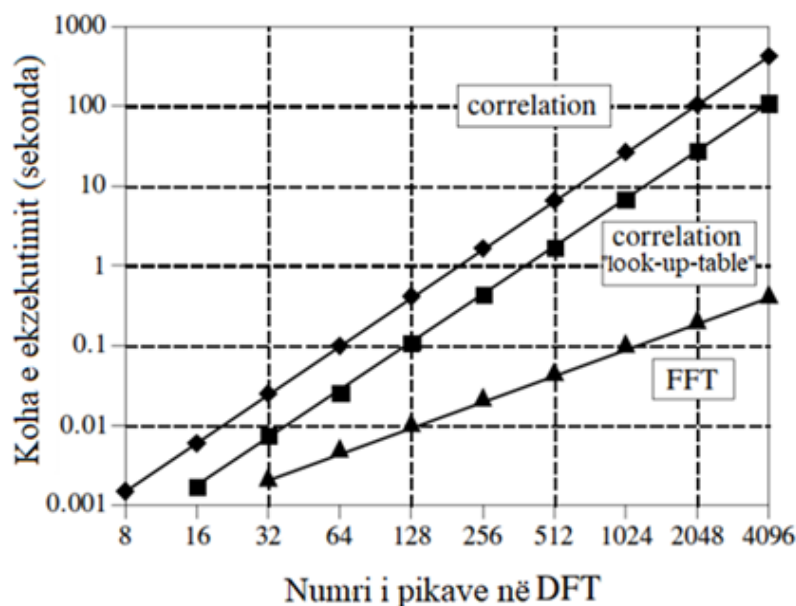


Figura 3.10 Kohët e ekzekutimit për llogaritjen e DFT-së [9]

FFT-ja ka një avantazh tjetër përveç shpejtësisë së përpunimit. FFT-ja llogarit **më saktë**, sepse numri më i vogël i llogaritjeve rezulton në një gabim *round-off* më të vogël [9]. Siç paraqitet në figurën 3.11, FFT llogarit DFT-në me gabim më të vogël se metoda e korrelacionit.

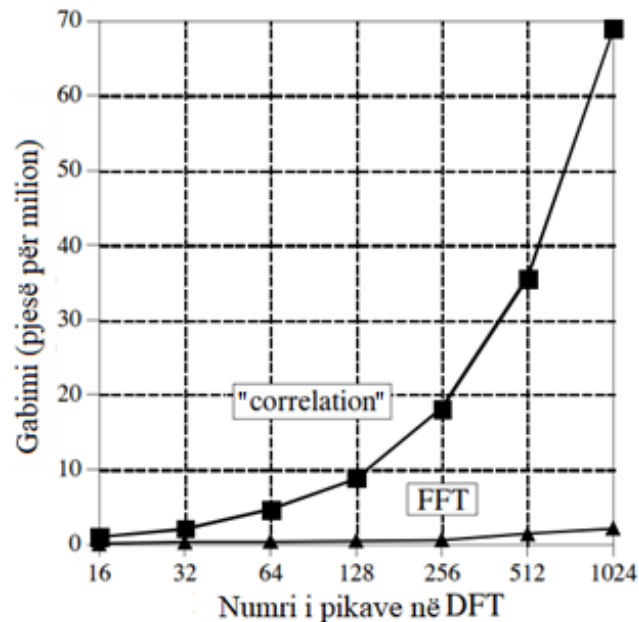


Figura 3.11 Saktësia e DFT-së [9]

3.7 Filtrimi Dixhital

Filtrimi është një nga format më të përdorura të përpunimit të sinjalit [3]. Performanca e tyre e jashtëzakonshme është një nga arsyet kryesore që DSP-të janë bërë kaq të përhapura. Në aplikimet DSP-së, filtrat digjitalë përdoren për të modifikuar cilësitë e sinjaleve në fushën e kohës ose të frekuencës [6].

Efektin e kërkuar të filtrimit, filtra digjitalë e realizojnë përmes llogaritjeve numerike mbi vlerat e kampionuara të sinjalit, të tilla si shumëzimet me konstantet e ponderimit dhe mbledhjet e produkteve. Praktikisht filtrat digjitalë mund të realizohen si një zgjidhje *hardware* [35], duke përdorur qarqe digjitalë të posaçëm (qarqe të integruara) që kryejnë filtrimin. Në realizimin *software* [27] duhet të zgjidhet tipi i mikroprocesorit apo mikrokontrollorit me përdorim të përgjithshëm, në të cilin do të ekzekutohet *software* i projektuar për funksione DSP.

Projektimi i filtrave digjitalë, në mënyrë që të arrihen karakteristikat e dëshiruara të filtrit, lidhet me percaktimin e saktë të konstanteve të ponderimit. Ky proces mbështetet me mjete *software* që përkthejnë kërkesën e projektimit në një zgjidhje të veçantë [28]. Performanca e

filtrit varet nga disa faktorë *hardware* që mund të kufizojnë implementimin e tyre (organizimi i kujtesës, shpejtësia e procesorit etj) [36].

Gjithashtu, zgjidhja mund të ndërtohet si një zgjidhje [37] *fixed-point* ose *floating-point*. Projektimet *fixed-point* janë deri tani më të njohurat, nëse filtrat realizohen në *hardware*. Popullariteti i *fixed-point* është rritur nga avantazhet e shpejtësisë, kostos, fuqisë dhe madhësisë së kujtesës, në krahasim me alternativën *floating-point*.

Avantazhet [38] e përdorimit të filtrave digjitalë për shumë aplikime DSP janë si vijon:

- Janë të programueshëm. Një program i ruajtur në memorien e procesorit mund të përcaktojë funksionimin e filtrit. Kjo nënkupton që filtri dixhital mund të ndryshohet lehtësisht pa ndikuar në *hardware*.
- Disa tipa të filtrave kanë aftësinë për t'iu përshtatur ndryshimeve në karakteristikat e sinjalit.
- Janë të lehtë për t'u simuluar dhe projektuar.
- Janë të pavarur nga temperatura.
- Kanë precizion dhe saktësi të lartë.
- Kanë performancë *robuste*-e në një diapazon të gjerë të frekuencave.
- Procesorë të shpejtë mund të trajtojnë kombinime komplekse të filtrave në paralel dhe kaskadë, duke e bërë *hardware*-in relativisht të thjeshtë dhe kompakt në krahasim me qarqet ekuivalente analoge.
- Kanë përmasa kompakte dhe ndërveprueshmëri me nënsistemet e tjerë digjitalë.
- Kanë mundësi për kontroll të *latency*⁴

Pjesa më e rëndësishme e çdo detyre DSP është të kuptohet se si përmbahet informacioni në sinjalet me të cilët punohet, në *fushën e kohës* apo në *fushën e frekuencës*. Ky dallim është absolutisht kritik në projektimin e filtrave, pasi nuk është e mundur të zgjidhet një filtër për të dy aplikimet. Performanca e mirë në fushën e kohës rezulton në performancë të dobët në fushën e frekuencës dhe anasjelltas [9]. Kjo çon në rëndësinë e *përgjigjes shkallë* dhe *përgjigjes së frekuencës*. Filtrat digjitalë (ashtu si ato analogë) duhet të shfaqin një karakteristikë [39] relativisht të sheshtë në *brezin e kalimit*, *brezi i tranzicionit* duhet të jetë sa më i ngushtë të jetë e mundur, filtri duhet të jetë linear (pa shtrembërime te fazës)⁵ dhe *përgjigja shkallë* duhet të jetë e shpejtë dhe pa *mbirregullim*. *Mbirregullimi*, përgjithësisht, duhet të eliminohet, sepse ai ndryshon amplitudën e kampioneve të sinjalit; d.m.th është një deformim i rëndësishëm i

⁴ *Latency* - është intervali kohor midis simulimit dhe përgjigjes, ose vonesa kohore midis shkakut dhe pasojës të disa ndryshimeve fizike në sistemin që po vëzhgohet.

⁵ Nëse $\angle H(\Omega)$ është linear në lidhje me Ω , filtri thuhet se ka *fazë lineare* dhe vonesa në fazë e filtrit është konstante.

informacionit në fushën e kohës. DFT-ja (duke përdorur algoritmin FFT) e *përgjigjes impulsive* është *përgjigja e frekuencës* së filtrit, e cila përshkruan koeficientin e amplifikimit të filtrit për frekuenca të ndryshme.

Në përpunimin e sinjalit digjital, klasa më e zakonshme e filtrave digjitalë është sistemi *causal LTI* [5], pasi filtrat që funksionojnë në kohë reale nuk mund të veprojnë mbi kampionet e ardhshme të sinjalit në hyrje (kjo do të thotë që kampioni i daljes që paraqet hyrjen në çastin t të dalë pak më vonë). Vetitë e një filtri digjital *causal LTI* mund të karakterizohen plotësisht nga përgjigja e tij impulsive $h(n)$, ose përgjigja e frekuencës $H(e^{j\omega})$, ose nga ekuacionet diferencë, të cilat tregojnë llogaritjet që kërkohen për realizimin e një filtri.

Forma e përgjithshme e një filtri *causal LTI*, që shpreh kampionet e daljes $y(n)$ në funksion të kampioneve të hyrjes $x(n)$ është marrëdhënia (3.22)

$$y(n) = -\sum_{k=1}^N a(k)y(n-k) + \sum_{k=0}^M b(k)x(n-k)$$

Siç e kemi përmendur më lart, sipas kohëzgjatjes së përgjigjeve të tyre të impulsive, filtrat digjitalë mund të klasifikohen në dy kategori: IIR dhe FIR [40]. Si filtrat FIR, ashtu dhe filtrat IIR mund të realizohen në mënyrë *rekursive* dhe *jorekursive*. Duhet të theksohet se, në përgjithësi, realizimet *rekursive* të filtrave IIR dhe realizimet *jorekursive* të filtrave FIR janë më efikase dhe përdoren zakonisht. Prandaj në disa raste preferohet një terminologji alternative, në të cilën një filtër FIR njihet si një filtër digjital *jorekursiv* dhe një filtër digjital IIR referohet si një filtër digjital *rekursiv* [3].

3.7.1 Filtrat IIR

Nëse të paktën një $a(k) \neq 0$, $\forall k \in [1, N]$, ekuacioni (3.22) karakterizon filtra IIR. Vlerat e daljes së filtrave IIR llogariten duke mbledhur shumën e ponderuar të *vlerave të mëparshme* dhe *aktuale të hyrjes* me shumën e ponderuar të *vlerave të mëparshme të daljes* [41]. Meqenëse në filtrin IIR përgjigja varet jo vetëm nga sinjali i hyrjes por edhe nga sinjali i daljes, atëherë filtri IIR ka *lidhje të kundërt (feedback)* dhe quhet filtër *rekursiv* [35]. Nëse një impuls njësi aplikohet në hyrje të këtij filtri, atëherë teorikisht në dalje një varg pafundësisht i gjatë do të shfaqet për shkak të lidhjes së kundërt. Termi "përgjigje e pafundme" është paksa mashtrues, sepse në strukturat reale të filtrit IIR përgjigja impulsive zvogëlohet në zero për një kohë të caktuar.

Forma e përgjithshme e *funksionit transmetues* të një filtri digjital IIR [42] përshkruhet nga marrëdhënia (3.25)

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{k=0}^M b(k) z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a(k) z^{-k}}$$

Rendi i një filtri IIR është i barabartë me N , që është edhe rendi i emëruesit të funksionit transmetues [42]. Rendi N përcakton gjithashtu numrin e kampioneve të mëparshëm që duhet të

ruhen dhe të përdoren për të llogaritur daljen aktuale. Karakteristikat e filtrave [38] IIR janë si vijon:

- Funkcioni transmetues i një filtri IIR përmban pole dhe zero. Vendndodhja e poleve përcakton qëndrueshmërinë ⁶ në filtrat IIR (dmth. duhet të jetë brenda rrethit njësi të planit z për të qenë i qëndrueshëm). Është e mundur të merret një filtër IIR që rezulton i paqëndrueshëm. Gjithashtu zhurma e kuantizimit të koeficientëve mund të ndikojë seriozisht në përgjigjen e filtrit dhe në qëndrueshmërinë e tij, duke ngacmuar vendndodhjet e poleve dhe duke drejtuar disa nga polet më afër ose mbi rrethin njësi. **Pengesa kryesore e filtrave rekursivë është rreziku që ato mund të jenë të paqëndrueshëm.** Është e nevojshme të bëhet analiza e kushteve të qëndrueshmërisë - ndër të tjera pozicioni i poleve në planin z .
- Filtrat IIR janë shumë të ndjeshëm ndaj efekteve të *round-off*-it (përafrim me rrumbullakosje), të futur nga veprimet matematikore me saktësi të caktuar, të cilat mund të rezultojnë në cikle kufizuese, që janë luhatje të pafundme me amplitudë të vogël në vlerën e daljes së filtrit.
- Filtrat IIR janë të vështirë për t'u projektuar për rende të larta (~ 8 max) për shkak të çështjeve të qëndrueshmërisë që rrjedhin nga efektet e veprimeve matematikore me saktësi të caktuar.
- Filtrat IIR janë shumë të ndjeshëm ndaj gabimeve të kuantizimit të koeficientëve që ndodhin për shkak të përdorimit të një numri të caktuar të *bit*-eve për të paraqitur koeficientët e filtrit.
- Filtrat IIR kanë një përgjigje jolineare të fazës, e cila përbën disavantazhin kryesor të një filtri IIR. Prandaj, përdoren kryesisht për aplikime që nuk nuk kërkojnë informacion faze, për shembull, për monitorimin e amplitudave të sinjaleve.
- Filtrat rekursivë, për shkak të lidhjes së kundërt, mund të arrijnë një performancë shumë më të mirë, mbi të gjitha pjerrësia e karakteristikës së frekuencës së filtrit në brezin e tranzicionit.
- Performanca më e mirë e filtrave rekursivë mundëson projektimin e filtrave me një numër më të vogël të koeficientëve (pra, më pak elementë shumëzues) për të ekzekutuar veprime të njejta filtrimi dhe për këtë arsye filtrat IIR mund të jenë më të shpejtë dhe me më pak kërkesa për fuqi përpunimi dhe memorie.
- *Latency* (vonesa) e filtrit IIR = $T_{kampionimi}$
- Filtrat IIR zakonisht realizohen si një ekuivalent digjital i një filtri analog, si *Butterworth*, *Chebyshev*, *Bessel*, ose *Elliptic*.
- Në projektimin e filtrave IIR specifikohet vetëm përgjigja e dëshiruar e amplitudës.

Figura 3.12 tregon strukturën e përgjithshme të një filtri IIR [18]. Filtrat digjitalë mund të realizohen në mënyra të ndryshme, që do të thotë se ekuacioni mund të llogaritet në mënyra të

⁶ Në kontekstin e filtrave, qëndrueshmëria nënkupton që një hyrje e kufizuar në filtër do të rezultojë gjithmonë në një dalje të kufizuar.

ndryshme. Realizimi i një filtri IIR [13], në të cilin ekuacioni i diferencës vlerësohet saktësisht siç është shkruar, pa ndonjë transformim të ndërmjetëm, quhet Forma e Drejtpërdrejtë I [figura 3.12(a)]. Për një filtër IIR të rendit N , një realizim i Formës së Drejtpërdrejtë I kërkon $2N$ elemente të memories (një për çdo term z^{-1}), $2N + 1$ shumëzues dhe $2N + 1$ mbledhësa.

Një tjetër realizim i një filtri IIR quhet Forma e Drejtpërdrejtë II [figura 3.12(b)], në të cilën ekuacioni i diferencës riorganizohet **për të minimizuar numrin e elementëve të memories** [43]. Për një filtër IIR të rendit N , një realizim i Formës së Drejtpërdrejtë II kërkon N elemente të memories, $2N + 1$ shumëzues dhe $2N + 1$ mbledhësa. Edhe pse rendi i veprimeve aritmetike është i ndryshëm, të dyja realizimet përdorin të njëjtët koeficientët konstantë në ekuacionin e diferencës. Ekzistojnë shumë realizime të tjera, përveç dy formave të drejtpërdrejta të diskutuara këtu. Gjithashtu në këtë rast është e mundur të zvogëlohet numri i elementeve duke marrë parasysh kushtet e simetrisë.

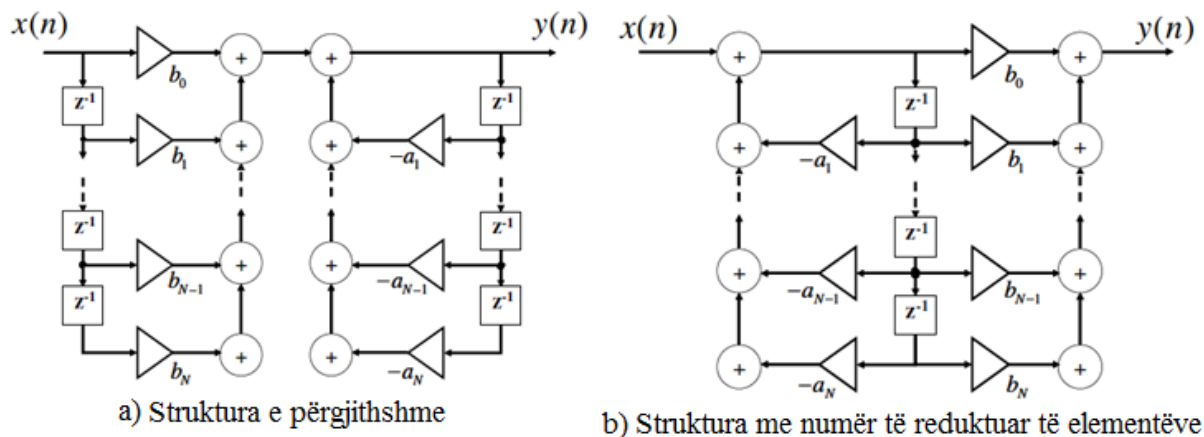


Figura 3.12 Struktura e filtrit IIR [43]

Teknika më e zakonshme që përdoret për projektimin [44] e filtrave digjitalë IIR përfshin hapat e mëposhtëm:

1. Projektimi i një filtri prototip analog
2. Transformimi i prototipit në paraqitjen digjitale

Projektimi i filtrave IIR [44] bëhet duke transformuar një filtër analog në ekuivalentin e tij digjital nëpërmjet transformimit “bilinear”⁷. Projektimi i filtrave digjitalë të frekencave të larta,

⁷ Transformimi “bilinear” është një korrespondencë matematikore e variablave. Në filtrimin digjital, kjo është një metodë standarde e vënies së korrespondencës ndërmjet planit s (ose planit analog) me planin z (ose digjital). Ai transformon filtrat analogë, të dizenuar duke përdorur teknikat klasike të dizenjimit të filtrave, në ekuivalentet e tyre diskretë.

brez-blokues dhe *brez-kalues*, bazohet në transformimin e një filtri digjital të *frekuencave* të ulëta në filtrin e dëshiruar, duke përdorur një transformim të përshtatshëm. Projektimet më të zakonshme [45] për filtrin analog janë *Chebyshev*, *Butterworth*, *Elliptic* dhe *Bessel*. Filtrat *Chebyshev* dhe *Elliptic* karakterizohen nga tranzicione më të shpejta nga *brezi i lejimit* në *brezin e bllokimit* sesa filtri *Butterworth*.

3.7.2 Filtrat FIR

Nëse $a(k) = 0, \forall k \in [1, N]$, ekuacioni (3.22) merr formën (3.24), që karakterizon një filtër digjital FIR. Dalja e filtrit $y(n)$ është shuma e ponderuar e vlerave aktuale dhe të shkuara të hyrjes [46]. Këto filtra njihen edhe si filtra *jorekursivë*, pasi ato nuk kanë ndonjë lidhje të kundërt dhe *përgjigja e filtrit FIR varet vetëm nga sinjali i hyrjes* [3]. Për shkak se vlerat e daljes nuk varen nga vlerat e shkuara të daljes, përgjigja impulsive shkon në zero për një periudhë të caktuar kohe. Përgjigja impulsive e një filtri FIR të rendit M diskret në kohë zgjat saktësisht $M + 1$ kampione përpara se ajo të vendoset në zero. **Gjatësia** e filtrit FIR është $M + 1$ [39]. Rendi i një filtri është numri i vonesave, $rendi = M$.

Për të analizuar përgjigjen e filtrit FIR përdoret marrëdhënia e *thurjes* që mundëson përcaktimin e sinjalit të përgjigjes, nëse njihet përgjigja impulsive $h(n)$. DFT-ja e *përgjigjes impulsive* është **përgjigja e frekuencës** së filtrit [9], që përshkruan koeficientët e amplifikimit të filtrit për frekuenca të ndryshme. Përgjigja e dëshiruar e frekuencës për filtrin me fazë lineare është transformimi *Fourier* i përgjigjes së dëshiruar impulsive.

Duke barazuar marrëdhënien (3.7) me (3.24) kemi [44] :

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b(k)x(n-k) = \sum_{k=0}^M h(k)x(n-k) \quad (3.45)$$

Kur $x(n) = \delta(n)$, mund të marrim përgjigjen impulsive

$$h(n) = \sum_{k=0}^M b(k)\delta(n-k) = b(n) \quad (3.46)$$

$$h(n) = \begin{cases} 0, & n < 0 \\ b(n), & 0 \leq n \leq M \\ 0, & n > M \end{cases} \quad (3.47)$$

$$h(n) = \{b_0, b_1, \dots, b_M\} \quad (3.48)$$

Meqenëse $h(n)$ dhe $x(n)$ janë vargje me kohëzgjatje të fundme, *thurja* e tyre është gjithashtu me kohëzgjatje të fundme. Nga përgjigja impulsive, mund të konkludohet drejtpërdrejt se filtrat FIR janë gjithmonë të qëndrueshëm [45]. Për një filtër FIR të rendit M , $b(n)$ është vlera e përgjigjes impulsive në çastin n për $0 \leq n \leq M$. Nëse filtri është një filtër FIR në formë të drejtpërdrejtë, atëherë $b(n)$ është gjithashtu një koeficient i filtrit. $x(n-k)$ paraqesin hyrjet e

mëparshme dhe zakonisht referohen si *tap*-e, që në shumë implementime ose bllok-diagrama japin hyrjet e vonuara në veprimet e shumëzimit.

Funksioni transmetues i një filtri FIR, $H(z)$ është transformimi z i përgjigjes së tij impulsive $h(n)$ ⁸ dhe përdoret për studimin e qëndrueshmërisë së sistemit. Në veçanti, për filtrat FIR me $M+1$ pika, $H(z)$ është një polinom i rendit M të variablilit kompleks z dhe jepet nga [42]

$$H(z) = H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^M h(n) z^{-n} = \sum_{n=0}^M b(n) z^{-n} \quad (3.49)$$

dhe

$$Y(z) = H(z)X(z) \quad (3.50)$$

Thurja mund të realizohet si shumëzim në fushën z [14]. Funksioni transmetues $H(z)$ përshkruan qartë karakteristikat e sistemit *causal*. Filtrat FIR nuk kanë emërues në funksionin transmetues, prandaj nuk kanë pole, por vetem zero. Funksioni transmetues i çdo filtri FIR me gjatësi $M + 1$ është një polinom i rendit M të variablilit z^{-1} dhe zerot në planin z përcaktojnë karakteristikën e amplitudës së përgjigjes së frekuencës.

Megenëse rendi i një filtri është rendi i funksionit të tij transmetues, për filtrat FIR ai është rendi i funksionit transmetues polinomial. Rendi i filtrit është thjesht numri i *tap*-eve⁹ që përdoren në strukturën e filtrit, i cili është një tregues për [27]

1. Sasinë e memories që kërkohet për implementimin e filtrit;
2. Numrin e llogaritjeve të kërkuara;
3. Madhësinë e "filtrimit" që filtri mund të bëjë; më shumë *tap*-e do të thotë më shumë *shuarje në brezin e bllokimit*, më pak *lëkundje*, etj.

Kur numri i elementëve të vonesës është i barabartë me rendin e filtrit, thuhet se realizimi i filtrit është *kanonik* në lidhje me vonesën. Nuk është e mundur të realizohet një funksion transmetues me një numër të elementëve të vonesës më të vogël se rendi i funksionit transmetues, por është e mundur (dhe ndonjëherë edhe e dëshirueshme) të ketë vonesa shtesë.

Figura 3.13 paraqit strukturën e përgjithshme të një filtri FIR [43]. Elementët e vonesës tregojnë M stade vonese për $M + 1$ kampione. Dalja e filtrit $y(n)$ është shuma e të gjitha daljeve të ndërmjetme, të marra ngathurja e sinjalit të hyrjes $x(n)$ me përgjigjen impulsive " b_i ". Blloqet z^{-1} përfaqësojnë elementët e kujtesës. Një realizim i zakonshëm FIR ruan kampionet e hyrjes në kujtesë [13] dhe për çdo kampion të ri të ardhur do të llogarisë një kampion të ri në dalje, me një cikël përmes $M + 1$ kampioneve të ruajtura të hyrjes (M = numri "*tap*"-ve), duke kryer shumëzimin me koeficientin e duhur dhe mbledhjen e plotë. Filtri FIR, përgjithësisht, realizohet në mënyrë *jorekursive*, e cila garanton një filtër të qëndrueshëm. Siç shihet, për të llogaritur

⁸ Kjo është e vërtetë për çdo filtër LTI.

⁹ Një *tap* FIR është thjesht një çift koeficient / vonesë.

daljen, filtri FIR shumëzon [11] çdo kampion të të dhënave me një koeficient nga vektori $[b_0, b_1, \dots, b_M]$ dhe mbledh rezultatin. Koeficientët e ponderimit të filtrit FIR projektohen, bazuar në specifikimet e filtrit. Duke ndryshuar vlerat e koeficientëve të ponderimit, përgjigja e frekuencës së një filtri FIR mund të ndryshohet tërësisht.

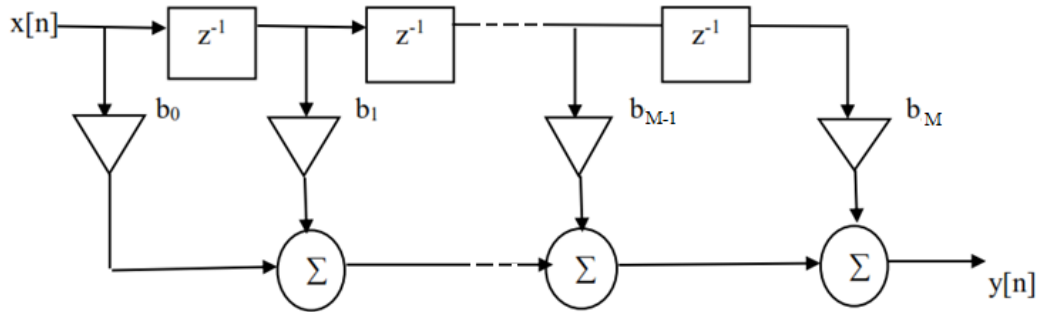


Figura 3.13 Struktura e përgjithshme e filtrit FIR [43]

Struktura dhe funksionimi i një filtri FIR janë të thjeshtë. Zakonisht, arkitektura e brendshme e një procesori të sinjalit digjital është e optimizuar për një llogaritje efikase të shumës së produkteve ose të shumës së thurjes [47]. Që shuma e thurjes së ekuacionit (3.45) të llogaritet në mënyrë të drejtpërdrejtë, një DSP duhet të ketë memorie të mjaftueshme për të ruajtur $M + 1$ kampionet e mëparshme të hyrjes dhe $M + 1$ koeficientët e filtrit, si dhe fuqi të mjaftueshme llogaritëse për të ekzekutuar numrin e kërkuar të shumëzimeve dhe mbledhjeve brenda një periode kampionimi [14]. Për vlera të mëdha të M -së, përdorimi i thurjes së shpejtë FFT është një mënyrë llogaritëse më efikase.

3.7.2.1 Karakteristikat e filtrave FIR [38]

- Megjithëse është e mundur që filtrat FIR të përafrojnë karakteristikat e filtrave analogë të vazhdueshëm në kohë, një nga përparësitë e tyre është se ato mund të përdoren për të realizuar [14] karakteristika arbitrare të filtrit që nuk mund të realizohen duke përdorur qarqe analoge. Për këtë arsye, dhe ndryshe nga filtrat IIR, projektimi i tyre nuk bazohet në teorinë e filtrave analogë.
- Nga (3.49) rrjedh se funksioni $H(z)$ nuk ka pole, përveçse ndoshta në 0 ose ∞ , dmth. nuk mund të jetë infinit për asnjë pikë $0 < |z| < 1$. Ai ka vetëm zero. Filtrat FIR mund të realizohen si filtra vetëm me zero.
- Prandaj, një filter FIR është gjithmonë i qëndrueshëm. Dalja e një filtri FIR është shuma e një numri të fundëm të shumëzimeve të fundme të vlerave të hyrjes, kështu që nuk mund të jetë më i madh se produkti i $\sum |b_i|$ me vlerën më të madhe që shfaqet në hyrje.

- Filtrat FIR kanë të njëjtën vonesë kohore për të gjitha frekuencat dhe transmetojnë një sinjal pa deformim faze, pra kanë një përgjigje lineare të fazës. Janë më të përshtatshëm për aplikimet që kërkojnë një përgjigje lineare të fazës.
- Filtrat FIR mund të realizohen në të dy strukturat; *rekursive* dhe *jorekursive*, por përgjithësisht implementohet në mënyrën *jorekursive*, që garanton një filtër të qëndrueshëm.
- Meqenëse realizohen në mënyrë *jorekursive*, filtrat FIR nuk kërkojnë ndonjë lidhje të kundërt. Kjo do të thotë që çdo gabim përafrimi nuk përbëhet nga mbledhja e hapave të llogaritjes. I njëjti gabim relativ ndodh në çdo llogaritje. Kjo gjithashtu e bën realizimin më të thjeshtë.
- Ndjeshmëria e ulët ndaj gabimeve të kuantizimit të koeficientëve të filtrave është një karakteristikë e rëndësishme e filtrave FIR, meqenëse ato janë filtra *jorekursive*.
- Filtrat FIR mund të arrijnë nivele shumë të larta të *pjerrësisë së tranzicionit* kur përdoret një numër i madh i *tap*-eve, ndërkohë që rritet edhe koha e llogaritjes (vonesa) dhe për filtrat e rendit të lartë kufizohet *gjerësia e brezit*.
- Në shumë raste janë klasa më e thjeshtë dhe më e rëndësishme e filtrave.
- Janë më të lehtë për t'u projektuar dhe realizuar se filtrat IIR. Ato mund të realizohen duke përdorur koeficientë *fractional* (të pjesshëm), gjë që i bën llogaritjet *fixed-point* më të lehta.
- Ekziston një fleksibilitet i madh në formimin e përgjigjes së tyre të amplitudes.
- *Latency* e filtrit FIR = $[(\text{Numri i "Tap"} - 1) / 2] \cdot T_{\text{kampionimi}}$.
- Marrja e një karakteristike arbitrare të filtrit FIR me saktësinë e kërkuar mund të kërkojë një numër të madh të koeficientëve të filtrit [14]. Prandaj disavantazhi kryesor i filtrave FIR është se për realizimin e tyre në një procesor me përdorim të përgjithshëm kërkohet një fuqi llogaritese më e madhe, krahasuar me një filtër IIR me të njëjtën *pjerrësi të tranzicionit* ose selektivitet të ngjashëm, veçanërisht kur nevojiten frekuenca prerje të ulëta (në krahasim me frekuencën e kampionimit). Megjithatë për shumë aplikime, shumë procesorë të sinjaleve digjitale ofrojnë veçori të specializuara për realizimin e filtrave FIR, për afërsisht, po aq efikasë sa filtrat IIR.
- Kërkesa për memorie dhe koha e ekzekutimit janë shumë të larta.

3.7.2.2 Metodatat e projektimit të filtrave FIR

Ekzistojnë disa metoda [45] për projektimin e filtrave FIR. Secila metodë ka avantazhet dhe disavantazhet e veta dhe zgjidhet në varësi të tipit të filtrit që do të projektohet. Tre metodat më të njohura janë:

1. Metoda *window*;
2. Teknika e kampionimit në frekuencë;
3. Metodatat e projektimit të filtrave optimalë;

Metoda *window* përdoret kryesisht për projektimin e filtrave prototip, si filtrat *brez kalues*, filtrat *e frekuencave të ulëta*, filtrat *e frekuencave të larta*, etj. Përdorimi i metodës *window* ofron shumë pak fleksibilitet projektimi. P.sh. në projektimin e filtrit të *frekuencave të ulëta*, përgjithësisht, frekuenca e *brezit të kalimit* nuk mund të specifikohet me saktësi, pasi dritarja fut pikëprerje në frekuencë. Kështu, filtri ideal i *frekuencave të ulëta* me frekuencë prerje f_p , për shkak të dritares, ka një përgjigje të frekuencës me frekuencë prerje të *brezit të kalimit* f_1 dhe frekuencë prerje të *brezit të bllokimit* f_2 . Metoda *window* nuk është shumë e përshtatshme për projektimin e filtrave me një përgjigje të caktuar të frekuencës [47].

Nga ana tjetër, teknika e *kampionimit në frekuencë* është e përshtatshme për projektimin e filtrave me një përgjigje të caktuar të amplitudës. Kjo metodë është e dobishme për projektimin e filtrave jo prototip, ku përgjigja e dëshiruar e amplitudës mund të ketë një formë të parregullt. Përgjigja ideale e frekuencës së filtrit përafrohet duke vendosur kampione të përshtatshëm të frekuencës në planin z dhe pastaj llogariten koeficientët e filtrit duke përdorur algoritmin IFFT. Disavantazhi i teknikës së kampionimit në frekuencë është se përgjigja e frekuencës që merret nga interpolimi është e barabartë me përgjigjen e dëshiruar të frekuencës vetëm në pikat e kampionimit. Në pikat e tjera ku nuk kampionohet [46], do të jetë i pranishëm një gabim i caktuar.

Në mënyrë që të zvogëlohen këto gabime, për projektimin e filtrit FIR janë paraqitur teknika të ndryshme optimizimi, ku kampionet e mbetur të frekuencave zgjidhen për të përmbushur një kriter optimizimi. Ideja kryesore në secilën teknikë është që koeficientët e filtrave projektohen përsëri, dhe përsëri derisa të minimizohet një gabim i caktuar.

Nga këto metoda, teknika *window* është metoda më tradicionale për projektimin e filtrave FIR. Përparësitë kryesore [44] të përdorimit të metodës *window*, krahasuar me metodat e tjera, janë thjeshtësia dhe lehtësia e përdorimit. Fakti që ekuacione të mirëpërcaktuara përdoren për llogaritjen e koeficientëve të *window*, e kanë bërë këtë metodë të sukseshme. Zgjedhja e funksionit të dritares për një filtër FIR është e ngjashme me zgjedhjen midis filtrave IIR *Chebyshev* dhe *Butterworth*, ku duhet të zgjedhim midis harqeve anësore pranë frekuencave të prerjes dhe gjerësisë së brezit të tranzicionit.

3.7.2.3 Filtri *windowed-sinc*

Filtrat *Windowed-sinc* përdoren për të ndarë një brez frekuencash nga një tjetër [9]. Ata janë shumë të qëndrueshëm, krijojnë pak surpriza dhe mund të kenë nivele të pabesueshme të performancës. Këto karakteristika të jashtëzakonshme të fushës së frekuencës merren përkundërt një performancë të dobët në fushën e kohës, duke përfshirë *lëkundje* dhe *mbirregullim* të madh në përgjigjen shkallë. Kur realizohen me thurjen e zakonshme, filtrat *windowed-sinc* janë të lehtë për t'u programuar, por të ngadalshëm për të ekzekutuar. FFT-ja mund të përdoret për të përmirësuar shpejtësinë e llogaritjes së këtyre filtrave.

Figura 3.14 [9] ilustron idenë e filtrit *Windowed-sinc*. Në (a), paraqitet përgjigja e frekuencës së filtrit ideal të *frekuencave të ulëta*. Të gjitha frekuencat poshtë frekuencës së prerjes f_p kalojnë me amplitudë njësi, ndërsa të gjitha frekuencat e larta bllokohen. *Brezi i kalimit* është krejtësisht i sheshtë, dobësimi në *brezin e bllokimit* është i pafundëm dhe *tranzicioni* ndërmjet të dy brezave është pafundësisht i vogël.

Transformimi i kundërt *Fourier* i kësaj përgjigje ideale të frekuencës gjeneron përgjigjen impulsive të filtrit *ideal* të *frekuencave të ulëta*, treguar në (b), që përcaktohet si funksioni *sinc*¹⁰ me formë të përgjithshme:

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x} \quad (3.51)$$

Përgjigja impulsive e filtrit *sinc* përcaktohet si

$$h(n) = \frac{\sin(2\pi f_p n)}{n\pi} \quad (3.52)$$

ku frekuenca e prerjes f_p paraqitet në raport me frekuencën e kampionimit.

Thurja e sinjalit të hyrjes me filtrin *sinc* siguron një filtër të *përsosur* të *frekuencave të ulëta*, pasi në dalje rezulton një sinjal në të cilin përfshihen të gjitha frekuencat deri në frekuencën e prerjes dhe frekuencat më të larta janë të gjitha të bllokuara. Kjo është për shkak se funksioni *sinc* është transformimi i kundërt *Fourier* i funksionit drejtkëndor. Shumëzimi i paraqitjes së frekuencës së një sinjali me një funksion drejtkëndor mund të përdoret për të gjeneruar përgjigjen *ideale* të frekuencës, meqë ai heq plotësisht frekuencat mbi pikën e prerjes [45]. Dhe meqë shumëzimi në fushën e frekuencës është ekuivalent me thurjen në fushën e kohës, filtri *sinc* ka saktësisht të njëjtin efekt.

Kufizimi më i madh i filtrit *windowed-sinc* është *koha e ekzekutimit*; ajo mund të jetë papranueshmërisht e gjatë, nëse ka shumë pika në filtrin *kernel* dhe nëse përdoretthurja standarde [45]. Një algoritëm me shpejtësi të lartë për këtë filtër ështëthurja FFT. Për filtrat *kernel* më të gjatë se rreth 64 pikë,thurja FFT është më e shpejtë sethurja standarde, duke dhënë saktësisht të njëjtin rezultat. Filtrat rekursivë gjithashtu sigurojnë një ndarje të mirë të frekuencave dhe janë një alternativë e arsyeshme ndaj filtrit *windowed-sinc*.

Problemi me filtrin *sinc* është se ai ka një gjatësi të pafundme, në kuptimin që amplituda e tij është e ndryshme nga zero, si në pafundësi negative ashtu edhe pozitive. Ndërsa kjo gjatësi e pafundme nuk paraqet ndonjë problem për matematikën, ajo është frenuese për kompjuterat.

¹⁰ Një impuls drejtkëndor në fushën e kohës përputhet me funksionin *sinc* në fushën e frekuencës dhe anasjelltas; një impuls drejtkëndor në fushën e frekuencës përputhet me një funksion *sinc* në fushën e kohës.

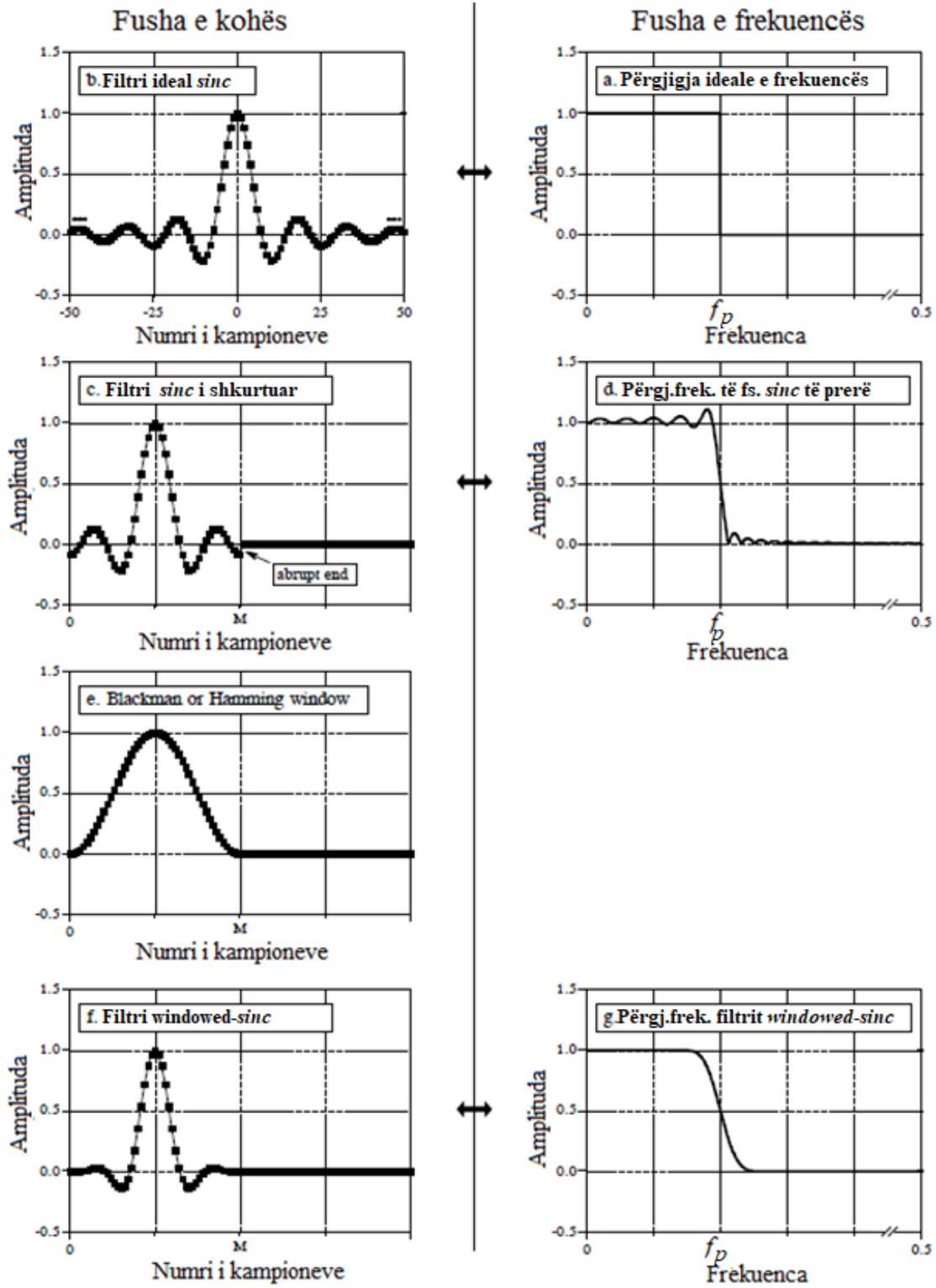


Figura 3.14 Filtri *kernel windowed-sinc* [9]

Kjo do të thotë se vonesa e filtrit do të jetë gjithashtu e pafundme, duke e bërë këtë filtër të *parealizueshëm*. Për të zgjidhur këtë problem [9], bëhen dy ndryshime në funksionin *sinc* në (b), duke rezultuar në formën e valës së treguar në (c). *Së pari*, funksioni shkurtohet në një gjatësi $M + 1$ pika, të zgjedhura simetrikisht rreth harkut kryesor, ku M është një numër çift. Të gjithë kampionet jashtë këtyre $M + 1$ pikave vendosen në zero, ose thjesht injorohen. *Së dyti*, i gjithë vargu zhvendoset në të djathtë, në mënyrë që të shtrihet nga 0 në M . Kjo lejon që filtri *kernel* të paraqitet duke përdorur vetëm indekse *pozitive*. Megjithatë shumë gjuhë programimi lejojnë indekse negative, ato janë një shqetësim për t'u përdorur. Efekti i vetëm i kësaj zhvendosje $M/2$ në filtrin *kernel* është zhvendosja e sinjalit të daljes me të njëjtën madhësi.

Megjithatë filtri *kernel* i modifikuar është vetëm një përafrim i filtrit *kernel* ideal, ai nuk do të ketë një përgjigje ideale të frekuencës. Për të gjetur përgjigjen e frekuencës, transformimi *Fourier* mund të merret nga sinjali në (c), duke rezultuar në kurbën në (d), e cila ka *lekundje* në *brezin e kalimit* dhe *shuarje* të vogël në *brezin e bllokimit*. Këto probleme rezultojnë nga prerja e papritur në skaje e funksionit *sinc*. Rritja e gjatësisë së filtrit *kernel* nuk i redukton këto probleme; pikëprerja është e rëndësishme, pavarësisht nga vlera e M -së [9]. Ekziston një metodë e thjeshtë për përmirësimin e përgjigjes së frekuencës së filtrit *sinc*. Idea është që të minimizohet prerja e menjëhershme e skajeve, duke shumëzuar funksionin *sinc* të shkurtuar me një funksion dritare (*window*) që ka vlerën zero jashtë një intervali, gjë që rezulton në një filtër *windowed-sinc* [42]. Shumëzimi i funksionit *sinc* të shkurtuar (c) me dritaren *Blackman* (e) rezulton në filtrin *kernel windowed-sinc* të treguar në (f). Figura (g) tregon përmirësimin e përgjigjes së frekuencës. *Brezi i kalimit* është i sheshtë dhe *shuarja* në *brezin e bllokimit* gjithashtu.

Kampionet në fillim dhe në fund të dritares kanë një vlerë shumë të vogël. Megjithatë, bashkërisht ato kanë një efekt të madh në performancën e filtrit. Kjo është arsyeja pse zakonisht, për të realizuar filtrat *windowed-sinc* përdoret paraqitja *floating-point* [48]. Numrat e plotë nuk kanë diapazon dinamik të mjaftueshëm për të kapur ndryshime të vogla të vlerave që përmbahen në filtrin *kernel* [49]. Përgjigja shkallë e filtrit *windowed-sinc* ka mbirregullim dhe lëkundje; ky nuk është një filtër për sinjalet me informacion të koduar në fushën e kohës.

Siç e kemi përmendur edhe më parë, ekzistojnë disa tipa të funksioneve të dritareve. Përzgjedhja e dritares që duhet të përdoret është një kompromis ndërmjet parametrave [30]. Dritarja *Hamming* ka një *tranzicion* 20% më të shpejtë se dritarja *Blackman*. Kurse dritarja *Blackman* ka një *shuarje te brezit te bllokimit (stopband attenuation)* më të mirë dhe një *lëkundje* në *brezin e kalimit* më të vogël se *Hamming*. Në përgjithësi *Blackman* është zgjedhja e parë; një *tranzicion* i ngadaltë është më i lehtë për t'u trajtuar sesa një *shuarje e brezit te bllokimit* e keqe. Dritaret *Bartlett* dhe *Hanning* kanë pothuajse të njëjtën shpejtësi *tranzicioni* si *Hamming*, por një *shuarje te brezit te bllokimit* më të keq. Dritarja *drejtkëndëshe* është njësoj sikur të mos ketë asnjë dritare, vetëm një prerje e zgjatimit. Avantazhi kryesor i dritares *Kaiser* është mundësia

për ta konfiguruar më e madhe se dritaret e tjera. *Mbirregullimi* i pranueshëm i këtij filtri mund të specifikohet, ndërkohë që për dritaret e tjera ajo është një vlerë e përcaktuar.

3.7.2.3.1 Projektimi i filtrit *windowed-sinc*

Për të projektuar një *windowed-sinc* zakonisht duhet të zgjidhen dy parametra: **frekuenca e prerjes** f_p dhe **gjatësia e filtrit** M [31]. Frekuenca e prerjes shprehet në raport me frekuencën e kampionimit, prandaj duhet të jetë midis 0 dhe 0.5. Gjatësia e filtrit *kernel* M përcakton *gjerësinë e brezit të tranzicionit* BW sipas përafrimit [9] :

$$M \approx \frac{4}{BW} \quad (3.53)$$

pasi BW varet nga tipi i dritares që përdoret. BW matet nga pika ku kurba sapo lë njëshin, deri ku pothuajse arrin zero (të themi, 99% deri në 1% të kurbës). Gjithashtu, BW shprehet në raport me frekuencën e kampionimit dhe duhet të jetë midis 0 dhe 0.5. Meqë koha e nevojshme për njëthurje është proporcionale me gjatësinë e sinjaleve, ekuacioni (3.53) shpreh një kompromis ndërmjet *kohës së llogaritjes* (varet nga vlera e M) dhe pjerrësisë së filtrit (varet nga vlera e BW) [9]. Për shembull, dritarja *Blackman* ekzekutohet 20% më ngadalë se një dritare *Hamming* me të njëjtin *tranzicion*.

Në realizimin e filtrit *windowed-sinc* me dritare *Kaiser*, ekziston edhe një parametër i tretë, *mbirregullimi* δ , duke rezultuar në tre parametra, të cilët ilustrohen në figurën 3.15. Për rastin e dritares *Kaiser*, përdoret e njëjta δ në *brezin e kalimit* dhe në *brezin e bllokimit*.

Funksioni i dritares *Kaiser* jepet nga [32]:

$$w(n) = \frac{I_0\left(\beta \sqrt{1 - \left(\frac{2n}{M-1} - 1\right)^2}\right)}{I_0(\beta)} \quad (3.54)$$

ku n shkon nga 0 në $M-1$ dhe β është një parametër që mund të zgjidhet. $I_0(\cdot)$ është *funksioni i modifikuar Bessel i rendit zero* të llojit të parë. Me funksionin *Bessel*, kjo shprehje duket e komplikuar megjithatë, funksionet *Bessel* kanë shumë aplikime dhe janë të gatshëm në *Python* dhe *MATLAB*.

Duke ndryshuar gjatësinë M dhe parametrin β , mund të përcaktohen karakteristikat e filtrit [31], dalja e të cilit është produkti i $h(n)$ [i zhvendosur në intervalin $(0, M-1)$] dhe $w(n)$. Zakonisht, δ zgjidhet si një parametër i rregullueshëm dhe më pas llogaritet një parametër i ri A , që është *shuarja* e filtrit në *brezin e bllokimit* në *dB*.

$$A = -20 \log_{10} \delta \quad (3.55)$$

Për një filtër që përdoret për të hequr një brez frekuencash, do të duhet që vlera e A -së të jetë relativisht e madhe [30], duke rezultuar në një *mbirregullim* të vogël në *brezin e bllokimit*.

Kaiser përcaktoi në mënyrë empirike ekuacionet që duhet të përdoren për llogaritjen e β , në varësi të vlerës së A , si vijon

$$\beta = \begin{cases} 0.1102(A - 8.7), & A > 50 \\ 0.5842(A - 21)^{0.4} + 0.07886(A - 21), & 21 \leq A \leq 50 \\ 0, & A < 21 \end{cases} \quad (3.56)$$

Parametri përfundimtar që nevojitet është gjatësia e filtrit M , e përcaktuar gjithashtu në mënyrë empirike nga Kaiser si

$$M = \frac{A-8}{2.285 \cdot 2\pi BW} + 1 \quad (3.57)$$

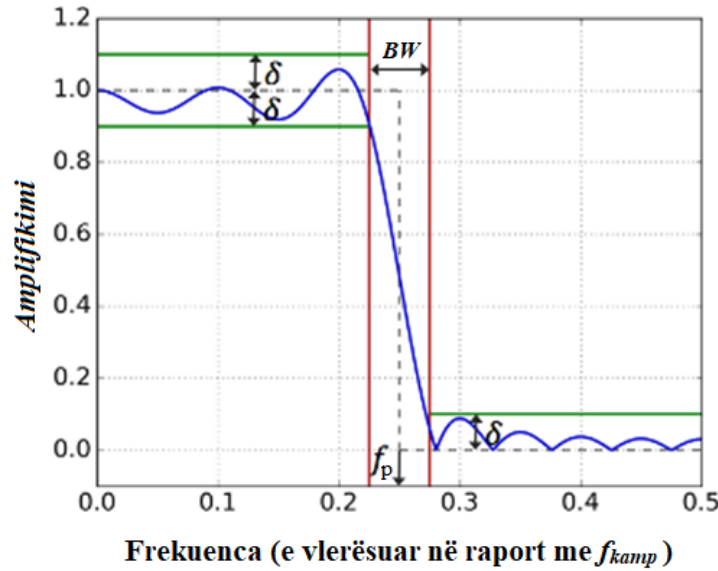


Figura 3.15 Parametrat e filtrit *windowed-sinc* me dritare Kaiser [32]

Pastaj, parametrat β dhe M mund të përdoren në shprehjen e $w(n)$ për të krijuar një dritare Kaiser me gjerësinë e brezit të tranzicionit, BW dhe shuarje, A në brezin e bllokimit [46]. Parametri β i dritares Kaiser mundëson një kontroll të vazhdueshëm të dritares sipas përparësisë ndërmjet nivelit maksimal të harkut anësor kundrejt gjerësisë së harkut kryesor - ai duhet të zgjidhet në diapazonin 1-10 [45]. Vlerat e larta të β japin nivele më të ulëta të harkut anësor (shuarje në brezin e bllokimit të lartë), kundrejt një harku kryesor më të gjerë. Zgjerimi i harkut kryesor redukton rezolucionin e frekuencës kur dritarja përdoret për analizën e spektrit.

3.7.2.4 Filtri *moving average*

Filtrat FIR shfaqin një diapazon të gjerë të shpejtësisë, përzgjedhjes së frekuencës dhe aftësive funksionale. Ato gjenden në një shumëllojshmëri aplikimesh. Në disa raste, praktikat standarde

të projektimit mund të rezultojnë në dalje tepër komplekse ose mund të shfaqin cilësi të tjera të padëshirueshme. Në raste të tilla, për të kapërcyer të metat e projekteve standarde FIR, mund të përdoren format e veçanta FIR, ku një nga rastet më të rëndësishme është filtri *moving average* (mesatare zhvendosëse) [11]. Filtri *moving average* është filtri më i zakonshëm në DSP, kryesisht për shkak se është filtri digjital më i lehtë për t'u kuptuar dhe përdorur. Përkundrajt thjeshtësisë së tij, ai është një zgjidhje optimale për një detyrë të zakonshme: reduktimin e zhurmës rastësore, duke mbajtur një përgjigje shkallë të thiktë. Kjo e bën atë filtrin e parë për sinjale të koduara në fushën e kohës. Megjithatë *moving average* është **filtri më i keq** për sinjalet e koduara në fushën e frekuencës, me pak aftësi për të ndarë një brez frekuencash nga një tjetër.

Filtri *moving average* është një rast i veçantë i filtrit FIR, por ndryshe nga një filtër i zakonshëm FIR, *moving average* përdor koeficientë ponderimi të barabartë [27]. Ndërsa koeficientët e filtrit FIR mund të jenë të ndryshëm dhe projektohen bazuar në specifikimet e filtrit, filtri *moving average* nuk bën një trajtim preferencial për kampionet e hyrjes. Në figurën 3.16 paraqitet një filtër *moving average* dhe një filtër FIR. Mund të shihet se ato kanë strukturë të njëjtë, ndryshimi i vetëm janë koeficientët. Duke ndryshuar koeficientët, mund të krijohet një përgjigje e afërt me përgjigjen e frekuencës që dëshirohet.

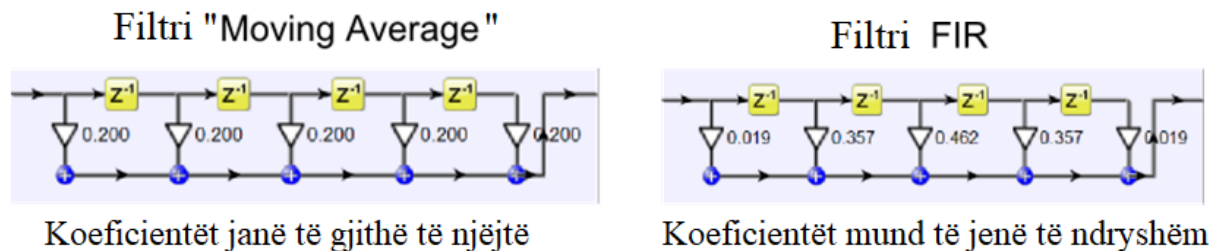


Figura 3.16 Struktura e filtrit *moving average* dhe filtrit FIR [27]

Siç nënkupton edhe emërtimi, dalja e një filtri *moving average* në fushën e kohës është vlera mesatare e $M + 1$ kampioneve të njëpasnjëshëm të sinjalit të hyrjes, që përcaktohet nga algoritmi [11] :

$$y(n) = \frac{x(n) + x(n-1) + \dots + x(n-M)}{M+1} = \frac{1}{M+1} \sum_{i=0}^M x(n-i) \quad (3.58)$$

ku M është *rendi* i filtrit (numri i staveve të vonesës). Një filter *moving average* i rendit M ekziston deri në $M + 1$ kampione (*gjatësia e filtrit*) dhe pastaj bëhet zero. Koeficienti i tij i ponderimit është $b = 1/(M + 1)$. Algoritmi i filtrit *moving average* mbledh të gjithë kampionet e të dhënave dhe shumëzon rezultatin me $1/gjatesinë\ e\ filtrit$. Një filtër i rendit M implementohet me M regjistra zhvendosës dhe një mbledhës. Në ekuacionin (3.58), $x(n-i)$ është sinjali i hyrjes, $y(n)$ është sinjali i daljes dhe $M + 1$ është numri i kampioneve që përdoren në mesataren zhvendosëse. Ekuacioni (3.58) përdor kampione që ndodhen vetëm në njërën anë të kampionit

të daljes, që korrespondojnë me $i = 0$ deri në $i = (M + 1)$ (shih figurën 3.17.a). Si një alternativë, kampionet në sinjalin e hyrjes mund të zgjidhen në mënyrë *simetrike* rreth kampionit të daljes (shih figurën 3.17.b), që korrespondojnë me shumën në ekuacionin (3.58) për $i = -(M + 1)/2$ deri në $(M + 1)/2$. Nga të gjitha filtrat e mundshëm linearë që mund të përdoren, filtri *moving average* është zgjidhja optimale që jep nivelin më të ulët të zhurmës, për një pjerrësi të caktuar të anëve. Vlera me të cilën zvogëlohet zhurma është e barabartë me rrënjën katrore të numrit të pikave që mesatarizohen.

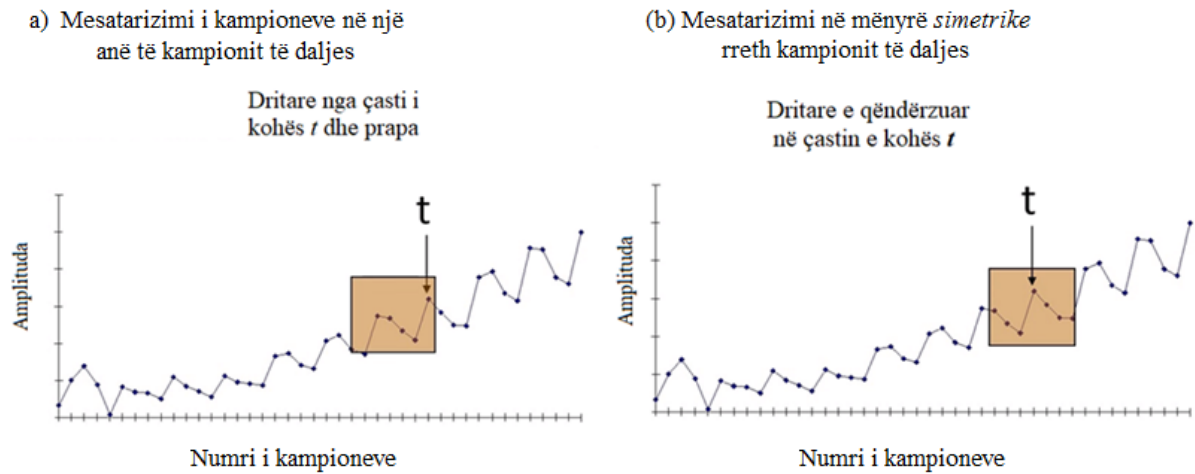


Figura 3.17 Filtri *moving average* [17]

Përgjigja e amplitudës së filtrit *moving average* matematikisht përshkruhet nga transformimi *Fourier* i impulsit drejtkëndor. Ekuacioni (3.59) paraqet përgjigjen e amplitudës së një filtri *moving average* me M pika [9].

$$|H(f)| = \frac{1}{M} \left| \frac{\sin(\pi f M)}{\sin(\pi f)} \right| \quad (3.59)$$

$$|H(\Omega)| = \frac{1}{M} \left| \frac{\sin\left(\frac{\Omega M}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Omega}{2}\right)} \right| \approx \left| \text{sinc}\left(\frac{\Omega M}{2}\right) \right| \text{ për vlera të vogla të } \Omega \quad (3.60)$$

Kështu, për vlera të vogla të Ω , përgjigja e amplitudës së filtrit *moving average* përafrohet me vlerën absolute të funksionit *sinc*. Zerot e filtrit ndodhin në frekuencat $\Omega = 2\pi k / M$, ku k është një numer i plotë i ndryshëm nga zero dhe jo shumëfish i M -së. Kjo pasqyrohet në figurën 3.18, e cila tregon përgjigjen e amplitudës së filtrit *moving average*.

Grafiku i amplitudës tregon se filtri *moving average* [27] kalon frekuencat e ulëta me një amplifikim afërsisht 1 dhe dobëson frekuencat e larta, prandaj ai është një filtër i *frekuencave të ulëta*. *Tranzicioni* është shumë i ngadaltë dhe *shuarja në brezin e bllokimit* shumë e keqe. Është e qartë që filtri *moving average* nuk mund të ndajë një brez frekuencash nga një tjetër. Kujtojmë

se performanca e mirë në fushën e kohës rezulton në performancë të dobët në fushën e frekuencës dhe anasjelltas. Pra, *moving average* është një filtër me veprim jashtëzakonisht të mirë në fushën e kohës, për zbutjen e ndryshimeve të menjëhershme, gjë që është ekuivalente me dobësimin e komponentëve të frekuencave të larta (*smoothing*), por një filtër jashtëzakonisht i keq i frekuencave të ulëta (veprimi në fushën e frekuencës).

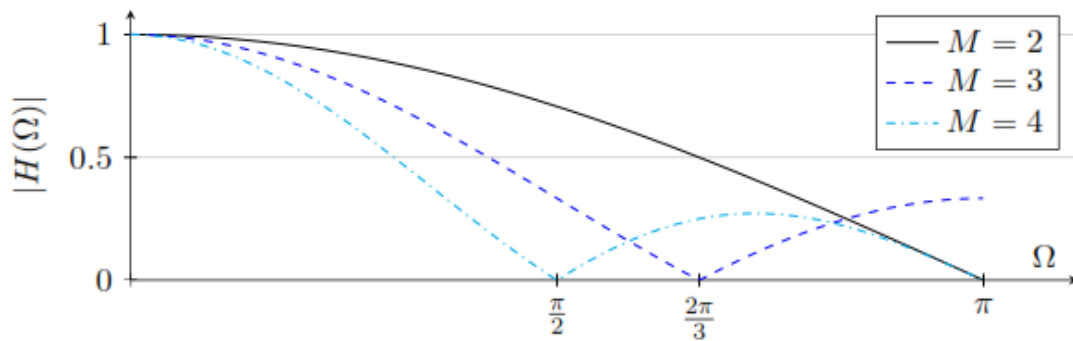


Figura 3.18 Përgjigja e amplitudës së filtrit *moving average* [11]

Përgjigja e fazës $\angle H(\Omega)$ së filtrit *moving average* është lineare, me përjashtim të pikëprerjeve në frekuencat ku amplituda shkon në zero. Pikëprerjet përfaqësojnë ndryshimn e shenjës dhe nuk ndikojnë në vetinë e fazës lineare. Ky fakt ilustruhet në figurën 3.19 [11].

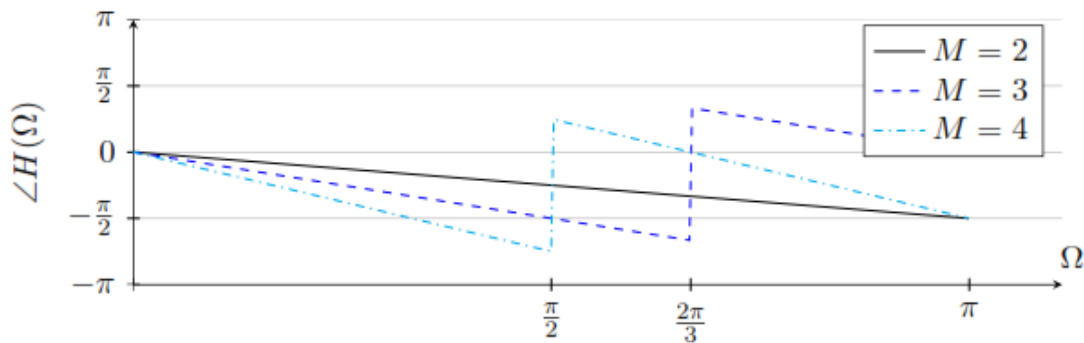


Figura 3.19 Përgjigja e fazës së filtrit *moving average* [11]

3.7.3 Krahassimi i karakteristikave të frekuencës së filtrave digjitalë

Krahassimi i karakteristikave të frekuencës së filtrave digjitalë *rekursivë* dhe *jorekursivë* paraqitet në figurën 3.20.

Filtrat *jorekursivë* janë më të thjeshtë në projektim dhe meqenëse janë pa lidhje të kundërt, nuk kanë probleme me qëndrueshmërinë [11]. Filtrat *jorekursivë* kanë linearitet të fazës shumë më të mirë se filtrat *rekursivë*. Kurse filtrat *rekursivë*, për shkak të lidhjes së kundërt,

mundësojnë performanca të tjera shumë më të mira, mbi të gjitha, pjerrësinë e karakteristikës së frekuencës së filtrit në *brezin e tranzicionit*.

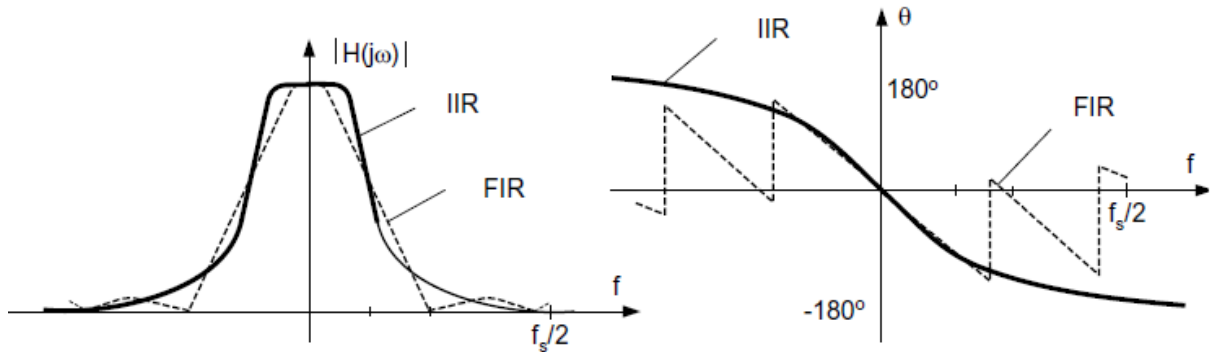


Figura 3.20 Krahasimi i filtrave FIR dhe IIR të rendit të 5-të [7]

Performancat më të mira të filtrave rekursivë [10] mundësojnë projektimin e filtrave me një numër më të vogël të elementeve shumëzues dhe për këtë arsye, filtra të tillë mund të jenë më të shpejtë dhe me më pak kërkesa për fuqi përpunimi dhe memorie. Pengesa kryesore e filtrave rekursivë është rreziku që ato mund të jenë të paqëndrueshëm [11]. Është e nevojshme të bëhet analiza e kushteve të qëndrueshmërisë - ndër të tjera pozicioni i poleve në planin z .

Kufizimi kryesor i filtrave digjitalë të realizuar me *thurje* (FIR) është *koha e ekzekutimit*; ato ekzekutohen shumë më ngadalë. Është e mundur të arrihet pothuajse çdo përgjigje filtri, me kusht që të jemi të gatshëm të presim për rezultatin, ndërsa filtrat *rekursivë* janë pikërisht e kundërta: ata ekzekutohen si rrufe. Performancat më të mira të filtrave digjitalë [27] paraqiten në mënyrë të përmblodhur në tabelën 3.1. Për të bërë zgjedhjen më të mirë për një aplikim të caktuar duhet të merren në konsideratë një sërë faktoresh. Koha e implementimit, performanca, fuqia, kosto duhet të krahasohen për të siguruar një zgjidhje efikase të filtrimit në aplikim.

3.7.4 Klasifikimi i filtrave sipas përdorimit dhe realizimit

Tabela 3.2 përmblodh klasifikimin e filtrave digjitalë sipas përdorimit dhe realizimit të tyre. Përdorimi i një filtri digjital mund të ndahet në tri kategori [9]: në fushën e kohës, fushën e frekuencës dhe në atë të personalizuar. Siç është përshkruar më parë, filtrat e fushës së kohës përdoren kur informacioni kodohet në formën e valës së sinjalit. Filtrimi i fushës së kohës [2] përdoret për veprime të tilla si *smoothing*, heqjen e komponentes DC, modifikimin e formës së valës, etj. Në dallim, filtrat e fushës së frekuencës përdoren kur informacioni përmbahet në amplitudën, frekuencën dhe fazën e komponentëve sinusoidalë. Qëllimi i këtyre filtrave [2] është të ndajë një brez frekuencash nga një tjetër. Filtrat e personalizuar përdoren kur kërkohet një veprim i veçantë nga filtri [9], diçka më e detajuar se përgjigjet kryesore (filtër i frekuencave të ulëta, frekuencave të larta, brez-kalues dhe brez-bllokues).

Tabela 3. 1 Performancat më të mira të filtrave digjitalë [36]

Problematika	Filtri më i mirë	Sqarime
Qëndrueshmëri e garantuar	FIR	Filtrat FIR janë të qëndrueshëm. Qëndrueshmëria e filtrit IIR është shumë më e vështirë për t'u siguruar.
Lehtësi projektimi / Kohë projektimi e reduktuar	FIR	Filtrat FIR, për shkak të qëndrueshmërisë së tyre, janë të pandjeshëm ndaj efekteve të veprimeve matematikore me saktësi të caktuar, gjë që redukton kompleksitetin dhe kohën e projektimit. Gjithashtu, koeficientët thyesorë mund të përdoren për llogaritjet <i>fixed-point</i> .
Deformim minimal i fazës	FIR	Filtrat FIR mund të kenë një përgjigje lineare të fazës. Në filtrat IIR, faza kontrollohet me vështirësi.
Projektim <i>multirate</i>	FIR	Në projektimet <i>multirate</i> ¹¹ , filtrat FIR kanë disa përparësi llogaritëse në krahasim me filtrat IIR.
Tranzicioni më i pjerrët i mundshëm	FIR	Me një numër të mjaftueshëm <i>tap</i> -esh, një filtër FIR mund të ketë një <i>brez tranzicioni</i> tepër të ngushtë me qëndrueshmëri.
Tranzicion i pjerrët me më pak <i>tap-e</i>	IIR	Filtrat IIR mund të arrijnë <i>tranzicion</i> shumë të shpejtë me një minimum koeficientësh.
<i>Latency</i> e vogël	IIR	Filtrat IIR kanë <i>latency</i> të vogël për shkak të lidhjes së kundërt. <i>Latency</i> e vogël është e rëndësishme në aplikimet e kontrollit me kontur të mbyllur.
Sasi e lartë informacioni / <i>hardware</i> minimal	IIR	Filtrat IIR kryejnë më pak veprime shumëzimi / mbledhje ¹² dhe kërkojnë më pak memorie (RAM) për shkak të numrit të vogël të koeficientëve që rezultojnë nga projektimet e rendit më të ulët. Megjithatë përmasa e koeficientëve dhe të dhënave të brendshme, zakonisht, është shumë më e madhe, për të parandaluar paqëndrueshmërinë për shkak të efekteve të veprimeve matematikore me saktësi të kufizuar.

¹¹ Në filtrat *multirate* pjesë të ndryshme të filtrit veprojnë me frekuenca të ndryshme.

¹² Në përpunimin e sinjalit digjital, veprimi i shumëzimit / mbledhjes është një hap i zakonshëm që llogarit produktin e dy numrave dhe e shton atë produkt në një akumulator.

Moving average përdoret në fushën e kohës, *windowed-sinc* përdoret në fushën e frekuencës dhe FIR “e personalizuar” përdoret kur nevojitet diçka e veçantë. Një algoritëm, i quajtur thurja FFT, përdoret për rritjen e shpejtësisë së thurjes [14], duke lejuar që filtrat FIR të ekzekutohen më shpejt.

Filtri rekursiv me një pol të vetëm përdoret në fushën e kohës, ndërsa filtri *Chebyshev* përdoret në fushën e frekuencës. Filtrat rekursivë që kanë një përgjigje të personalizuar projektohen me teknikat iterative të rrjeteve neurale [9].

Tabela 3. 2 Klasifikimi i filtrave sipas përdorimit dhe realizimit të tyre [9]

		Filtër i implementuar me:	
		Thurje <i>Finite Impulse Response (FIR)</i>	Rekursion <i>Infinite Impulse Response (IIR)</i>
Filtër të përdorur për	Fusha e kohës “smoothing”, heqje e komponentes DC	" Moving average "	Një pol i vetëm
	Fusha e frekuencës (ndarje e frekuencave)	" Windowed - sinc "	Chebyshev
	Të personalizuar	FIR	Projektim iterativ

3.7.5 Efektet e kuantizimit me një gjatësi të caktuar të fjalës

Në praktikë, filtrat digjitalë realizohen me numra dhe veprime aritmetike që kanë një saktësi të caktuar. Si rezultat, koeficientët e filtrit dhe sinjalet hyrëse dhe dalëse të filtrit paraqiten në formë digjitale vetëm me gjatësi të caktuar fjale. Në fazën e projektimit [19], koeficientët e filtrit zakonisht llogariten me një saktësi shumë të lartë. Meqë algoritmi i projektuar jep koeficientë të llogaritur me saktësinë më të lartë të mundshme, koeficientët e filtrit duhet të kuantizohen në formatin e brendshëm të DSP, gjë që çon në katër tipe të ndikimit të gjatësisë së fjalës.

Kuantizimi i koeficientëve të filtrit në një gjatësi të caktuar fjale, në përgjithësi, shkakton ngacmimin e vendndodhjes [8] së dëshiruar të poleve dhe zerove të filtrit. Në përgjithësi, vendndodhjet e dëshiruara të poleve dhe zerove në filtër nuk përputhen saktësisht me vendndodhjet e realizuara. Si rezultat, kuantizimi i koeficientëve shkakton devijimin e përgjigjes së frekuencës së filtrit të realizuar nga përgjigja e frekuencës së filtrit të projektuar. Gabimi në performancën e filtrit (zakonisht i matur në lidhje me gabimin e përgjigjes së

frequencës) që rezulton nga vendosja e poleve dhe zerove në pozicione joideale, por të realizueshme quhet **gabim i kuantizimit të koeficientit** [39]. Devijimi nga specifikimet e dëshiruara do të varet nga tipi i zgjedhur i filtrit dhe nga struktura e përdorur për realizimin e filtrit. Për filtrat IIR kuantizimi i koeficientëve mund të kthejë një filtër të qëndrueshëm në një filtër të paqëndrueshëm [18].

Përdorimi i një aritmetike me saktësi të caktuar bën të nevojshëm kuantizimin e llogaritjeve të filtrit me rrumbullakim ose prerje. **Zhurma e përafrimit** [50] është gabimi në daljen e filtrit që rezulton nga përafrimi me rrumbullakim ose prerje i llogaritjeve të filtrit. Ky gabim shfaqet si zhurmë e nivelit të ulët në dalje të filtrit. Si rezultat i jolinearitetit që shoqërohet me rrumbullakimin ose prerjen e llogaritjeve të brendshme të filtrit shfaqen luhajtje të nivelit të ulët që mund të ekzistojnë në një filtër jo të qëndrueshëm.

Llogaritjet e filtrit, të kryera me numra që kanë një gjatësi të caktuar të fjalëve, zakonisht rezultojnë në **mbirrrjedhjen** [15] e të dhënave, d.m.th në numra me gjatësi më të mëdha të fjalëve, të cilët pastaj duhet të kuantizohen në saktësinë e lejueshme. Mbirrrjedhja mund të fusë një deformim të konsiderueshëm jolinear në daljen e sistemit, duke e bërë filtrin të padobishëm. Për shkak të jolinearitetit që shoqërohet me **mbirrrjedhjen** e llogaritjeve të brendshme të filtrit, shfaqet një lëkundje e nivelit të lartë që mund ta bëjë filtrin të paqëndrueshëm. Prandaj, është thelbësore që të eliminohen ose të kontrollohen efektet e mbirrrjedhjes.

Një tjetër efekt i gjatësisë së fundme të fjalës quhet **cikli kufi**, i cili bën që filtri digjital të prodhojë në daljen e sistemit ndryshime të vogla të amplitudës që shfaqen gjatë periudhave edhe kur hyrja është zero. **Cikli kufi** shkaktohet kur përgjigjja e një filtri, natyrshëm i qëndrueshëm, nuk shkon kurrë drejt zeros për shkak të efekteve të gjatësisë së fundme të fjalës dhe ka disa lëkundje periodike [5]. Lëkundje të tilla i atribuohen drejtpërdrejt gabimeve të **përafrimit** në shumëzim dhe gabimeve të **mbirrrjedhjes** në mbledhje. **Ciklet kufi** ekzistojnë në algoritmet rekursivë dhe nuk ndodhin në filtrat FIR jorekursivë. Në mikroprocesorët e gjeneratës së parë të DSP-ve, **cikli kufi** ishte një problem i bezdisshëm që mund të reduktohej vetëm përmes një pune serioze inxhinierike. Me daljen e procesorëve 16-bit, 24-bit dhe *floating-point*, **cikli kufi** është bërë një problem dytësor.

3.7.6 Faktorët që duhen marrë parasysh në përzgjedhjen e filtrave digjitalë

Një filtër digjital përdor një procesor digjital për të kryer llogaritje numerike mbi vlerat e njëpasnjëshme të kampionuara të sinjalit të hyrjes. Realizimi *software* i filtrit digjital kërkon një sërë llogaritjesh që varen nga tipi i filtrit. Ngarkesa llogaritëse varet nga [11] frekuenca e kampionimit të të dhënave, por varet gjithashtu edhe nga tipi i aritmetikës që përdoret për realizimin e filtrit. Filtrat në një mikrokontrollor [51] mund të realizohen si një zgjidhje

fixed-point ose *floating-point*, të cilat ndryshojnë nga njëra-tjetra në mënyrën përkatëse të paraqitjes së të dhënave numerike.

Filtrat digjitalë që përdorin aritmetikën *floating-point* për të përfaqësuar të dhënat digjitale ofrojnë një diapazon numerik [52] shumë më të madh në krahasim me filtrat digjitalë që përdorin aritmetikën *fixed-point*. Megjithatë, filtrat *floating-point* kërkojnë llogaritje komplekse krahasuar me filtrat *fixed-point*. Prandaj implementimi i filtrave *floating-point* zakonisht kërkon një platformë mikrokontrollori, që ka njësi *floating-point* (*floating-point unit* - FPU) për trajtimin e llogaritjeve të tyre, kërkesë kjo që mund të rrisë koston e sistemit. Përdorimi i aritmetikës *floating-point* [25] në filtrimin digjital justifikohet me saktësinë e lartë, por ato paraqesin një sërë problemesh. Vlen të theksohet fakti që aritmetika *floating-point* është e ngadaltë, kërkon shume burimeve *hardware* dhe fut vonesa të varura nga të dhënat, që krijojnë probleme për një funksionim në kohë reale.

Për të kuptuar se si ndikon tipi i aritmetikës së përdorur në performancën e filtrave, krahasohen karakteristikat [2] e aritmetikës *fixed-point* dhe *floating-point*. Në filtrat digjitalë që punojnë me aritmetikë *floating-point*, sa herë që një procesor gjeneron një numër të ri *fixed-point*, numri përafrohet me vlerën më të afërt, në mënyrë që numri të mund të ruhet me një numër të përcaktuar bitesh. Në sinjal futen [1] zhurma e përafrimit dhe prerjes, të cilat çojnë në devijime të ndjeshme midis rezultatit teorikisht të saktë dhe rezultateve të marra nga realizimi *software* i matësit të parametrave të energjisë. Zakonisht ky devijim është shumë më i madh në *fixed-point* sesa në sistemet *floating-point*. Në rastin e një DSP-je *fixed-point*, kuantizimi kërkon gjithashtu shkallëzimin e koeficienteve në një vlerë maksimale të paracaktuar.

Projektimet *fixed-point* deri tani janë më të njohurat, nëse filtrat implementohen në *hardware*. Popullariteti i aritmetikës *fixed point* është rritur nga avantazhet e [15] shpejtësisë, koston, fuqisë dhe madhësisë së kujtesës, në krahasim me alternativën *floating-point*. Chip-et *fixed-point* janë gjerësisht të përdorur, pasi ato përgjithësisht sigurojnë shpejtësi më të lartë përpunimi me kosto më të ulët, në krahasim me sistemet *floating-point*.

Përpara përzgjedhjes së tipit të aritmetikës që do të përdoret, *floating-point* apo *fixed-point*, shqyrtohen disa faktorë kryesorë [53], si vijon:

- **Kostoja e procesorit:** Mundësia për të ulur koston [53] mund të ndikojë ndjeshëm në rentabilitetin e produktit. Llogaritjet *fixed-point* mund të kryhen në mikrokontrollorë pa FPU dhe zakonisht janë më të lirë sesa mikrokontrollori *floating-point*.
- **Lehtësia e realizimit:** Sa më i lehtë të jetë realizimi, aq më shpejt produkti mund të hidhet në treg. Algoritmet *floating-point* shpesh, mund të implementohen vetëm me gabime të parëndësishme të përafrimit në akumulatorë [1]. Kurse algoritmet *fixed-point* shpesh duhet të modifikohen në mënyrë të konsiderueshme për të shmangur gabimet e prerjes.

Përpjekjet për zhvillimin e algoritmeve shtesë mund ta bëjnë përdorimin *fixed-point* konsiderueshëm më të shtrenjtë.

- **Performanca:** Performanca është një vlerësim që tregon shpejtësinë me të cilën detyrat kryhen nga procesori. Performanca varet shumë nga procesori [28] që përdoret. Është e mundur të përdoret algoritmi *fixed-point* në një procesor me *floating-point* dhe anasjelltas.

3.8 Transformatori Hilbert

Transformatori *Hilbert* është një bllok i përdorur gjerësisht në shumë aplikime të rëndësishme të elektronikës, të tilla, si matja e fuqisë reaktive. Transformatori ideal *Hilbert* është një kategori e veçantë transformimi [54], që karakterizohet nga zhvendosja e fazës me 90° për të gjithë frekuencat e *brezit te kalimit* të sinjalit të hyrjes.

Transformimi *Hilbert* i një funksioni (ose sinjali) $f(t)$ përcaktohet nga

$$H\{f(t)\}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{f(\tau)}{t-\tau} d\tau \quad (3.61)$$

i cili mund të mendohet si njëthurje e $f(t)$ me funksionin $h(t) = 1/(\pi t)$, prandaj ai mund të paraqitet nga

$$H\{f(t)\}(t) = \frac{1}{\pi t} * f(t) \quad (3.62)$$

Marrëdhënia (3.62) mund të përshkruhet në fushën e frekuencës si

$$H\{f(t)\}(\omega) = -j \operatorname{sgn}(\omega) F(\omega) \quad (3.63)$$

ku $F(\omega)$ është transformimi *Fourier* i funksionit $f(t)$ dhe $\operatorname{sgn}(\omega)$ është funksioni i shenjës. Nëse përcaktojmë $H_{HT}(\omega)$ si :

$$H_{HT}(\omega) = -j \operatorname{sgn}(\omega) = \begin{cases} -j & \text{për } \omega > 0 \\ 0 & \text{për } \omega = 0 \\ +j & \text{për } \omega < 0 \end{cases} \quad (3.64)$$

nga formula e Euler-it kemi

$$H_{HT}(\omega) = -j \operatorname{sgn}(\omega) = \begin{cases} -j = e^{-\frac{j\pi}{2}} & \text{për } \omega > 0 \\ 0 & \text{për } \omega = 0 \\ +j = e^{+\frac{j\pi}{2}} & \text{për } \omega < 0 \end{cases} \quad (3.65)$$

Transformimi *Hilbert* i një sinjali mund të merret duke përdorur një filtër [55] me funksion transmetues $H_{HT}(\omega)$ [figura 3.21(a)], përgjigja e frekuencës së të cilit paraqitet në figurën 3.21(b).

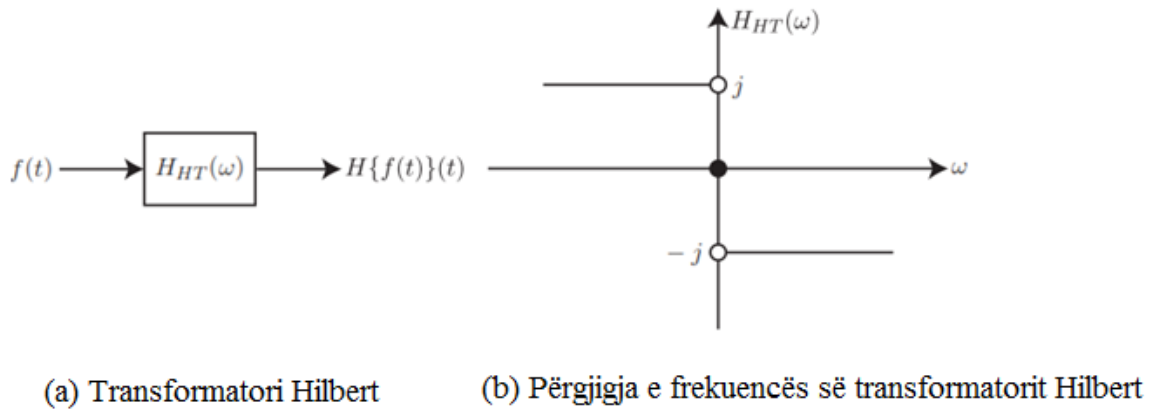


Figura 3.21 Transformatori *Hilbert* [55]

Për shkak të kësaj cilësie, *filtri me përgjigje frekuence të njëjtë me $H_{HT}(\omega)$* është quajtur **transformator Hilbert**. Gjithashtu, amplituda e tij është $|H_{HT}(\omega)| = 1$ për $\omega \neq 0$ dhe përgjigja e tij e fazës jepet nga [55]

$$\angle H_{HT}(\omega) = \begin{cases} -90^\circ & \text{për } \omega > 0 \\ 0 & \text{për } \omega = 0 \\ +90^\circ & \text{për } \omega < 0 \end{cases} \quad (3.66)$$

Prandaj, transformatori Hilbert njihet si një zhvendosës i fazës me 90° . Ai mund të shtrihet gjithashtu në sistemet diskrete në kohë. $H[f(t)](t)$ ka efektin e zhvendosjes së fazës me $+90^\circ$ për komponentët me frekuencë negative të $f(t)$ dhe zhvendosjes së fazës me -90° për komponentët me frekuencë pozitive [56]. Kur transformimi *Hilbert* zbatohet dy herë, faza e komponentëve të frekuencës negative dhe komponentëve të frekuencës pozitive të $f(t)$ zhvendosen përkatësisht me $+180^\circ$ dhe -180° , të cilat janë vlera ekuivalente. Sinjali merr vlerë negative; dmth, $H\{H[f(t)]\} = -f(t)$, sepse

$$[H_{HT}(\omega)]^2 = e^{\pm j\pi} = -1 \text{ për } \omega \neq 0 \quad (3.67)$$

Transformimi *Hilbert* është i rëndësishëm në përpunimin e sinjalit, nga rrjedh paraqitja analitike e një sinjali $f(t)$. Kjo do të thotë që sinjali real $f(t)$ shtrihet në planin kompleks, në mënyrë të tillë, që të kënaqë ekuacionet Cauchy-Riemann. Në *matematikë dhe përpunimin e sinjalit*, një **sinjal analitik** është një *funksion me vlerë komplekse* [9] që nuk ka komponentë me *frekuencë negative*. Pjesët reale dhe imagjinare të një sinjali analitik janë funksione me vlerë reale që lidhen me njëri-tjetrin nga transformimi *Hilbert*.

3.8.1 Transformatori *Hilbert* në kohë diskrete

Transformatori *Hilbert* në kohë diskrete është një sistem me zhvendosje lineare, i pandryshueshëm në lidhje me kohën diskrete, me përgjigje ideale në fushën e frekuencës, që përcaktohet nga¹³ :

$$H_{HT}(e^{j\omega}) = \begin{cases} -j, & 0 < \omega < \pi \\ +j, & -\pi < \omega < 0 \end{cases} \quad (3.68)$$

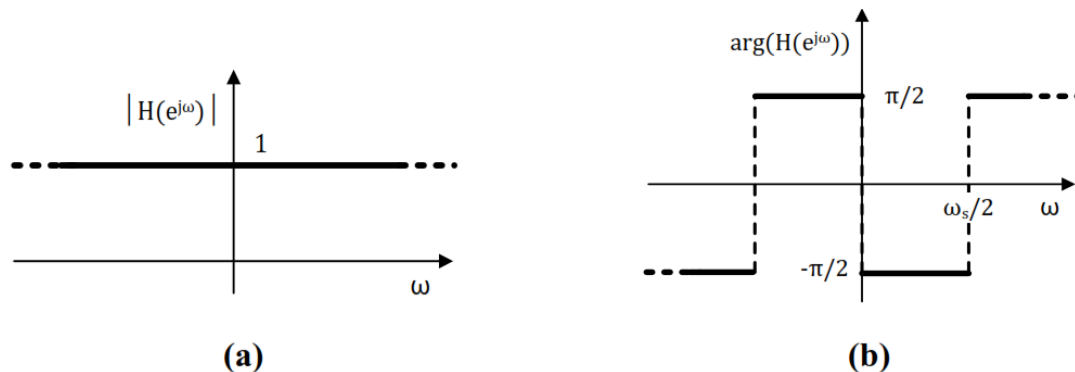


Figura 3.22 Përgjigja e frekuencës së transformatorit ideal *Hilbert* [56]

Figura 3.22 paraqet [57] përgjigjen e amplitudës dhe fazës së transformatorit ideal *Hilbert*. Përgjigja e frekuencës së transformatorit ideal *Hilbert* ka një amplitudë $|H(e^{j\omega})|=1$, një kënd faze $-\pi/2$ për $0 < \omega < \pi$ dhe një kënd faze $+\pi/2$ për $-\pi < \omega < 0$. Konstatojmë se filtri *Hilbert* është një filtër që lejon të kalojnë të gjitha frekuencat, meqenëse ka një amplitudë njësi për $\omega \in [-\pi/2, \pi/2]$, por me një zhvendosje në fazë prej 90° .

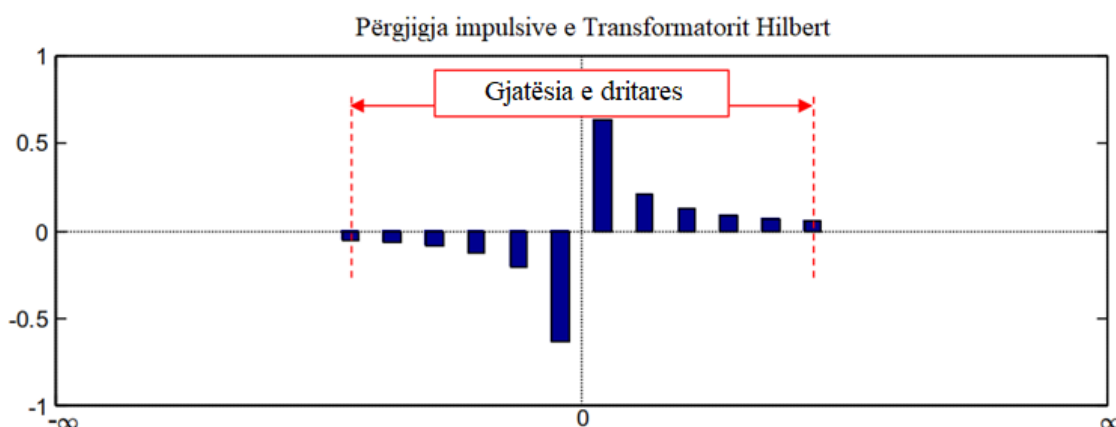


Figura 3.23 Përgjigja impulsive e transformatorit ideal *Hilbert* [55]

¹³ Për thjeshtësi zero në origjinë neglizhohet

Përgjigja impulsive $h(n)$ e transformatorit ideal *Hilbert* është:

$$h(n) = f(x) = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \frac{\sin^2(\frac{\pi n}{2})}{n}, & n \neq 0 \\ 0, & n = 0 \end{cases} \quad (3.69)$$

Përgjigja impulsive shtrihet pafundësisht në të dy drejtimet (figura 3.23), d.m.th. ajo është jo shkakësore. Gjatësia e pafundme nënkupton që transformimi ideal *Hilbert* nuk mund të zbatohet në praktikë - prandaj është i nevojshëm një përafrim.

3.9 Algoritmi CORDIC

Performanca e monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale varet shumë nga përpunimi i sinjalit digjital. Në përpunimin e sinjalit digjital kryhen veprime me funksione elementare, të tillë si funksionet trigonometrike. Prandaj, kryerja e veprimeve me funksionet elementare me saktësi të lartë, përmirësimi i shpejtësisë së kryerjes së veprimeve dhe reduktimi i përdorimit të memories është bërë një domosdoshmëri në përpunimin e sinjalit digjital në kohë reale [58]. Megjithatë në teknologjinë informatike ka pasur përmirësime të mëdha, ende është e rëndësishme të reduktohen veprime të komplikuar në veprime më të thjeshta. Si t'i bëjmë veprimet me këto funksione elementare më të shpejtë dhe më efikas është bërë një teori e rëndësishme.

Ka disa algoritme që përdorin vetëm katër veprime kryesore (+, -, x, /) për të gjetur sinusin, kosinusin ose tangjentin e një këndi të caktuar. Në përpunimin e sinjalit digjital, metodat më të zakonshme [58] për të marrë vlerat e funksionit sinus ose kosinus janë tabelat e gatshme, përafrimi polinomial dhe vlerësimi i serisë Taylor. Marrja e vlerave të këtyre funksioneve direkt nga tabelat e gatshme ka saktësi të ulët. Ndërsa përafrimi polinomial kërkon shumë memorie dhe shumë polinome, si rezultat i gjithë sistemi do të ishte i komplikuar.

Përpunimi mund të përshpejtohet duke përdorur algoritmin CORDIC, të shpikur nga Jack Volder në fund të viteve 50. Metoda CORDIC është një algoritm rekursiv që redukton problemin e llogaritjes së funksioneve në dukje të komplikuar, të tillë si funksionet trigonometrike, në një varg veprimesh të thjeshta, si zhvendosja dhe mbledhja. Teknika CORDIC [59] është zgjedhja më e mirë për aplikimet llogaritëse shkencore. Pavarësisht nga mosha e metodës, ajo është ende e rëndësishme. Metoda është një nga ato idetë e mëdha që vazhdon të mbijetojë pavarësisht zhvillimeve teknologjike, për shkak të thjeshtësisë dhe realizimit *hardware* efikas me kosto të ulët. Algoritmi CORDIC mund të përdoret gjerësisht si në komunikimet *wireless*, në aplikimet mjekësore të imazhit, të cilat janë shumë të varura nga përpunimi i sinjalit.

Për të shpjeguar konceptin e algoritmit CORDIC [60], shqyrtojmë një hapësirë dy-dimensionale euklidiane, siç tregohet në figurën 3.24. Le të jenë X dhe Y koordinatat x dhe y të vektorit $\overrightarrow{OP}$ me amplitudë R dhe kënd α . Supozojmë se këndi i dëshiruar α jepet në radian dhe paraqitet në një format *fixed-point*. Ky vektor rrotullohet përmes një këndi θ për të formuar vektorin e ri $\overrightarrow{OQ}$. Komponentet X' dhe Y' përshkruajnë vektorin e ri sipas marrëdhënieve:

$$X' = R \cos(\alpha + \theta) = X \cos\theta - Y \sin\theta \quad (3.70)$$

$$Y' = R \sin(\alpha + \theta) = X \sin\theta + Y \cos\theta \quad (3.71)$$

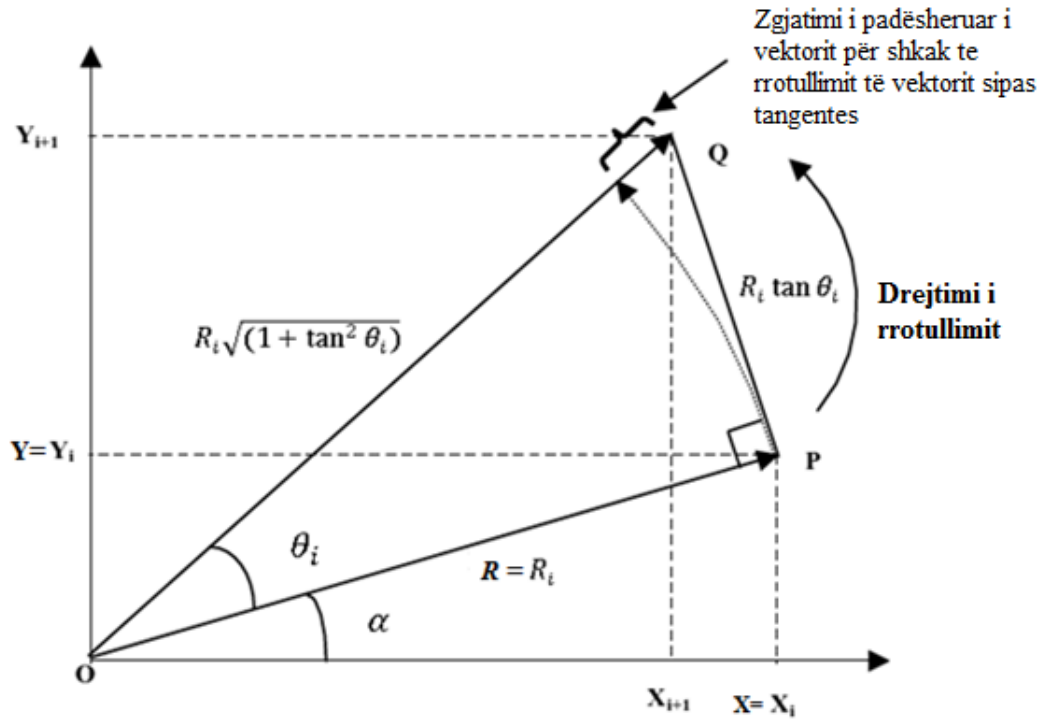


Figura 3.24 Ilustrimi konceptual i një hapi të llogaritjes së algoritmit CORDIC [59]

Supozojmë se përdorim algoritmin CORDIC, në të cilin këndi i dëshiruar i rrotullimit θ arrihet me një seri i mikro-rrotullimesh (ku $i = 0, \dots, N$), sipas këndeve të paracaktuar të ruajtur në një ROM. Me fjalë të thjeshta, këndi i hyrjes zbërthehet në mikrokënde të vegjël që marrin vlerën

$$\theta_i = \arctan(2^{-i}) \quad (3.72)$$

Vektori $\overrightarrow{OP}$ rrotullohet përmes një këndi θ_i për të formuar vektorin e ri $\overrightarrow{OQ}$. Madhësia i është e barabartë me numrin e hapi të caktuar që shqyrtohet. Rrotullimi nuk është një rrotullim i

përsosur vektori, por një lëvizje e vektorit $\overrightarrow{OP}$ përgjatë tangjentes së rrethit të formuar nga rrezja OP në pikën P. Vektori rezultues do të ketë një amplitudë të dhënë nga $R_i\sqrt{(1 + \tan^2 \theta_i)}$. Secili prej dy drejtimeve të rrotullimit jep të njëjtin ndryshim në amplitudë, prandaj rritja në amplitudë mund të konsiderohet si një konstante.

Komponentet X_{i+1} and Y_{i+1} përshkruajnë vektorin e ri, sipas marrëdhënieve:

$$X_{i+1} = R \cos(\alpha + \theta_i) = X_i \cos \theta_i - Y_i \sin \theta_i \quad (3.73)$$

$$Y_{i+1} = R \sin(\alpha + \theta_i) = X_i \sin \theta_i + Y_i \cos \theta_i$$

Arkitektura CORDIC shpreh koordinatat X_{i+1} , Y_{i+1} të mokrrotullimit të i -të [61], si vijon:

$$X_{i+1} = X_i \cos(\theta_i) - Y_i \sin(\theta_i) \quad (3.74)$$

$$Y_{i+1} = X_i \sin(\theta_i) + Y_i \cos(\theta_i)$$

Marrëdhëniet (3.74) mund të modifikohen duke faktorizuar $\cos(\theta_i)$.

$$X_{i+1} = \cos(\theta_i) \cdot [X_i - \tan(\theta_i) \cdot Y_i] \quad (3.75)$$

$$Y_{i+1} = \cos(\theta_i) \cdot [Y_i + \tan(\theta_i) \cdot X_i]$$

Duke marrë në konsideratë drejtimin e rrotullimit, operatorët $\pm$ mund të përfaqësohen nga s [62], ku $s = +1$ për rrotullimin në drejtimin kundërorar dhe $s = -1$ për rrotullim në drejtimin orar. Për një numër të pafund të këndeve iterative të rrotullimit, marrëdhënia midis θ_i dhe θ mund të shprehet si më poshtë:

$$\theta = \sum_{i=0}^{\infty} s_i \cdot \theta_i = \sum_{i=0}^{\infty} s_i \cdot \arctan(2^{-i}) \quad (3.76)$$

Duke kufizuar këndet θ_i në mënyrë që $\tan(\theta_i)$ të marr vlerat $\pm(2^{-i})$ [63], shumëzimi me tangjenten mund të kthehet në një pjesëtim me një fuqi të 2-it, që në *hardware*-in kompjuterik digjital bëhet në mënyrë efikase duke zhvendosur një *bit*.

Duke kombinuar rezultatet e mësipërme, shprehja (3.75) bëhet:

$$X_{i+1} = \cos(\theta_i) \cdot [X_i - s_i Y_i \cdot (2^{-i})]$$

$$Y_{i+1} = \cos(\theta_i) \cdot [Y_i + s_i X_i \cdot (2^{-i})] \quad (3.77)$$

Duke përdorur identitetet trigonometrike, $\cos(\theta_i)$ bëhet:

$$K_i = \cos(\theta_i) = \frac{1}{\sqrt{1+(\tan \theta_i)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+(\pm 2^{-i})^2}} \quad (3.78)$$

ku: $\tan(\theta_i) = \pm 2^{-i}$,

$$\tan(\theta_i) = \pm 2^0, 2^{-1}, 2^{-2}, 2^{-3}$$

Rrotullimet iterative të vektorit mund të shprehen

$$\begin{aligned}
 X_{i+1} &= K_i \cdot [X_i - s_i Y_i \cdot (2^{-i})] \\
 Y_{i+1} &= K_i \cdot [Y_i + s_i X_i \cdot (2^{-i})] \\
 Z_{i+1} &= Z_i - s_i \cdot \theta_i = Z_i - s_i \cdot \arctan(2^{-i}) \\
 s_i &= \pm 1
 \end{aligned}
 \tag{3.79}$$

ku Z_i është akumulatori i këndit.

K_i është një faktor shkallëzimi që mund të akumulohet. Nëse $s_i \in [+1, -1]$, vlera e K_i mbetet e njëjtë, pavarësisht nga shenja e rrotullimit. Prandaj, K është një vlerë konstante për një numër të caktuar të iteracioneve. Faktori K në fund të të gjithë iteracioneve është

$$K = \prod_{i=0}^N K_i = \prod_{i=0}^N \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (\pm 2^{-i})^2}} \right)
 \tag{3.80}$$

Ky produkt shkon drejt 0.6073, kur numri i iteracioneve shkon në pafundësi. Meqenëse faktori K mund të llogaritet paraprakisht [64] dhe të merret parasysh në një fazë të mëvonshme si një amplifikim i sistemit, arkitektura CORDIC realizohet duke hequr faktorin e shkallëzimit nga ekuacionet iterative, duke mundësuar një algoritëm të tipit *zhvendos dhe mblihd* vektorët. Kështu, algoritmi CORDIC mund të përshkruhet si vijon

$$\begin{aligned}
 X_{i+1} &= X_i - s_i Y_i \cdot (2^{-i}) \\
 Y_{i+1} &= Y_i + s_i X_i \cdot (2^{-i}) \\
 Z_{i+1} &= Z_i - s_i \cdot \arctan(2^{-i})
 \end{aligned}
 \tag{3.81}$$

Pa termat K_i çdo rezultat në iteration është më i madh se sa duhet të jetë me një faktor $\sqrt{1 + 2^{-2i}}$. Prandaj pa termat K_i algoritmi i rrotullimit do të ketë një amplifikim A që është afërsisht 1,647. Amplifikimi i saktë varet nga numri i iteracioneve si më poshtë:

$$A = \prod_{i=0}^N \left(\frac{1}{K_i} \right) = \prod_{i=0}^N \sqrt{1 + 2^{-2i}}
 \tag{3.82}$$

Për të ruajtur një gjatësi konstante të vektorit dhe për të marrë vlerat e sakta të X_{N+1} dhe Y_{N+1} , amplifikimi A duhet të kompensohet në fund të të gjithë iteracioneve. Rezultati i fituar duhet të jetë i shkallëzuar me $1 / A$.

Algoritmi CORDIC përbëhet nga dy mënyra funksionimi [65], mënyra e rrotullimit dhe mënyra vektoriale. Në mënyrën e rrotullimit një vektor rrotullohet me një kënd θ_i për të marrë një vektor të ri (X_{i+1}, Y_{i+1}) . Drejtimi i mikrorrotullimeve s_i përcaktohet nga shenja e variablit Z_i , nëse shenja e Z_i është pozitive $s_i = +1$, përndryshe $s_i = -1$. Në çdo mikro-rrotullim i , këndet e fiksuara të vlerave $\arctan(2^{-i})$, që ruhen në një ROM, zbriten ose

mbledhen nga/me këndin e akumulatorit Z_{i+1} , në mënyrë që këndi i akumulatorit të shkojë drejt zeros. Në mënyrën rrotulluese, nëse vlerat fillestare janë $X_0 = 1/A$, $Y_0 = 0$ dhe $Z_0 = \alpha$, pas $N + 1$ mikrorotullimeve, koordinatat përfundimtare janë $X_{N+1} = \cos\alpha$, $Y_{N+1} = \sin\alpha$ dhe $Z_{N+1} = 0$.

Mënyra vektoriale [66] akumulon këndet që nevojiten për të rrotulluar një vektor të dhënë në mënyrë që të minimizohet Y_i . Për këtë qëllim, vektori rrotullohet drejt boshtit x në mënyrë që komponentja y të shkojë drejt zeros. Shuma e të gjithë këndeve të rrotullimeve është e barabartë me vlerën α , ndërsa vlera e komponentes x korrespondon me gjatësinë R të vektorit. Në mënyrën vektoriale akumulatori i këndit inicializohet me vlerën $Z_0 = 0$ dhe drejtimi i mikrorrotullimeve s_i përcaktohet nga shenja e variablit Y , nëse është pozitiv atëherë $s_i = 1$, përndryshe $s_i = -1$.

Vlera e zgjedhur për N -në është në funksion të saktësisë së dëshiruar të llogaritjes. Për të kënaqur një algoritëm CORDIC me N -bit, nevojiten $N + 1$ iteracione. Theksojmë se metoda CORDIC, siç është përshkruar më sipër, kryen rrotullime vetëm në diapazonin $-\pi/2$ dhe $\pi/2$ [67]. Megjithatë, meqenëse vala sinus është simetrike, çdo vlerë sinus nga 0 në 2π mund të paraqitet duke reflektuar dhe/ose invertuar kuadrantin e parë në mënyrë të përshtatshme.

3.10 Bibliografia

- [1] Li Tan, Digital Signal Processing-Fundamentals and Applications, 1-463, ISBN: 978-0-12-374090-8, Elsevier, 2008.
- [2] Richard G. Lyons, Understanding Digital Signal Processing, 1-20, 49-146, 157-292, 349-381, ISBN 0-201-63467-8, 2001.
- [3] B. A. Sheno, Introduction to Digital Signal Processing and Filter Design, 32-379, ISBN-13 978-0-471-46482-2, 2006.
- [4] Robert J. Schilling, Sandra L. Harris, Fundamentals of digital signal processing using Matlab, 3-60, ISBN: 978-0-8400-6909-2, 2012.
- [5] Proakis, J.G. and Manolakis, D.G. Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 42-214, 563-735, 1996.
- [6] ARM Education Media, Cambridge, Digital Signal Processing using ARM Cortex-M based Microcontrollers, 3-125, 183-279, ISBN: 978-1-911531-16-6, 2018.
- [7] Tumanski Slawomir, Principles of Electrical Measurement, Signal processing, 205-346, 2006, ISBN 0-7503-1038-3.
- [8] Mikhail Cherniakov, An Introduction to Parametric Digital Filters and Oscillators, 1-42, 2003, ISBN 0-470-85104-X.
- [9] Steven W. Smith, Digital Signal Processing, Second Edition, 1-67, 87-243, 261-343, 605-631, ISBN 0-9660176-7-6. 1999.

- [10] B. Preetham Kumar Digital, Signal Processing Laboratory, 1-101, ISBN 0-8493-2784-9, 2005.
- [11] Fred J. Taylor, Digital Filters, Principles and Applications with MATLAB, 3-247, IEEE. ISBN 978-0-470-77039-9, 2012.
- [12] Steven T. Karris, Signals and Systems, Third Edition, 2-1/10-33, 11-1/11-97, ISBN-10: 0-9744239-9-8, 2007.
- [13] Alexander D. Poularikas, Richard C. Dorf, Circuits, Signals, and Speech and Image Processing, Chapter 8, 12, 14, ISBN 0-8493-7337-9, 2006.
- [14] Donald S. Reay, Digital Signal Processing Using the ARM® CORTEX®-M4, Heriot-Watt University, 97-299, ISBN 978-1-118-85904-9, 2016.
- [15] Arthur B. Williams, Fred J. Taylor, Electronic Filter Design Handbook, 497-700, ISBN 0-07-147171-5, 2006.
- [16] S. K. Mitra, Digital Signal Processing – A Computer-Based Approach, Second Ed, McGraw Hill, 1-635.
- [17] Joyce Van de Vegte, Fundamentals of Digital Signal Processing, Prentice Hall, 1-810, 2002.
- [18] Wai-Kai Chen, The Circuit and filters, 3.4-3.7, 5.1-5.7, 69.1-69.9, 86.1-86.3, 87.1-87.3, 88.1-88.8, ISBN 0-8493-0912-3, 2003.
- [19] Vijay K. Madisetti, Editor-in-Chief, The Digital Signal Processing Handbook, Second Edition, Digital Signal Processing Fundamentals, 1-1/2-25, 3-1/3-19, 7-1/7-49, 11-1/11-89, ISBN 978-1-4200-4606-9, 2010.
- [20] Yonina C. Eldar, Sampling Theory, Cambridge University Press, ISBN 978-1-107-00339-2, 67-90, 2015.
- [21] Misza Kalechman, Practical Matlab®Applications for Engineers, 319-660, ISBN 978-1-4200-4776-9, 2009.
- [22] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer with J. R. Buck, Discrete-Time Signal Processing, Second Ed., Prentice Hall Signal Processing Series, 1-870, 1999.
- [23] Ludek Slosarcik, FFT-Based Algorithm for Metering, Freescale Semiconductor, AN4255, 2015.
- [24] S. K. Mitra and J. F. Kaiser, Handbook for Digital Signal Processing, Wiley-Interscience, ISBN: 13 - 9780471619956, 1993.
- [25] S. M. Kuo and B. H. Lee, Real-Time Digital Signal Processing; Implementations, Applications and Experiments with TMS320C55X, 77-347, ISBN: 0-470-84137-0, 2001.
- [26] S. Yu. Medvedev, M. Yu. Perov, and A. V. Yakimov, The influence of FFT on the signal-spectrum Estimation, Radiophysics and Quantum Electronics, Vol. 45, No. 3, 2002.

- [27] Satish Kumar Are, Manoranjan Reddy Thangalla, Saikrishna Gajjala, Software Implementation of Digital Filters, Blekinge Institute of Technology, 2008.
- [28] S. M. Kuo and W.-S. Gan, Digital Signal Processors: Architectures, Implementations and Applications, Pearson Prentice-Hall, chapters 1-2, 6- 9, ISBN-13: 978-0130352149, 2004.
- [29] Yaqun Jiang, Yigang He, Frequency estimation of electric signals based on the adaptive short-time Fourier transform, International Journal of Electronics, 2009, www.tandfonline.com.
- [30] Fredric J. Harris, member, IEEE, On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform.
- [31] National instruments, Understanding FFT's and Windowing, ni.com/instrument-fundamentals.
- [32] Afroz Ali Shaik, U Yedukondalu, A Lower Power, Low Complexity and Memory Free Implementation of Novel Recursive DFT and IDFT Algorithms, International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA), ISSN: 2248-9622, Vol. 3, Issue 4, Jul-Aug 2013, pp.662-666, www.ijera.com.
- [33] J.W.Cooley and J.W.Tukey, An algorithm for the machine calculation of the complex Fourier series, Math. Comp., Vol. 19 (1965), 297-301.
- [34] Leng Jianwei, Xu Qiongqiong, Realization of 1024 points fast Fourier transform based on FPGA IPCore, Applied Mechanics and Materials Vols. 496-500 (2014), pp 1885-1888 © (2014) Trans Tech Publications, Switzerland, Online: 2014-01-16.
- [35] Rui Guo, Efficient Hardware Implementation Techniques for Digital Filters, Electronic Theses and Dissertations, Florida State University, 2011.
- [36] Digital Filtering Alternatives for Embedded Designs, Based on a paper presented at ESC-Boston, September 2006.
- [37] Richard C. Dorf, Computer, Software Engineering and Digital Devices, 8.1-8.4, 2006.
- [38] Osazee Agbonogieva, Performance of Efficient Digital Filters, Degree Programme in Information Technology, Helsinki Metropolia University of Applied Sciences 2009.
- [39] Wai-Kai Chen, Passive, Active, and Digital Filters, 18-1, 20-1, ISBN-13: 978-1-4200-5885-7, 2009.
- [40] Digital Filtering Alternatives for Embedded Designs, Based on a paper presented at ESC-Boston, September 2006.
- [41] Aimin Jiang, IIR Digital Filter Design Using Convex Optimization, Electronic Theses and Dissertations, University of Windsor, 2010.
- [42] Robi Polikar, FIR and IIR Transfer Functions, Digital Signal Processing, Rowan University, 2010.

- [43] Krishna Chaitanya Nallani Chakravartula, An Efficient Architecture for Adaptive Finite Impulse Response Filters on Field Programmable Gate Arrays, California State University, August 2016, ProQuest 10137445.
- [44] Elena Punskeya, Design of FIR Filters, www-sigproc.eng.cam.ac.uk/~op205.
- [45] Arojit Roychowdhury, FIR Filter Design Techniques, M.Tech. Credit seminar report, Electronic Systems Group, EE Dept, IIT Bombay, November 2002.
- [46] Jolyon M. De Freitas, Digital Filter Design Solutions, 2-430, ISBN 1-58053-759-6, 2005.
- [47] Lawrence R. Rabiner, Member, IEEE, Techniques for Designing Finite Duration Impulse-Response Digital Filters, IEEE transaction technology, Vol. Com-19, Nr. 2, April 1971.
- [48] Ronald J. Tocci, Neal S. Widmer, Digital systems: principles and applications, 262-318, ISBN 0-13-085634- 7.
- [49] M. Morris Mano, Digital Logic and Computer Design, 5-50.
- [50] Parker, S.R. and Hess, S.F., Limit-cycle oscillations in digital filters, IEEE Trans. Circuit Theory, CT-18, 687–697, Nov. 1971.
- [51] John F. Wakerly, Digital Design Principles & Practices, 10-74, ISBN 0-13-769191-2, 1999.
- [52] Richard F. Tinder, Engineering Digital Design, Second Edition, 31-72, ISBN: 0-12-91295-5, 2000.
- [53] Sachin Soman, Analysis and Characterization of Wireless Smart Power Meter, Colorado State University, 1-10, Summer 2014.
- [54] Eduardo Vilela Pinto dos Anjos, Integrated circuit design of a reactive power measurement system using a switched –current Hilbert transformer, Instituto Alberto Luiz Coimbra, Rio de Janeiro, 2016.
- [55] Martin Mienkina, Filter-Based Algorithm for Metering Applications, Freescale Semiconductors, AN4265, 2016.
- [56] Martin Novotny, Milos Sedlacek, Digital Signal Processing Algorithms, Measurement 41 (2008) 236–250, www.elsevier.com/locate/measurement.
- [57] Maureen Helm, Digital Filtering with MMA955xL, Freescale Semiconductor, AN4464.
- [58] DAI Yi-jun, BIZhuo, CORDIC algorithm based on FPGA, Shanghai University and Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2011, 15(4), pp 304–309.
- [59] J. S. Walther, A unified algorithm for elementary functions, in Proceedings of the 38th Spring Joint Computer Conference, Atlantic City, NJ, 1971, pp.379–385.
- [60] J. E. Volder -The CORDIC trigonometric computing technique, IRE Transactions on Electronic Computers, vol. EC- 8, pp. 330– 334, 1959.

- [61] Mios D Ercegovac and Tomas Lang -Digital Arithmetic (Morgan Kaufman Publishers).
- [62] R. Kaur - Synthesis of Cordic Algorithm for Different Function, Int. Journal of Engineering Research and Applications, ISSN :2248-9622, Vol. 4, Issue 4 (Version 4), April 2014, pp.99-104.
- [63] Gadekar S. R.- CORDIC Algorithm for WLAN, Journal of Engineering Research and Applications.com ISSN: 2248-9622, Vol. 5, Issue 8, (Part - 2) August 2015, pp.01-04, www.ijera.
- [64] B. Gisuthan - Pipelining flat CORDIC based trigonometric function generators, Microelectronics Journal 33 (2002), pp.77-89.
- [65] J. Valls, M. Kuhlmann, K. K.Parhi - Evaluation of CORDIC Algorithm for FPGA Design, Journa of VLSI signal Processing, 32, 2002, 207-202.
- [66] E.I.Garcia, R.Cumplido, M.Arias - Pipelined CORDIC design on FPGA for digital sine and cosine waves generator,, IEEE 2006 3rd International conference, pp 1-4, 2006.
- [67] Arun Babu, Monisha Manohar - Power saving Run Time Reconfigurable Cordic Processor, International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA) ISSN: 2248-9622, www.ijera.com Vol. 3, Issue 3, May-Jun 2013, pp.980-983.

Kapitulli 4

PROJEKTIMI I SISTEMIT TË MONITORIMIT TË ENERGJISË ELEKTRIKE NË KOHË REALE

4.1 Hyrje

Objektivi i këtij punimi është realizimi i një sistemi për monitorimin e energjisë elektrike në kohë reale sa më të thjeshtë dhe me kosto sa më minimale, duke shfrytëzuar teknologjinë kompjuterike dhe atë të komunikimit. Sistemi i propozuar monitoron parametrat e energjisë elektrike në nivelin e konsumatorit njëfazor, prandaj kërkohen më pak llogaritje dhe nuk nevojitet të përmbushen të gjitha kërkesat e standardit IEC- 61000-4-30 [1], [2].

Kërkesat funksionale që duhet të përmbushë projektimi i sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale janë si vijon:

1. Monitoron në kohë reale parametrat e energjisë elektrike njëfazore, të tillë si vlera efektive e tensionit dhe rrymës, fuqia aktive dhe reaktive, energjia aktive dhe reaktive, koeficienti i fuqisë, harmonikat e sinjalit deri në rendin e 14-të.
2. Parametrat e matësit:
 - Tensioni nominal - 220 V;
 - Rryma nominale - 5 A;
 - Vlera minimale e rrymës - 0.25 A;
 - Vlera maksimale e rrymës – 60 A;
 - Leximi maksimal i energjisë (kWh) -13 shifra (pjesa e plotë), 3 shifra (pjesa dhjetore);
3. Realizon matje me saktësi të klasës B (1%) sipas standardeve evropiane EN 50470-1 & EN50470-3.
4. Konfigurimi dhe kontrolli i parametrave realizohet me një laptop përmes një komunikimi serial.
5. Nuk humbet të dhënat me ndërprerjen e energjisë elektrike.
6. I shpejtë, efikas, i sigurtë dhe me kosto të ulët.

4.2 Projektimi i sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale

Përshkrimi i *hardware*-it të një sistemi që monitoron energjinë elektrike në kohë reale jepet nga standardi IEC 61000-4-30 [1]. Ilustrimi konceptual i *hardware*-it të sistemit të projektuar për monitorimin e energjisë elektrike në kohë reale paraqitet në figurën 4.1 [3]. Siç shihet, sistemi përbëhet nga sensor i sinjalit të rrymës, sensor i sinjalit të tensionit, MCU, RTC, blloku i ushqimit, releja, LCD dhe portat e komunikimit.

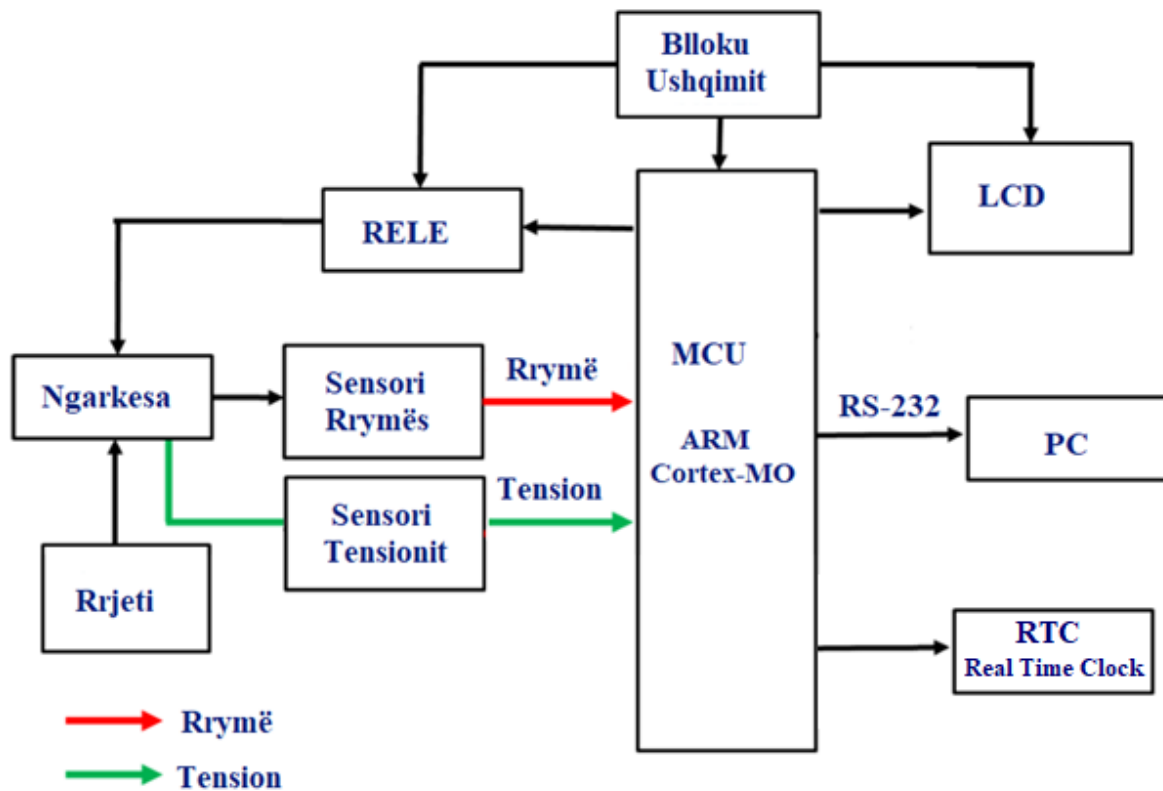


Figura 4.1 Struktura e sistemit të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale [3]

Le të shpjegojmë funksionet e përgjithshme të secilit bllok të *hardware*-it të sistemit.

- Sensori i rrymës dhe sensor i tensionit sigurojnë informacion [4], përkatësisht, për sinjalin e rrymës dhe tensionit në konsumator.
- MCU përdor sinjalet e rrymës dhe tensionit për të llogaritur parametrat e energjisë elektrike me algoritmin e ngarkuar në MCU. Në qarkun e MCU-së janë të përfshira ADC-ja dhe PGA-ja [5].

- RTC i siguron sistemit informacion në lidhje me kohën dhe datën reale (për llogaritjen e konsumit) [6].
- Blloku i ushqimit siguron nivelet e përshtatshme të tensionit DC (5V, 12V), të nevojshëm për furnizimin e komponentëve të ndryshëm elektronikë të sistemit [7].
- Releja hap dhe mbyll lidhjen midis matësit të energjisë dhe ngarkesës në rrjetin elektrik sipas një skenari të paracaktuar, në varësi konsumit të energjisë elektrike [9].
- LCD monitoron konsumimin e energjisë elektrike në kohë reale.
- Porta RS-232 realizon komunikimin serial të MCU-së me PC-në [10].

Për të arritur një performancë dhe saktësi sipas objektivave të projektit, është bërë kujdes në zgjedhjen e secilit element të projektit, të cilët së bashku përcaktojnë rezultatin. Në figurën 4.2 është paraqitur një pamje e qarkut të projektuar për matjen e parametrave të energjisë elektrike.

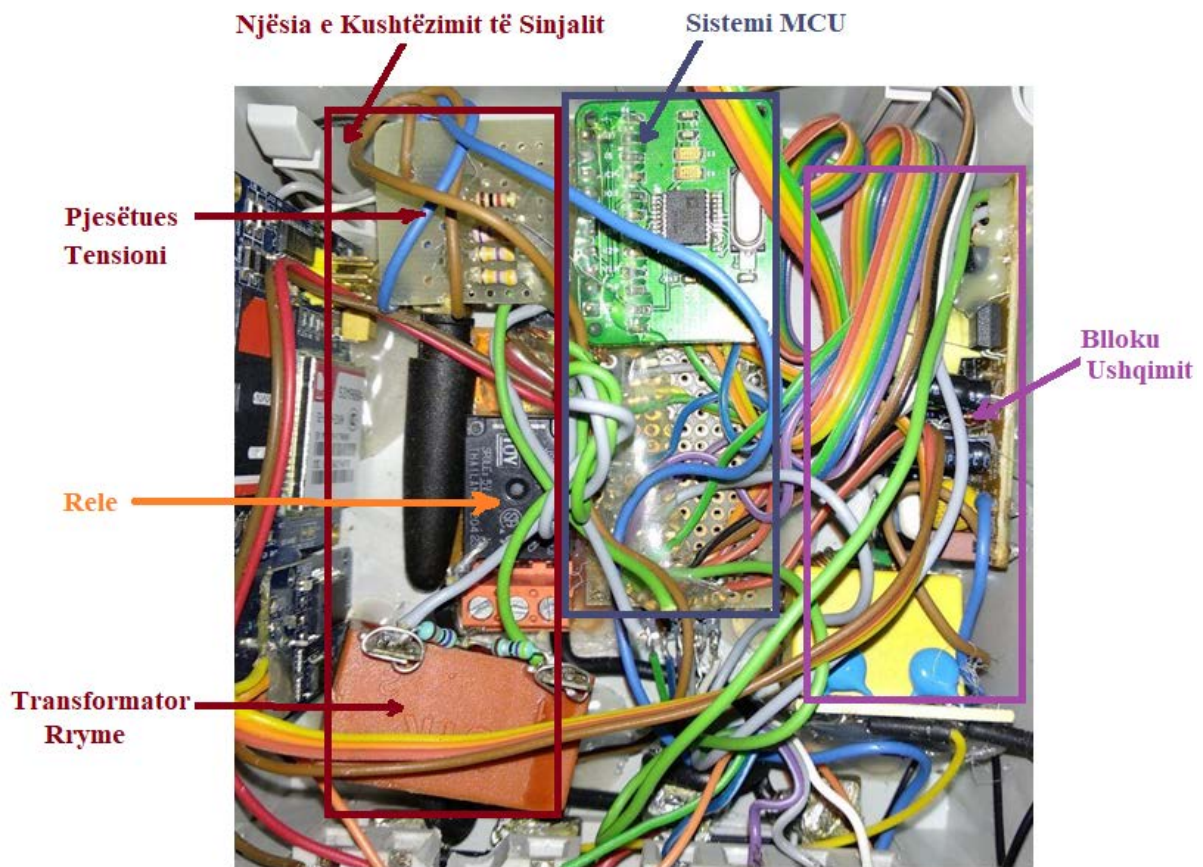


Figura 4.2 Pamje e qarkut të projektuar për matjen e parametrave të energjisë elektrike

4.3 Hyrjet analoge

Sistemi i propozuar ka dy kanale për hyrjet analoge të rrymës dhe të tensionit. Për të mundësuar matjen e këtyre vlerave është e nevojshme që tensioni i fazës dhe rryma e fazës të shkallëzohen në një nivel që përputhet me atë të MCU-së [11]. Prandaj në këtë projekt sinjali analog i rrymës aplikohet në kanalin e rrymës nëpërmjet një CT-je dhe sinjali analog i tensionit aplikohet në kanalin e tensionit duke përdorur një pjesëtues rezistiv tensioni [12]. Për të hequr komponentët e frekuencave të larta të hyrjeve analoge, përpara se ato të aplikohen në ADC, në çdo hyrje analoge është përdorur filtri RC i *frekuencave të ulëta*. Më pas këto matje rishkallëzohen për të arritur vlerën fillestare [13].

4.3.1 Qarku i kushtëzimit të sinjalit (AFE)

Funksionet që kryen [14] qarkut i kushtëzimit të sinjalit janë:

- Dobësimi i sinjalit të tensionit në mënyrë që të përputhet me hyrjet e ADC-së;
- Konvertimi i sinjalit të rrymës AC në tension AC në përputhshmëri me hyrjet e ADC-së;
- Filtrimi (*anti-aliasing*) dhe përshtatja e sinjaleve me frekuencën e kampionimit të ADC-së;
- Gjenerimi i tensioneve të nevojshme DC (5V, 12 V) për furnizimin e komponentëve të ndryshëm elektronikë të sistemit.

4.3.1.1 Qarku për vlerësimin e rrymës

Me qëllim përmbushjen e kërkesave të projektit, për matjen e rrymës në ngarkesën njëfazore është përzgjedhur të përdoret një CT, duke pasur parasysh edhe përdorimin e tij më të thjeshtë. Siç paraqitet në figurën 4.3 [16], qarku parësor i CT-së lidhet me ngarkesën ndërsa qarku dytësor lidhet me rezistorët 5Ω që janë një zgjidhje e saktë për konvertimin e sinjalit të rrymës në një sinjal tensioni. CT-ja redukton rrymën e ngarkesës, ndërsa përmes rezistorëve 5Ω gjenerohet një sinjal tensioni që është proporcional me rrymën e ngarkesës. Zhvendosja e fazës dhe jolineariteti i CT-së [17] korrigjohet me teknika *software* [18].

Diapazoni i vlerave të rrymës në ngarkesë (qarku parësor në CT) është ndërmjet $I_{min} = 0.25A$ dhe $I_{max} = 60A$.

$$I_{diapazoni} = I_{1max} - I_{1min} = 60 - 0.25 = 59.75 A \quad (4.1)$$

Rryma e ngarkesës zvogëlohet nga CT-ja me një koeficient transformimi $1 : n = 1:1000$ në vlerat $I_{2min} = 0.25 \text{ mA}$ dhe $I_{2max} = 60\text{mA}$. Tensioni në dalje të sensorit të rrymës (qarku dytësor i CT-së) është i barabartë me rënien e tensionit në dy rezistorët 5Ω :

$$V_2 = I_2 (5\Omega + 5\Omega) \quad (4.2)$$

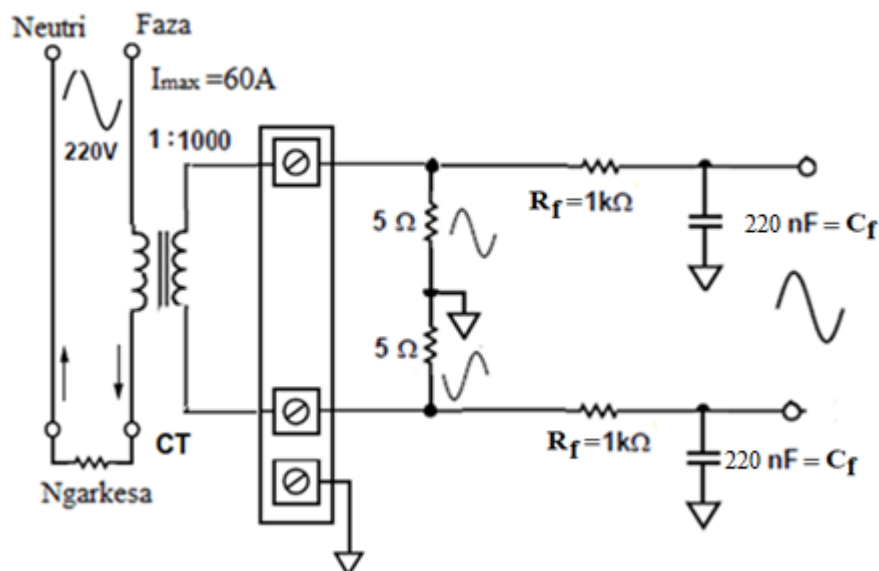


Figura 4.3 Lidhja e CT-së në kanalin e rrymës [16]

Tensioni në dalje të CT-së është ndërmjet vlerave:

$$V_{2min} = I_{2min} * 10 \Omega = 2.5 \text{ mV} \quad (4.3)$$

$$V_{2max} = I_{2max} * 10 \Omega = 600 \text{ mV}$$

Diapazoni i tensionit në dalje të **sensorit të rrymës** është :

$$V_{diapazoni} = V_{2max} - V_{2min} = 600 \text{ mV} - 2.5 \text{ mV} = 597.5 \text{ mV} \quad (4.4)$$

Duke përdorur marrëdhënien ndërmjet rrymës në hyrje dhe tensionit në dalje llogarisim ndjeshmërinë e matjes së dhënësit të rrymës:

$$I_{ndjeshmëria} = \frac{V_{diapazoni}}{I_{diapazoni}} = \frac{597.5 \text{ mV}}{59.75 \text{ A}} = 10 \text{ mV/A} \quad (4.5)$$

Kjo do të thotë që tensioni në dalje të sensorit të rrymës do të rritet 10mV për një rritje me 1A të rrymës në ngarkesë.

Sinjali filtrohet nga qarku RC i përbërë nga rezistori 1kΩ dhe kapacitori 220nF, i cili formon një filtër *anti-aliasing* të lejimit të *frekuencave të ulëta* [19] me frekuencë prerje 700Hz, përkatësisht në fazë dhe neutër.

4.3.1.2 Qarku për vlerësimin e tensionit

Sinjali analog i tensionit lidhet drejtpërdrejt në kanalin e tensionit. Përpara se sinjali të aplikohet në ADC, tensioni i fazës zvogëlohet duke përdorur një qark të thjeshtë pjesëtues rezistiv [16]. Për shkak të vlerave relativisht të mëdha të sinjalit dhe kërkesës për diapazon

dinamik të vogël, kanali i tensionit konfigurohet si një hyrje *single-ended* [20], siç paraqitet në figurën 4.4 [16].

Tensioni në hyrje të kanalit të tensionit është

$$V_h = 220V_{ef} \quad (4.6)$$

Qarku për uljen e tensionit përbëhet nga rezistorët 500 kΩ, 500 kΩ dhe 1 kΩ. Këto vlera janë zgjedhur [16] në mënyrë specifike për të plotësuar kërkesat e projektimit të qarkut. Koeficienti i pjesëtimit të tensionit është afërsisht 1/1000. Tensioni në hyrje dobësohet nga pjesëtuesi i tensionit në një tension dalje:

$$V_d = V_h \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 220 \cdot \frac{1k\Omega}{1M\Omega + 1k\Omega} \approx 0.22 V \quad (4.7)$$

që është brenda diapazonit të hyrjes së ADC-së (1.024V).

Rezistori 1 MΩ ndahet në dy rezistorë 500 kΩ të lidhur në seri [21], në mënyrë që të zvogëlohet tensioni në të gjithë rezistorët, duke ulur kështu mundësinë e harkut elektrik. Theksojmë se hyrja analoge V_N lidhet me tokën nëpërmjet filtrit *antialiasing* [16], që formohet nga rezistori 1kΩ dhe kapacitori 220nF, duke përdorur edhe tokëzimin 1.

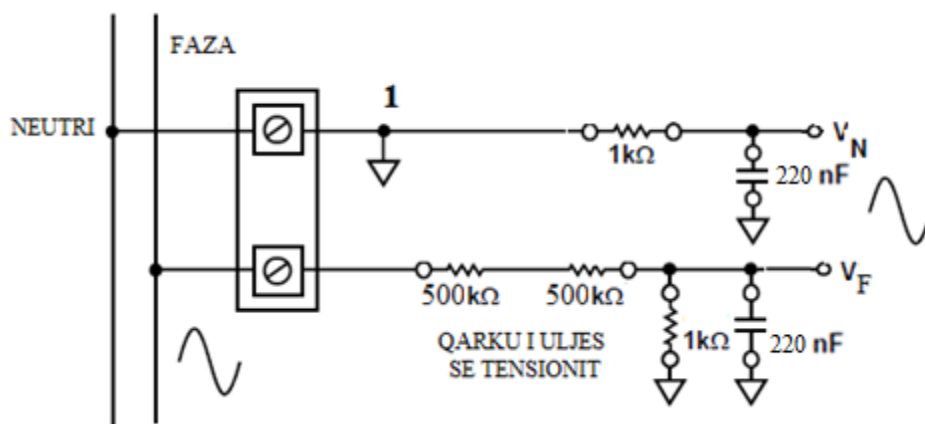


Figura 4.4 Qarku në kanalin e tensionit [16]

4.4 ADC

Arkitekturat e ADC-ve janë të ndryshme, duke rezultuar në një mundësi të gjerë zgjedhjeje të performancës, fuqisë, kostos dhe kompleksitetit. Zgjedhja e ADC-së së duhur është thelbësisht e rëndësishme për suksesin e DSP-së. Në këtë projekt është përzgjedhur një *chip PSoC4, CY8C4245AXI-483*, që përmban një SAR-ADC me të dhënat e mëposhtme [22]:

- Frekuenca e kampionimit 1Mkampione /sek ;
- Tensionioni referencë $V_{REF} = 1.024\text{ V } (\pm 1\%)$;
- Rezolucioni mund të përzgjidhet 8, 10 ose 12- bit;
- 8-kanale të programueshëm të hyrjes;
- Çdo kanal mund të jetë një hyrje *diferenciale* ose *single-ended*.

SAR-ADC-të funksionojnë me saktësi relativisht të lartë (16-bit) dhe diapazon të gjerë të shpejtësisë deri në 1Mkampione /sek [5]. Konverteri SAR vlerësohet për shkak të saktësisë së tij dhe kohës së konvertimit relativisht të shpejtë, prandaj praktikisht të gjitha aplikimet e marrjes së të dhënave përdorin këto konvertues [23]. SAR-ADC-të janë të thjeshtë për t'u projektuar dhe konsumojnë pak energji (pasi kanë vetëm një karahasues). SAR-ADC-ja me 12-bit mund të funksionojë me një frekuencë maksimale *clock* 18 MHz dhe për të bërë një konvertim 12-bit ai kërkon një minimum prej 18 impulse *clock*. Në figurën 4.5 paraqitet bllok- diagrama për ADC-në tip SAR [22].

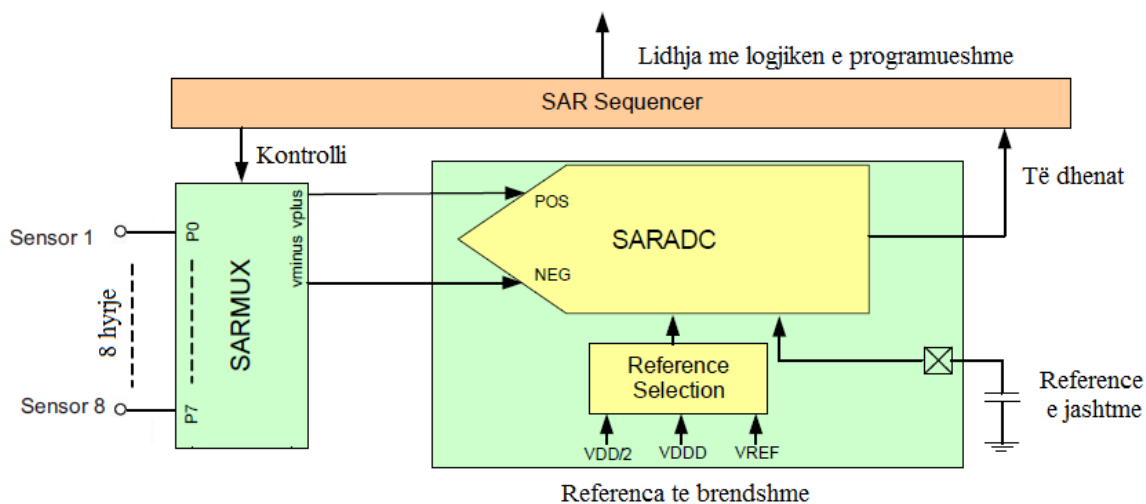


Figura 4.5 Bllok-diagrama e SAR ADC-së [22]

- SAR-ADC - blloku që bën konvertimin e sinjalit analog në formë digjitale.
- SAR-REF - multiplekser që përzgjedh një sinjal referencë për SAR-ADC.
- SAR-MUX - multiplekser analog i programueshëm me 8 kanale hyrëse për SAR-ADC. Ai mund të multipleksojë 8 sinjale analoge të ndryshme në një SAR-ADC. Përzgjedhja e kanaleve kontrollohet nga SAR-SEQ (SAR sequencer). Ky bllok mundëson konvertimin e sinjalit në shumë kanale pa ndërhyrjen e CPU-së (Central Processing Unit).
- SAR-SEQ - ky bllok është njësia e kontrollit për SAR-ADC-në. Ai është përgjegjës për përzgjedhjen e kanaleve të hyrje, d.m.th për përcaktimin se cila hyrje analoge do të lidhet në

SAR-ADC, konfigurimin e SAR-ADC-së dhe SAR-REF në varësi të kanalit të përzgjedhur, kontrollin e renditjes së ngjarjeve gjatë procesit të konvertimit, gjenerimin e ndërprerjeve.

ADC-të ofrojnë performancë më të mirë për sinjale në hyrje që janë më të vegjël, por jo më të mëdhenj se tensioni i shkallës së plotë [9]. Digjitalizimi i sinjaleve të vegjël, amplituda e të cilëve matet në shumëfish me një shifër të vetme të *bit*-it me peshë më të vogël (LSB - *Least Significant Bit*), paraqet shtrembërim. Po kështu, sinjalet përtej tensionit të shkallës së plotë të ADC-së shkaktojnë shtrembërim. Meqenëse ADC-ja në vetvete nuk ka **diapazon** ose **rezolucion dinamik** [25] për të kryer matjet e nevojshme, mund të përdoret një amplifikator operacional që shkallëzon sinjalin në diapazonin më të mirë të amplitudës për ADC-në. Në disa raste SAR-ADC-të kanë qarqe përforcues të brendshëm me koeficient amplifikimi të programueshëm [26], të tillë si PGA-të, që mundësojnë një amplifikim analog brenda pajisjes.

Nëse sinjali i hyrjes $x(t)$ është *double ended* me diapazon $-A \leq x[k] < A$, atëherë përmasa e hapit të kuantizimit për një ADC me n - bit jepet nga

$$\Delta = 2A/2^n \quad (4.8)$$

ku Δ është përmasa e hapit të kuantizimit dhe normalisht matet në V/bit ose A/bit .

Nëse sinjali i hyrjes është *single ended*, me diapazon $0 \leq x(t) < A$, atëherë përmasa e hapit të kuantizimit për një ADC me n - bit jepet nga

$$\Delta = A/2^n \quad (4.9)$$

e cila është sa $\frac{1}{2}$ e përmasës së hapit të kuantizimit *double ended*.

Meqenëse tensioni referencë V_{ref} i ADC-së përcakton vlerën maksimale që mund të konvertohet [24], për ADC-në e përzgjedhur kemi

$$\text{Rezolucioni} = \frac{V_{REF}}{2^N} = \frac{1.024V}{4096} = 0.25mV \quad (4.10)$$

Kur në hyrje paraqitet një tension që është jashtë diapazonit të lejuar, ADC-ja vendos vlerën e saturimit 0 ose 2^n-1 , në varësi të faktit nëse hyrja është shumë e ulët ose tepër e lartë.

Meqenëse sinjalet analoge në hyrje konvertohen me një ADC të vetme, duhet të përdoret një teknikë multipleksimi [9], në mënyrë që ADC-ja të multipleksohet në kohë. Për këtë arsye, ADC-ja shoqërohet me një MUX analog të programueshëm [27], që përmes një kodi me n -bit, përzgjedh një nga 2^n sinjalet analoge që do të konvertohet në një periudhë kohë të caktuar. Kështu, MUX-i analog i programueshëm përzgjedh se cila hyrje analoge do të lidhet në ADC, pa ndërhyrjen e CPU-së. Në këtë mënyrë frekuenca e kampionimit ndahet ndërmjet këtyre sinjaleve.

Llogaritja e fuqisë supozon se tensioni dhe rryma kampionohen pikërisht në të njëjtën kohë. Meqenëse përdorimi i një ADC-je të vetme e bën këtë të pamundur, është përdorur një vlerë e interpoluar e tensionit që përaftron shumë me vlerën që do të kishte tensioni në çastin kur rryma kampionohet. Procedura [15] që përdoret për të llogaritur tensionin për një matje të caktuar të rrymës, e paraqitur grafisht në figuren 4.6, është si vijon:

1. Matet kampioni i parë i tensionit në çastin t_0 ;
2. Pas një intervali t matet rryma (çasti t_1);
3. Pas një intervali tjetër t matet përsëri tensioni (çasti t_2);
4. Llogaritet tensioni në t_1 si $(V_{t_0} + V_{t_2})/2$.

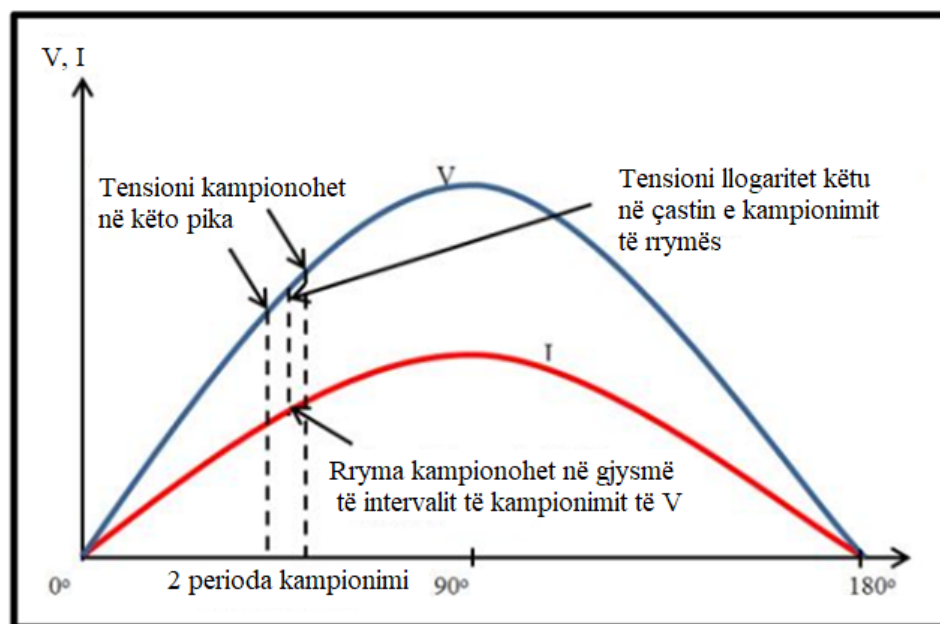


Figura 4.6 Interpolimi i tensionit për një kampion të rrymës [15]

4.5 PGA

Për shkak të natyrës së tyre, sinjalet analoge në dalje të sensorëve të rrymës punojnë me diapazone dinamike mjaft të gjera (p.sh nga disa mA në disa A). Për të përshtatur këtë diapazon të gjerë të daljes së sensorit me një diapazon të caktuar të ADC-së, kërkohet që një PGA të realizojë ndërfaqen e tyre [10]. Për aplikimet që nuk përfshijnë një diapazon të gjerë dinamik të sinjaleve, PGA-ja mund të mos jetë e nevojshme. Zakonisht PGA-të nevojiten kur raporti ndërmjet nivelit më të lartë dhe nivelit më të ulët të sinjalit në kanalën e marrjes së të dhënave është 2, ose më i lartë [28]. Në këto kushte, rezolucioni i ADC-së nuk do të përdorej plotësisht. Një ADC me 12-bit, në të cilën aplikohet një sinjal që është më pak se një e dhjeta

e hyrjes në shkallë të plotë të ADC-së, mund të ofrojë vetëm 8 *bit* rezolucion [23], përveç nëse amplifikohet nga PGA-ja para se të aplikohet në ADC, me qëllim që të përdoret i gjithë rezolucioni i disponueshëm i ADC-së.

PGA-të janë një nënbashkësi e amplifikatorëve me amplifikim të ndryshueshëm (VGA-*Variable Gain Amplifiers*). Por ndërsa VGA-të ofrojnë kontroll të ndryshueshëm dhe të vazhdueshëm të amplifikimit, PGA-të e bëjnë këtë nën kontrollin e *software*-it në hapa të caktuar (zakonisht në hapa 6-dB) [29]. Kërkesit po punojnë për hapa më të vegjël të rezolucionit deri në 0.5 dB. Amplifikimi përzgjidhet në formë digjitale duke përdorur një MCU. MCU kontrollon koeficientin e amplifikimit të PGA-së [9] që vendoset para ADC-së, siç paraqitet në figuren 4.7. Është e rëndësishme të theksohet se numri i *bit*-eve nuk ndryshon me ndryshimet e koeficientit të amplifikimit të PGA-së. Ndryshimi i vetëm i qartë është diapazoni i tensionit të hyrjes së ADC dhe tensioni LSB¹⁴.

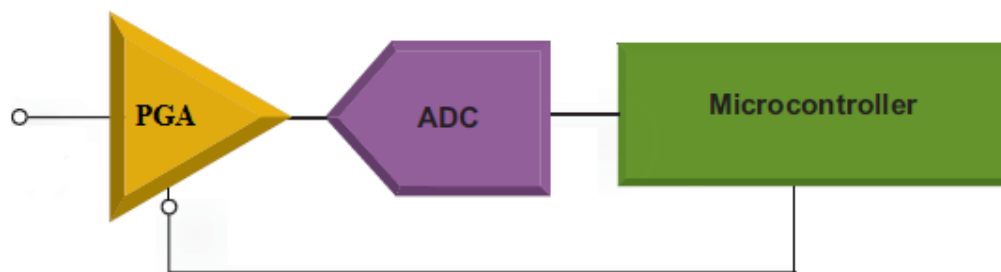


Figura 4.7 MCU-ja kontrollon koeficientin e amplifikimit të PGA-së

4.6 MCU

MCU-ja është një sistem kompjuterik në një qark të vetëm të integruar [10], që përmban blloqe funksionale që kryejnë funksione të ndryshme (një bërthamë procesori, memorie dhe periferikë hyrje/dalje të programueshëm). Mikrokontrollorët janë të projektuar për aplikime *embedded* [30], në dallim nga mikroprocesorët që përdoren në kompjuterat personale ose në aplikime të tjera të përgjithshme. Mikrokontrollorët përdoren në kontrollin automatik të pajisjeve. Duke reduktuar përmasat dhe koston, në krahasim me një projekt që përdor një mikroprocesor, mikrokontrollorët e bëjnë më ekonomik [9] kontrollin digjital të gjithnjë e më shumë pajisjeve dhe proceseve.

¹⁴ LSB- Ndryshimi minimal në tension që kërkohet për të garantuar një ndryshim në nivelin e kodit të daljes quhet **tensioni i bitit me peshë më të vogël**.

Në këtë punim, tipi i mikrokontrollerit që ekzekuton filtrat digjitalë është përzgjedhur [25], i tillë që të plotësojë nevojat llogaritëse të projektit në mënyrë efikase dhe me kosto efektive. Çështjet kryesore të trajtuara në përzgjedhjen e mikrokontrollorit janë [21]:

- **Shpejtësia e llogaritjes** - Performanca e shpejtësisë së MCU-së mund të krahasohet me kohën që kërkohet për të ekzekutuar etapat e algoritmeve, si filtrat FIR dhe FFT.
- **Fixed-Point** kundrejt **Floating-Point** - Për aplikime me diapazon dinamik të gjerë është e përshtatshme aritmetika *Floating-Point*, por kostoja e lartë është një disavantazh. Megjithatë një MCU me aritmetikë *Fixed-Point* kushton më pak, ajo mundëson një diapazon dinamik më të vogël.
- **Interface** - Është një aspekt i rëndësishëm i performancës, pasi ndërfaqja hyrje/dalje ndërmjet një pajisje të jashtme dhe MCU-së duhet të maksimizojë shpejtësinë e transferimit të të dhënave.
- **Kosto** - Në një sistem kompleks, PSoC4 eliminon [31] nevojën për shumë *hardware* të jashtëm. Funksionet e *hardware*-ve të shtrenjtë kryhen në *software*, duke reduktuar kështu koston e gjithë sistemit.
- **Lehtësia e programimit** - Programimi i një DSP-je me aritmetikë *floating-point* është më i thjeshtë se me aritmetikë *fixed-point*. Nëse projektohet një sistem i bazuar në DSP, zgjedhja e një DSP-je me aritmetikë *floating-point* është më e arsyeshme se një DSP me aritmetikë *fixed-point*.
- **Memoria** - Nëse të dhënat janë të disponueshme në memorien e shpejtë ose në SRAM, DSP-ja vepron me shpejtësi maksimale të transmetimit. Prandaj një DSP duhet të ketë memorie të mjaftueshme për ruajtjen e të dhënave.

Në këtë punim është propozuar një metodë *software* që eviton nevojën e një qarku të integruar të dedikuar për matje [8]. Pasi janë vlerësuar plotësisht kërkesat e sistemit, është përzgjedhur të përdoret një chip PSoC4, CY8C4245AXI-483, i cili ofron karakteristika që e bëjnë atë shumë të dobishëm për këtë projekt, domethënë, performancë e lartë kompjuterike me një çmim ekonomik [32]. PSoC4 është një *embedded system* i programueshëm, që përfshin funksione periferike analoge dhe digjitale të programueshme, memorie dhe një mikrokontrollor ARM Cortex-M0 në një *chip* të vetëm [22]. Ai përbëhet nga katër blloqe kryesore, nënsistemi MCU, nënsistemi I/O(Input/Output), blloqet analoge të programueshme dhe blloqet digjitale të programueshme. Ai kombinon blloqet analoge dhe digjitale të programueshme dhe të rikonfigurueshme me rrugëzim automatik fleksibël, siç paraqitet në figurën 4.8 [33].

PSoC4 është shumë më tepër se një MCU. Ky tip sistemi është i ndryshëm nga shumica e sistemeve *embedded* me sinjal të përzier, të cilët përdorin një kombinim të një mikrokontrollori dhe periferikëve të jashtëm analogë dhe digjitalë. Sisteme të tilla kërkojnë

shumë qarqe të integruar përveç MCU-së, të tillë si amplifikatorë operacionalë, ADC dhe ASIC. Një MCU e zakonshme [9] përmban një CPU (të tillë si një ARM Cortex), me një varg funksionesh periferike të tillë si ADC, DAC, UART, SPI dhe I/O, të gjitha të lidhura tek CPU-ja. Në një MCU të zakonshme, CPU-ja është zemra e pajisjes, ajo menaxhon çdo gjë. MCU nuk mund të funksionojë pa CPU-në. Kështu, rruga funksionale është pothuajse gjithmonë përmes CPU-së.

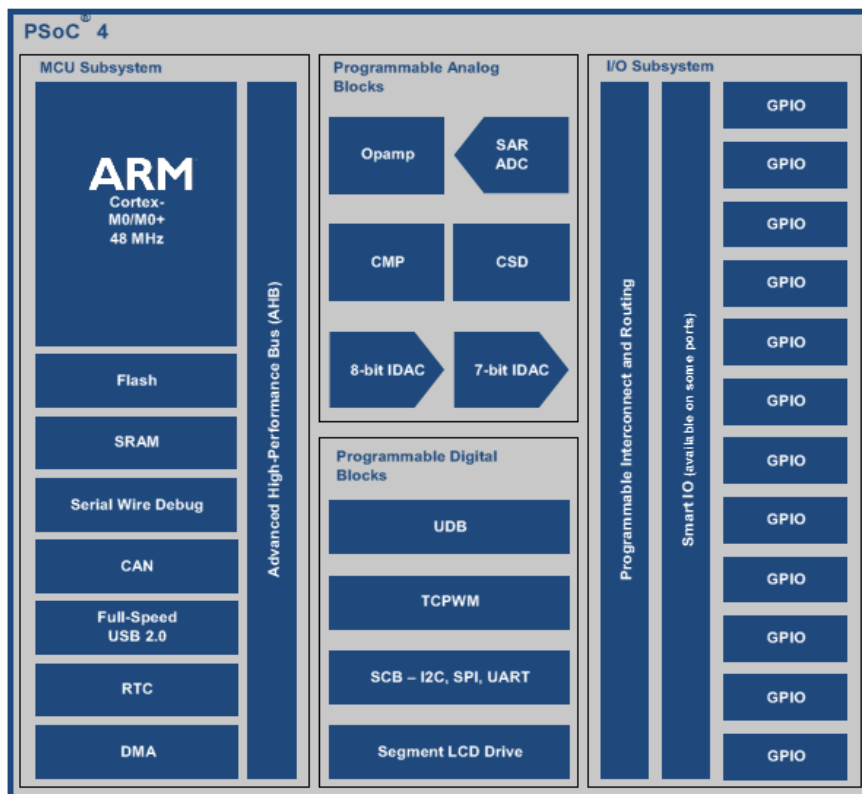


Figura 4.8 Bllok-diagrama e PSoC4 [33]

Ndërsa PSoC4 është krejtësisht e ndryshme. PSoC4 ofron një alternativë me kosto të ulët për kombinimin e MCU-së dhe IC-ve të jashtme. Përveç reduktimit të kostonë së përgjithshme të sistemit, nënsistemet analoge dhe digjitale të programueshme mundësojnë fleksibilitet të madh. Me PSoC4 të gjitha blloqet [33], analoge, digjitale, I/O dhe CPU-ja janë burime njësoj të rëndësishme në një sistem të programueshëm. Ndërlidhja dhe programueshmëria [22] e sistemit është zemra e PsoC4, jo CPU. Me PsoC4 është i mundur përpunimi paralel asinkron. Një PsoC4 mund të konfigurohet që të ketë elementë që veprojnë në mënyrë të pavarur nga CPU-ja. Periferikët analogë dhe digjitalë janë të ndërlidhur me një matricë shumë të konfigurueshme të lidhjes së sinjaleve dhe të dhënave që lejon të krijohen projekte të

personalizuara që plotësojnë kërkesat e aplikimit. PsoC4 mund të programohet për të emuluar një MCU, por nuk mund që një MCU të programohet për të emuluar PsoC4.

SAR-ADC i dërgon të dhënat e konvertuara në formë digjitale në njësinë e përpunimit të sinjalit digjital, në MCU tip ARM Cortex-M0, i cili mbështet veprimet matematikore 32-bit. Ky procesor efikas mundëson ekzekutimin e shpejtë të algoritmeve që bazohen në filtrimin digjital. MCU-ja është zemra e projektit; ajo kontrollon të gjitha aktivitetet e sistemit. MCU-ja bën të gjitha llogaritjet e nevojshme në përputhje me algoritmet e projektuara për të analizuar parametrat e cilësisë së energjisë. MCU është i programuar në gjuhën C.

4.7 Porta seriale

Blloku i Komunikimit Serial (SCB) në PSoC4 mbështet tri protokolle [29] të ndërfaqes seriale: SPI, UART dhe I²C. SCB mbështet vetëm një nga protokollat në një kohë të caktuar.

UART është një pajisje që konverton transmetimin e të dhënave binare nga një format paralel në një format serial asinkron ose anasjelltas. Pothuajse çdo familje e mikroprocesorëve ka UART të dedikuar. Në kompjuterat modernë, UART-të kanë për detyrë të menaxhojnë komunikimin e ndërfaqeve seriale RS-232.

Në këtë projekt, për komunikimin e të dhënave ndërmjet MCU-së dhe PC-së përdoret EIA RS-232, shpesh i referuar thjesht si RS-232 ose si porta seriale [10]. EIA RS-232 është një standard EIA i krijuar për komunikimin ndërmjet një kompjuteri dhe një modemi. Ndërfaqja seriale EIA RS-232 është një standard i përbërë nga një sërë protokollesh mekanike, elektrike dhe kompjuterike që mundësojnë transferimin serial të të dhënave midis pajisjeve digjitale me shpejtësi të ulët. Ajo përfshin karakteristikat elektrike të sinjalit, strukturën dhe kordinimin e të dhënave seriale, përcaktimin e sinjaleve dhe protokolleve për kontrollin e rrjedhjes së të dhënave seriale në një kanal, konektorin dhe së fundi llojin dhe gjatësinë maksimale të kabllave të transmetimit.

Megjithëse në vitet nëntëdhjetë porta seriale RS-232 ishte e pranishme në pothuajse të gjitha kompjuterat e tipit desktop, në dekadën e parë të viteve 2000, ajo është zëvendësuar gjerësisht nga ndërfaqja USB¹⁵ për shkak të shpejtësisë së ulët [34]. Edhe pse një protokoll mjaft i vjetër, EIA RS-232 aktualisht përdoret ende për komunikime me shpejtësi të ulët midis MCU-së, pajisjeve të thjeshta industriale dhe qarqeve të tjera që nuk kërkojnë ndonjë

¹⁵ USB është një ndërfaqe standarde e komunikimit serial, e zhvilluar në mesin e viteve 1990, për të standardizuar në një protokoll të vetëm komunikimi kabllot dhe konektorët që përdoren për lidhje, komunikimin ndërmjet kompjuterit dhe pajisjeve periferike.

shpejtësi të veçantë. Një nga përdorimet e portës RS-232 është lidhja me pajisje *embedded* [5] për qëllime konfigurimi dhe monitorimi, edhe pse shpesh është i domosdoshëm një përshtatës serial/USB në mënyrë që një kompjuter pa portë seriale të përdoret si terminal.

Sistemi i projektuar lidhet me një laptop, në mënyrë që të ngarkohet programi në MCU. Laptopi nuk ka një portë seriale, prandaj për të bërë konvertimin midis sinjaleve RS232 dhe USB përdoret një konverter USB - Serial. Sistemi i dërgon parametrat nëpërmjet portës së saj seriale në konvertues, i cili konverton sinjalet e portës seriale në sinjale USB.

4.8 RTC

RTC është një orë kompjuterike (më shpesh në formën e një qarku të integruar) që mban të dhëna në lidhje me kohën. Megjithatë termi shpesh i referohet pajisjeve në PC, servera dhe sisteme *embedded*, RTC-të janë të pranishme pothuajse në çdo pajisje elektronike që duhet të mbajë informacion të saktë në lidhje me kohën. RTC-ja përdoret për sinkronizimin e sistemit në kohë reale [35]. Edhe pse informacioni në lidhje me kohën mund të mbahet edhe pa një RTC, duke përdorur atë ka disa avantazhe [36]:

- Konsumi i ulët i energjisë.
- Liron sistemin kryesor për detyra kritike në kohë.
- Ndonjëherë më e saktë se metodat e tjera.

RTC e përdorur në sistemin e projektuar është DS1307, për shkak të jetëgjatësisë dhe kostonë së ulët [37]. DS1307 është një matës orë/kalendar me fuqi të vogël. Adresa dhe të dhënat transferohen në mënyrë seriale nëpërmjet një *bus* dydrejtimësh me dy perçjellësa. Ai përdor protokollin I²C. Ora/kalendari siguron informacionin e sekondave, minutave, orëve, ditës, datës, muajit dhe vitit. Data e fundit e muajit rregullohet automatikisht për muaj me më pak se 31 ditë, duke përfshirë korrigjimet për vitin e brishtë. Ora funksionon në formatin 24 orësh ose 12 orësh me treguesin AM / PM. DS1307 ka një qark që dedekton ndërprejen e energjisë dhe automatikisht kalon në furnizimin nga tensioni i akumuluar në kapacitorët, që luajnë rolin e baterisë.

4.9 Blloku ushqimit

Që sistemi të funksionojë, nevojitet një burim energjie i aftë për të përmbushur kërkesa të veçanta për secilin bllok. Prandaj përzgjedhja e një burimi të përshtatshëm ushqimi është një pjesë shumë e rëndësishme e këtij projekti. Blloku i ushqimit AC/DC është një pajisje elektronike që transferon energjinë elektrike nga burimi AC në ngarkesë, duke konvertuar karakteristikat e tensionit dhe të rrymës [38]. Në këtë projekt nevojitet një bllok ushqimi që

konverton tensionin AC në një vlerë konstante tensionit DC, 5V për MCU dhe 12V për komandimin e relese.

Sipas mënyrës se si **rregullatori i tensionit** mban automatikisht nivelin e tensionit konstant, ekzistojnë dy tipe kryesore [39] të bllokut të ushqimit AC/DC:

- *Linear*
- *Switching-mode*

Një bllok ushqimi *linear* rregullon në mënyrë lineare tensionin në dalje, duke shpenzuar vazhdimisht *energjinë e tepërt elektrike në formën e humbjeve ohmike* (të nxehtësisë) në një rezistor ose një tranzistor. Prandaj efektiviteti varet nga raporti i tensionit ndërmjet hyrjes dhe daljes V_d / V_h , duke rezultuar në një efikasitet zakonisht 30-40%. Një avantazh është se blloku ushqimit me rregullim linear të tensionit gjithashtu ka shumë pak mbirregullim dhe zhurma në dalje.

Një SMPS (*switching-mode power supply*) është një bllok ushqimi elektronik me një rregullator tensioni që përdor një çelës elektronik (tranzistor), për të kontrolluar konvertimin e energjisë elektrike në një mënyrë shumë efikase (shpenzim i vogël i energjisë në formën e nxehtësisë). Rregullimi i tensionit në dalje arrihet duke kontrolluar ciklin e punës së tranzistorit, d.m.th duke ndryshuar raportin e kohës ndërmjet kyçjes dhe shkyçjes së tranzistorit [39]. Tranzistorët janë plotësisht të kyçur ose plotësisht të shkyçur, kështu që shumë pak humbje rezistive ka midis hyrjes dhe ngarkesës, duke minimizuar shpenzimin e energjisë. Në kushte ideale një SMPS nuk shpenzon energji. SMPS-ja zëvendëson rregullatorët linearë kur kërkohet efikasitet më i madh, përmasë më e vogël ose peshë më e lehtë. Megjithatë ato janë më të komplikuar, pasi rrymat e tyre të kyçjes mund të shkaktojnë problemin e zhurmave. Në përgjithësi më e kushtueshme, SMPS-ja justifikon koston e saj bazuar në performancën, besueshmërinë dhe përmasat kur krahasohet me *Linear Power Supply* të ngjashme.

Avantazhet [39] e SMPS-së janë si vijon:

- Efikasitet më i lartë nga 68% në 90%.
- Tension në dalje konstant, pavarësisht nga ndryshimet e tensionin në hyrje.
- Përmasë e vogël dhe më e lehtë.
- Teknologji fleksibël.
- Dendësia e fuqisë 16 e lartë.

¹⁶ Dendësia e fuqisë është sasia e fuqisë (shpejtësia e transferimit të energjisë në lidhje me kohën) për njësi të vëllimit. Dendësia e fuqisë ndonjëherë është një konsideratë e rëndësishme, kur hapësira është e kufizuar. Dendësia e fuqisë i referohet një vëllimi dhe shprehet si W/m^3 .

Disavantazhet [39] e SMPS-së janë si vijon:

- Gjeneron ndërhyrje elektromagnetike.
- Qark më i ndërlikuar (për shkak të zvogëlimit të zhurmës /interferencave, etj).
- I shtrenjtë në krahasim me bllokun e ushqimit *linear*.
- Ka *ripple* në tensionin e daljes që pergjithësisht trajtohet me kapacitor pranë ushqimit dhe në ngarkesë.

Ekzistojnë konfigurime të ndryshme të qarkut, secila me karakteristika, përparësi dhe mënyra funksionimi të veçanta, që përcaktojnë se si energjia e hyrjes transferohet në dalje [40]. Zakonisht shumica e topologjive të përdorura, si *flyback*, *push-pull*, *half bridge* dhe *full bridge*, përbëhen nga një transformator që siguron izolimin, shkallëzimin e tensionit dhe disa tensione në dalje. Konfigurimet jo të izoluara nuk kanë një transformator dhe konvertimi i energjisë sigurohet nga transferimi i energjisë induktive.

Një SMPS me izolim të hyrjes AC nga dalja DC përbëhet nga:

- Radrizuesi në hyrje dhe filtri,
- Inverteri përbëhet nga pajisje kyçese, si MOSFET,
- Transformatori,
- Radrizuesi në dalje dhe filtri,
- Qarku i lidhjes së kundërt dhe qarku i kontrollit.

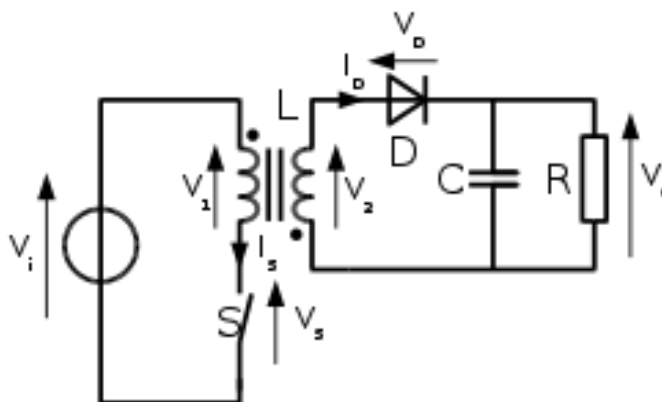


Figura 4.9 Skema e përgjithshme e *flyback* SMPS [41]

Topologjia *flyback* përdor një izolim galvanik midis hyrjes dhe çdo dalje. Skema e përgjithshme e një *flyback* SMPS paraqitet në figurën 4.9 [41]. Konverteri *flyback* është një topologji e SMPS-së që përdor një numër relativisht të vogël të komponentëve. Ai përdor dy induktorë të veçantë me çiftim induktiv, për të ruajtur energjinë gjatë periudhës që rryma rrjedh në induktorin parësor dhe më pas për ta transferuar energjinë tek induktori dytësor,

kur pajisja kyçëse është e shkyçur. Në një qark real, zakonisht, përdoret një tranzitor (si çelës) që kyçet dhe shkyçet nga një sinjal i moduluar me gjerësi të impulsit dhe një qark i lidhjes së kundërt që përdoret për të monitoruar tensionin e daljes. Një diodë në sekondar transmeton energjinë e ruajtur dhe radrizon tensionin për të gjeneruar një dalje DC, ndërsa kapacitori *smooth* tensionin e radrizuar.

Kur çelësi është i mbyllur (figura 4.10.a), parësori i transformatorit lidhet drejtpërdrejt me burimin e tensionit të hyrjes. Rryma në parësor dhe fluksi magnetik në transformator rritet, duke ruajtur energjinë në transformator. Polariteti i transformatorit, zakonisht, është i tillë që tensioni i induktuar në pështjellën dytësore të jetë negativ, kështu që dioda është në lidhje të kundërt (dmth. e bllokuar) dhe në dytësor nuk rrjedh rrymë. Kapacitori i daljes furnizon me energji ngarkesën në dalje. Energjia ruhet në transformator deri sa MOSFET-i të shkyçet. Kur çelësi hapet (figura 4.10.b) rryma parësore dhe fluksi magnetik bien. Energjia e ruajtur në fushën magnetike të transformatorit jep një tension pozitiv në dytësor, dioda është në lidhje të drejtë, duke lejuar rrymën të rrjedhë në dytësor. Energjia e ruajtur ngarkon kapacitorin dhe furnizon ngarkesën.

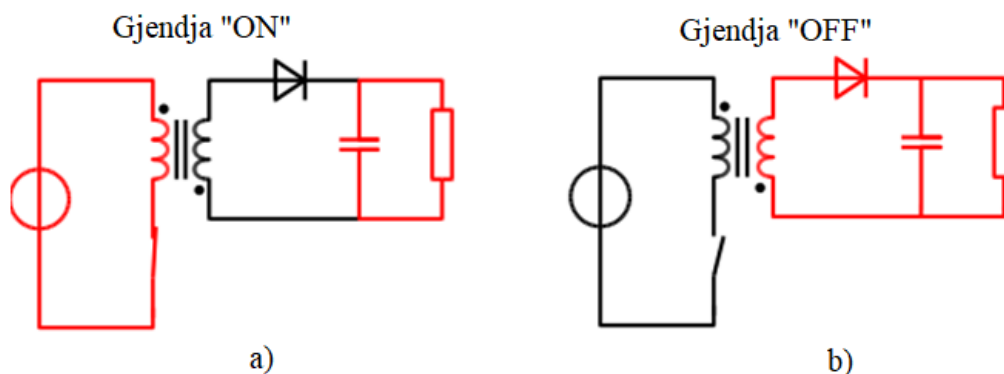


Figura 4.10 Dy konfigurimet e konvertuesit *flyback* [40]

Ky konfigurim ka cilësinë interesante që ruan energjinë gjatë periudhës që rryma rrjedh në parësor dhe më pas transferon energji tek pështjellja dytësore vetëm kur çelësi kryesor është i shkyçur. Kështu që induktori do të quhet një transformator *flyback*. Transformatori *flyback* është më shumë si dy induktorë të çiftuar dhe për këtë arsye është i ndryshëm nga transformatori i zakonshëm. *Flyback* është projektuar për të ruajtur energji ndërsa, i zakonshmi nuk e bën një gjë të tillë. Përveç kësaj, ai funksionon në frekuenca të larta rreth 50 kHz. Bërthama e tij zakonisht është e përbërë nga ferrite dhe përfshin një hapësirë ajrore jomagnetike, në të cilën ruhet energjia. Transformatori i zakonshëm është i përbërë nga një bërthamë hekuri.

Avantazhet [41] e konvertuesit *flyback* janë:

- Parësori është i izoluar nga dalja.
- Siguron disa tensione në dalje, të gjitha të izoluar nga parësori.
- Rregullon disa tensione në dalje me një kontroll të vetëm.
- Mund të funksionojë në një diapazon të gjerë të tensioneve të hyrjes.
- Përdor shumë pak komponente kundrejt llojeve të tjera të SMPS-ve.

Në këtë projekt, për gjenerimin e dy niveleve të nevojshme të tensionit DC, respektivisht 5V dhe 12V, kemi përzgjedhur një bllok ushqimi *flyback* SMPS me diapazon të tensionit në hyrje 70V-240V dhe tension në dalje 5V dhe 12V. MCU-ja dhe LCD-ja ushqehen me tension 5V ndërsa për komandimin e relese përdoret tensioni 12V. Për ruajtjen e të dhënave kur ndërpritet energjia përdoren kapacitorë që kanë një jetëgjatësi më të madhe se bateritë.

4.10 LCD

LCD-ja është një ekran elektronik [4] që përdoret për të paraqitur numra ose tekst në një gamë të gjerë aplikimesh. LCD-ja bazohet në teknologjinë e kristaleve të lëngëta. Duke aplikuar tension në LCD, ajo bëhet opake. Kjo cilësi është parimi kryesor i funksionimit të LCD-ve. Ekranin përmban *chip*-in e vet të MCU-së me një tabelë të karaktereve të ndërtuar në të. Tabela e karaktereve mund të shfaq 255 karaktere të veçanta që mund të përzgjidhen në gjuhë të ndryshme [42]. LCD ka dy regjistra, të instruksioneve dhe të të dhënave [10]. **Regjistri i instruksioneve** ruan instruksionet që i jepen LCD-së për të kryer një detyrë të paracaktuar, si inicializimi, pastrimi i ekranit, vendosja e pozicionit të kursorit, kontrolli i ekranit, etj. **Regjistri i të dhënave** ruan të dhënat e karaktereve që do të shfaqen në LCD si vlera ASCII. LCD-ja ushqehet me tension + 5V (gjithashtu e mundshme për +3V). Ekzistojnë dy tipe kryesore të ekranit LCD, ekranet numerike (të përdorura në ora, kalkulatriçe, etj.) dhe tekste alfanumerike [40]. Modulet e ekranit LCD preferohen në shtatë segmente, por edhe me shumë segmente.

LCD-të janë gjenden në forma dhe madhësi të ndryshme në varësi të konfigurimeve. Ekranet LCD alfanumerike janë ndërtuar në konfigurime standarde [8], të tilla si 8x1, 8x2, 16x1, 16x2, 16x4, 20x2, 20x4 dhe 40x4, etj. Identifikimi i këtyre ekraneve bëhet me numrin e karaktereve në çdo rresht dhe me numrin e rreshtave. Për shembull, një LCD 16x2 ka dy rreshta dhe në çdo rresht ka 16 karaktere. Pra, LCD-ja alfanumerike mund të shfaqë gjithsej 32 karaktere në të njëjtën kohë. LCD-të që lidhen zakonisht në MCU janë 16x2 dhe 20x2. Ekranet LCD alfanumerike përdoren gjerësisht për arsyet [43] e mëposhtme:

- LCD-të janë ekonomike (me kosto të ulët).
- Janë lehtësisht të programueshme.

- Nuk kanë asnjë kufizim të shfaqjes së karaktereve speciale dhe madje edhe të personalizuara.
- Ekziston një numër i madh i furnizuesve LCD.
- Janë të disponueshme në konfigurime të ndryshme.
- Janë një teknologji e provuar për shumë vite.

Në figurën 4.11 paraqitur një pamje nga LCD-ja 16 x 2 që është përdorur në këtë projekt.



Figura 4.11 LCD 16 x 2

4.11 Releja

Forma më e përshtatshme e kontrollit për shumë pajisje AC është një çelës i thjeshtë i kontrolluar në distancë nga mikrokontrollori nëpërmjet një *software*, me izolim të plotë elektrik midis kontrollit dhe qarqeve të kontrolluara [44]. Në këtë punim, releja është përdorur si një pajisje lidhëse ndërmjet konsumatorit dhe rrjetit elektrik, me qëllim që ngarkesa të shkyçet nga rrjeti i energjisë në varësi [45] të një skenari të dëshiruar (kur konsumohet një vlerë e paracaktuar e energjisë ose kur matësi ngacmohet).

Një kërkesë e rëndësishme e këtij projekti është kursimi i energjisë elektrike. Një alternativë për kursimin e energjisë është përdorimi i releve që nuk kërkojnë energji [42] në mënyrë të vazhdueshme për të mbajtur kontaktin të mbyllur. Gjithashtu është e dëshirueshme që releja të ruajë pozicionin e saj gjatë ndërprerjes së energjisë elektrike.

Bazuar në kërkesat e projektit, është përzgjedhur të përdoret një rele tip *latching*, term ky që përdoret për të përshkruar një rele që ruan pozicionin e kontaktit për një kohë të pacaktuar edhe pasi energjia e kontrollit është hequr. Reletë magnetike *latching* kërkojnë një impuls në bobinë për të lëvizur kontaktet e tyre në një drejtim dhe një impuls tjetër për t'i zhvendosur ato përsëri. Impulse të përsëritura nga e njëjta hyrje nuk kanë ndikim. Avantazhi [40] është se bobina konsumon energji vetëm në çastin kur kontakti ndryshon pozicion dhe kontakti e ruan këtë pozicion edhe pas ndërprerjes së energjisë (pa aplikuar energji në bobinë) për një

kohë të pacaktuar. Reletë *latching* lejojnë të kontrollohet qarku, thjesht duke siguruar një impuls të vetëm në qarkun e kontrollit të relese.

Pas përzgjedhjes së tipit të relese, janë specifikuar karakteristikat teknike kryesore të saj, që përfshijnë **tensionin e bobinës, rrymën e funksionimit** dhe **vendosjen e kontakteve** (p.sh. SPDT, DPDT), si vijon:

- Tensioni DC i bobinës - 12V,
- Rryma maksimale e vlerësuar - 80A,
- Tensioni AC - 250V.

Në figurën 4.12 është paraqitur një pamje nga releja e përdorur në këtë projekt.



Figura 4.12 Releja

4.12 Vlerësimet e saktësisë

Niveli i saktësisë së kërkuar për një matës ndryshon sipas klasës përkatëse të standardeve IEC dhe EN. Në kushte ideale, saktësia absolute e matjes duhet të përcaktohet vetëm nga *cilësia e paraqitjes së bordit, saktësia e sensorit të rrymës dhe saktësia e ADC-së*. Megjithatë teknika të papërshtatshme të llogaritjes mund të rezultojnë në humbje të papërshtatshme të të dhënave, të cilat mund të fusin gabime numerike që krijojnë gabime në rezultatet përfundimtare [46]. Prandaj saktësia e matjes varet edhe nga *algoritmi* që përdor MCU-ja për interpretimin e të dhënave.

Për realizimin e një matje të saktë të parametrave të energjisë elektrike në këtë projekt, përdorimi i arkitekturës SAR-ADC është një zgjidhje me kosto efektive për digjitalizimin me rezolucion mesatar [5] në frekuencën e nevojshme të kampionimit. Por është pak më e vështirë kur vjen puna për të vendosur se sa do të jenë vlerat e duhura të *rezolucionit* dhe të *frekuencës së kampionimit*.

Zakonisht, saktësia e matjes së fuqisë llogaritet si një gabim në përqindje për një diapazon dinamik të dhënë (DR), ku:

$$DR = \frac{I_{max}}{I_{min}} \quad (4.11)$$

ku: I_{max} është rryma maksimale në të cilën mund të ruhet saktësia e matjes.

I_{min} është rryma minimale që mund të matet.

Meqenëse qëllimi i këtij punimi është projektimi i një matësi me $I_n = 5A$, $I_{max} = 60A$ dhe $I_{min} = 0.25 A$, diapazoni dinamik (DR) përcaktohet si :

$$DR = 60/0.25 = 240 : 1 \quad (4.12)$$

Sipas standardeve EN 50470-1 & EN50470-3, saktësia e kërkuar për një matës të klasës B është 1%. Klasa e saktësisë, e cilësuar si kufiri i lejuar i gabimit në përqindje [47], përcaktohet si:

$$\varepsilon_P^{\%} = \frac{P_{matur} - P_{ideale}}{P_{ideale}} \cdot 100 \quad (4.13)$$

ku P_m paraqet fuqinë aktive të treguar nga matësi i propozuar dhe P_r paraqet fuqinë aktive të llogaritur ose të matur me një instrument referencë të konsideruar si standard.

Pas përcaktimit të saktësisë së kërkuar të matjes për diapazonin dinamik të dhënë, përcaktohen kërkesat e përgjithshme të saktësisë së AFE-së. Në aplikimet që kanë një diapazon më të madh të rrymës ose një gabim më të vogël për diapazon të barabartë, kërkohet një AFE më e saktë. *Sa është rezolucioni që kërkohet në këtë projekt?*

Numri efektiv i biteve (ENOB) të ADC-së duhet të japë një rezolucion më të mirë se sa sinjali më i vogël që matet. Duke përdorur DR-në dhe gabimin në përqindje ε (%), përcaktojmë ENOB, si më poshtë [11]:

$$ENOB = \frac{\ln\left(\frac{DR}{err}\right)}{\ln(2)} = \frac{\ln\left(\frac{240}{0.01}\right)}{\ln(2)} = \frac{10.085}{0.693} = 14.55 \quad (4.14)$$

Një ADC ideale ka ENOB-në të barabartë me rezolucionin e tij. Nga marrëdhënia (4.14) rezulton që ENOB = 15 bit, që në kushte ideale kërkon një ADC 16-bit. Mirëpo rritja e rezolucionit çon në rritje të kostos dhe kompleksitetit. Nëse përdorim një ADC 12-bit, është e qartë që ky rezolucion është joefikas për të kryer matjet e nevojshme në diapazonin e plotë të tensionit. Alternativa e përdorimit të një ADC-je 12-bit mund të aplikohet nëse përfitojmë nga mundësitë që krijojnë PGA-të. Nëse rrisim koeficientin e amplifikimit të PGA-së në këto tensione më të larta, sjellim sinjalin e daljes së PGA-së në një diapazon ku ADC-ja mund të identifikojë me saktësi tensionet [9]. Prandaj, për të arritur një saktësi 1% është e mjaftueshme një ADC me rezolucion 12-bit.

Frekuenca e konvertimit është po aq e rëndësishme sa rezolucioni me të cilën konvertohen kampionet. *Si duhet të përzgjedhim frekuencën e kampionimit F_{kamp} ?*

Për t'iu përgjigjur kësaj pyetjeje duhet të kemi informacion në lidhje me *përmbajtjen e frekuencës* së sinjalit. Frekuenca e nevojshme e kampionimit është në funksionin të përmbajtjes së frekuencës së sinjalit analog. Frekuencat më të larta ndryshojnë më shpejt, prandaj duhet të kampionohen me një frekuencë më të madhe për t'u matur me saktësi. Për analizën *Fourier*, përmbajtja e frekuencës së sinjalit vlerësohet duke e përfaqësuar atë sinjal si një shumë e valëve sinusoidale, secila me një frekuencë dhe fazë unike [48]. Vala sinusoidale me frekuencën më të lartë përcakton kufizimin që analiza e frekuencës së kampionimit duhet të marrë parasysh.

Nëse dëshirojmë që F_{max} të mos tejkalojë disa vlera të paracaktuara, sinjali analog kalohet përmes një filtri që dobëson komponentët e frekuencave mbi F_{max} [19]. Kështu, sinjali nuk përmban komponentët e frekuencave mbi F_{max} . Praktikisht, një filtrim i tillë përdoret para kampionimit. Duke njohur frekuencën F_{max} , mund të zgjedhim frekuencën e duhur të kampionimit. Njohim që frekuenca më e lartë e një sinjali analog që mund të rindërtohet në mënyrë unike, kur sinjali kampionohet me një frekuencë $F_{kamp} = 1/T$, është $F_{kamp}/2$. Me fjalë të tjera, kushti $F_{kamp} > 2 F_{max}$ siguron që të gjitha komponentët sinusoidalë të sinjalit analog të lidhen me komponentë të frekuencave korresponduese në kohë diskrete me frekuenca në intervalin kryesor [48]. Prandaj të gjithë komponentët e frekuencave të sinjalit analog mund të rindërtohen pa deformime nga vlerat kampion, duke përdorur metodën e duhur të konvertimit digjital-analog.

Jemi të interesuar që sistemi i projektuar të monitorojë harmonikat e sinjalit të rrymës dhe tensionit deri në rendin e 14-të, që është mjaftueshëm mirë për nivelin e sistemit të shpërndarjes (maksimumi i harmonikave mund të shkojë deri në 40, nëse kërkohet). Në një sistem me frekuencë 50 Hz, harmonika e 14-të e një sinjali korrespondon me komponentin e frekuencës 700 Hz. Sipas teoremës *Nyquist*, me qëllim që të shmangët *aliasing*, frekuenca e kampionimit duhet të zgjidhet më e madhe se $2 \times F_{max}$, ku $F_{max} = F_N$ është frekuenca e komponentit harmonik të interesit (rendi i 14-të). Gjithashtu frekuenca e kampionimit duhet të jetë një shumëfish i plotë i komponentit kryesor 50Hz, për të shmangur çdo mundësi të *alias* [49].

Meqenëse përdorim një ADC të vetme që duhet të konvertojë sinjalet në të dyja kanalet, kanalën e rrymës dhe tensionit, frekuenca e kampionimit për një kanal zgjidhet $f_{kampionimit} = 2.28 \times 700\text{Hz} = 1600\text{Hz}$. Prandaj, në sistemin e projektuar frekuenca e kampionimit të ADC-së është zgjedhur $2 \times 1600 \text{ kampione/sekondë} = 3200 \text{ kampione/sekondë}$, e cila është në gjendje të identifikojë prezencën e harmonikave të frekuencave **deri në 800Hz**.

4.13 Vlerësimi i kostos

Në përgjithësi, sistemet e monitorimit të parametrave të energjisë elektrike që janë në dispozicion në tregun e sotëm, karakterizohen nga kosto të larta që kufizojnë përdorimin e tyre në nivelet e sistemit të shpërndarjes [50].

Në tabelën 4.1 janë listuar të gjithë elementët e përdorur për relizimin e sistemit, shoqëruar me kostot përkatëse për njësi. Nga analiza e bërë evidentohet se prodhimi i 100 njësive do të reduktonte koston deri në 40% të koston së prodhimit për njësi, meqenëse elementët do të blihen me shumicë. Siç paraqitet në tabelën e vlerësimit të koston, mund të konkludohet se projekti rezulton me kosto efektive, duke përmbushur kështu objektivin për realizimin e një sistemi monitorimi **të lirë** për nivelin e konsumatorit njëfazor, me tension nominal 220V.

Tabela 4. 1 Vlerësimi i koston

Nr.	Emërtimi	Çmimi i blerjes			
		Për njësi		Për 100 njësi	
1	PSoC4, ARM Cortex-M0 32-bit	4.34	\$	3.17	\$
2	Transformator rryme 60 A	9.7	\$	6.22	\$
3	LCD 16 x 2	5	\$	5	\$
4	Rele tip <i>latching</i> $I_{max} = 80A$, $V_{AC} = 250V$, $V_{DC} = 12V$	8.3	\$	6.9	\$
5	Bllok ushqimi <i>Flyback SMPS</i> $V_{hyrje} : 70V-240V$, $V_{dalje} : 5V$ dhe 12V	9.88	\$	7.84	\$
6	RTC- DS1307	0.78	\$	0.7	\$
7	Elementë pasivë (rezistor, kapacitor)	3	\$	2	\$
8	Stampim qarku	40	\$	16	\$
9	Konvertues Serial - USB	2.04	\$	1.9	\$
10	Kosto	83.04	\$	49.73	\$

4.14 Bibliografia

- [1] Testing and Measurement Techniques – Power Quality Measurement Methods. Edition 2.0. IEC 61000-4-30 Standard, 2008-10.
- [2] Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment. IEC 61000-4-7, 2003.
- [3] Olanrewaju-George Babatunde, Design and construction of a GSM based energy meter, Department of Electrical and Electronics Engineering, Modibbo Adama University of Technology, May 2014.
- [4] Önder Yazlik, Design and development of a simple power quality monitor for low voltage distribution system, Master Science Thesis, Middle East Technical University, Electrical and Electronics Engineering, February 2014.
- [5] Tumanski Slawomir, Principles of Electrical Measurement, Signal processing, 121-452, 2006, ISBN 0-7503-1038-3.
- [6] Mattia Paganelli, Progetto di un sistema wireless a microcontrollore per il monitoraggio di consumi elettrici, Università' di Bologna, 2011 / 2012.
- [7] Reza Shahrara, Design and Implementation of a Microcontroller Based Wireless Energy Meter, Eastern Mediterranean University, January 2011.
- [8] Muzafar Imad Ali Ahmed, Single Phase Intelligent GSM Based Prepaid Energy Meter, University of Khartoum, INDEX NO. 084080, 20-40, July 2013.
- [9] Ronald J. Tocci, Neal S. Widmer, Digital systems: principles and applications, 590-660, 796-821, ISBN 0-13-085634- 7.
- [10] Richard C. Dorf, Computer, Software Engineering and Digital Devices, 3.1-6.7, 2006.
- [11] Lee H. Goldberg, Accurate Power Measurement in Smart Meters, Digi-key Electronics, Canada, 2012, 1-800-344-4539 (on line).
- [12] Sachin Soman, Analysis and Characterization of Wireless Smart Power Meter, Colorado State University, Summer 2014.
- [13] Jonathan William Stinson, Smart energy monitoring technology to reduce domestic electricity and gas consumption through behaviour change, Edinburgh Napier University, for the award of Doctor of Philosophy, 17-22, October 2015.
- [14] Dineshbabu Mani, AFE Implementation Using PSoC ® Analog Coprocessor, AN211294, www.cypress.com.
- [15] Mofeed Turkey Rashid, Design and Implementation of Smart Electrical Power Meter System, J. Electrical and Electronic Engineering, Vol.10, No.1, 2014.
- [16] Analog Devices, Evaluation Board Documentation ADE7753 Energy Metering IC, EVAL-ADE7753EB, www.analog.com.

- [17] Wai-Kai Chen, Fundamentals of Circuits and Filters, 11-1, 12-1, ISBN-13: 978-1-4200-5887-1, 2009.
- [18] Martin Mienkina, Filter-Based Algorithm for Metering Applications, Freescale Semiconductors, AN4265, 2016.
- [19] Hercules G. Dimopoulos, Analog Electronic Filters, Theory, Design and Synthesis, 3-363, ISBN 978-94-007-2189-0, 2015.
- [20] Maxim Integrated, Understanding Single - Ended, Pseudo-Differential and Fully - Differential ADC Inputs, Application Note 1108.
- [21] Sachin Soman, Analysis and Characterization of Wireless Smart Power Meter, Colorado State University, 1-10, Summer 2014.
- [22] PSoC®4, Programmable System-on-Chip, Document Number: 001-87197, 2017, www.cypress.com.
- [23] Johnny Zhang, PSoC® 4 Hardware Design Considerations, AN88619, www.cypress.com.
- [24] Anil K. Maini, Digital Electronics Principles, Devices and Applications, 473-603, ISBN: 978-0-470-03214-5, 2007.
- [25] M. Morris Mano, Digital Logic and Computer Design, 430-480.
- [26] Ajakida Eski, Luçiana Toti, Logjika Dixhitale, 359-389, ISBN: 992818929-3, 2015.
- [27] John F. Wakerly, Digital Design Principles & Practices, 350-384, 1999, ISBN 0-13-769191-2.
- [28] A. SAHA, N. MANNA, Digital Principles and Logic Design, 193-212, ISBN: 978-1-934015-03-2, 2007.
- [29] Mark Balch, Complete Digital Design, 97-121, 311-339, 0-07-143347-3, 2003.
- [30] Richard C. Dorf, Systems, Controls, Embedded Systems, Energy and Machines, Real-Time in Embedded Systems, 16.1-16.3, ISBN 0-8493-7347-6, 2006.
- [31] Rajiv Badiger, Getting Started with PSoC ® Analog Coprocessor, AN211293, www.cypress.com.
- [32] PSoC ® Analog Coprocessor, CY8C4Axx, Document No. 002-10404 Rev. *A, 2017, www.cypress.com.
- [33] Ranjith M, Nidhin M S, Getting Started with PSoC® 4 AN79953, www.cypress.com.
- [34] RICHARD ZURAWSKI, Networked Embedded Systems, Data Communications for Distributed Building Automation, ISBN-13: 978-1-4398-0755-2, 2009.
- [35] B. A. Shenoi, Introduction to Digital Signal Processing and Filter Design, 381-390, ISBN-13 978-0-471-46482-2, 2006.
- [36] Shraddha Male, Pallavi Vethekar, Kavita More, Prof. V. K. Bhusari, A Smart Wireless Electronic Energy Meter Reading Using Embedded Technology, Int. Journal of Engineering Research and Applications, ISSN : 2248-9622, Vol. 4, Issue 1(Version 3), January 2014, pp.145-147 www.ijera.com.

- [37] Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600.
- [38] Aniedu A. N., Inyama H.C., Chukwuneke C.I., Asogwa D.C, Smart Energy Meter for Load Control using Mobile Communication Technology, International Journal of Electrical and Telecommunication System Research, Volume 8, Number 8, September 2016.
- [39] Billings, Keith, Switch-mode Power Supply Handbook (Second ed.), McGraw-Hill, ISBN 0-07-006719-8, 1999.
- [40] Wikipedia, the free encyclopedia.
- [41] The Flyback Converter - Lecture notes - ECEN4517 - Department of Electrical and Computer Engineering - University of Colorado.
- [42] S. Chhettri, A.K. Nathand M.A. Ahmed, GSM Based Automated Meter Reading With Bill Payment Facility, International Journal of Emerging Trends in Electrical and Electronics (IJETEE – ISSN: 2320-9569) Vol. 4, Issue. 1, June-2013.
- [43] Shraddha Male, Pallavi Vethekar, Kavita More, Prof. V. K. Bhusari, A Smart Wireless Electronic Energy Meter Reading Using Embedded Technology, Int. Journal of Engineering Research and Applications, ISSN : 2248-9622, Vol. 4, Issue 1(Version 3), January 2014, pp.145-147, www.ijera.com.
- [44] Oyubu A.O, Nwabueze C.A, Design and testing of a smart energy metering system based on GSM modem, European Journal of Engineering and Technology, Vol. 3 No. 4, 2015, ISSN 2056-5860.
- [45] Jun Hong B.Eng., M.Eng. The Development, Implementation, and Application of Demand Side Management and control Algorithm for Integrating Microgeneration System within Built Environment, University of Strathclyde, March 2009.
- [46] P. Embree, C Algorithms for Real-Time DSP, Prentice-Hall, ISBN:0-13-337353-3, 1995.
- [47] Traian-Titi Serban, Dan-Ovidiu Andrei, ASIC Based Designs For Energy Meters, University of Craiova.
- [48] Proakis, J.G. and Manolakis, D.G. Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 18-88, 384-430, 1996.
- [49] Richard G. Lyons, Understanding Digital Signal Processing, 1-43, ISBN 0-201-63467-8, 2001.
- [50] Minosi, A. Martinola, S. Mankan, F. Balzarini, A. N. Kostandinov, M. Prevostini, Intelligent, Low Power and Low Cost Measurement System for Energy Consumption, International Symposium on Virtual Environments

Kapitulli 5

ALGORITMET E PËRPUNIMIT TË SINJALIT

5.1 Hyrje

Në këtë kapitull bëhet një përshkrim i algoritmeve të përdorura për llogaritjen e çdo parametri të monitoruar të energjisë elektrike, pasi saktësia e matjes varet edhe nga *algoritmet* që mikrokontrollori përdor për interpretimin e të dhënave [1]. Algoritmet e përzgjedhura të matjes janë bazuar gjerësisht tek filtrat digjitalë FIR. Bazuar në trajtimin teorik të filtrave digjitalë në një nivel të nevojshëm për të kuptuar algoritmin e matjes, është përzgjedhur me kujdes tipi i filtrit për çdo algoritëm matje, me qëllim që performanca dhe saktësia e sistemit të projektuar të jenë brenda objektivave të caktuar. Procesi i projektimit të filtrave digjitalë mbështetet nga *software* që ofrojnë një sërë metodologjish të projektimit [2] dhe realizimit të filtrave digjitalë, duke përkthyer kërkesën e projektimit në një zgjidhje të veçantë. Duke përdorur *software* aktivizohet procesi i projektimit i cili përfshin edhe zgjedhjen e arkitekturës, që është veçanërisht e rëndësishme dhe përcaktuese në performancën e filtrit.

Algoritmet e matjes, të integruara [3] në *firmware*-in e matësit elektronik të energjisë, kërkojnë vetëm kampionet e çastit të tensionit dhe të rrymës në intervale kampionimi konstante, të cilat maten nga AFE-ja. Për matjen e tensionit të fazës përdoret një pjesëtues rezistiv dhe për matjen e rrymës së fazës përdoret një transformator rryme. Zhvendosja e fazës ndërmjet kampioneve të çastit të tensionit dhe rrymës që fut sensori për matjen e rrymës [4] eliminohet duke përdorur metodën *software* të korrigjimit të fazës, të përfshirë në algoritmin e matjes.

Sistemi i projektuar kampionon të dhënat e sinjalit të tensionit dhe rrymës që gjenerohen në një fazë të sistemit të energjisë, duke përdorur një ADC të vetme. Si rezultat, sistemi ka dy kanale në hyrje, një për sinjalin e tensionit dhe një për sinjalin e rrymës. Frekuenca e kampionimit, me të cilën të dhënat analoge të secilit kanal konvertohen në formë digjitale, është frekuenca e përzgjedhur e ADC-së (3.2kHz) pjesëtuar me numrin e kanaleve (2) [5]. Meqenëse të dhënat në secilin kanal kampionohen me një frekuencë 1.6 kHz, funksionet për llogaritjen e parametrave të energjisë elektrike mund të thirren 1600 herë në sekondë (sa herë që janë në dispozicion kampione të reja të konvertuara). Rritja e frekuences së aktivizimit të

këtyre funksioneve ka kuptim vetëm nëse madhësitë duhet të llogariten mbi një *brez frekuence* më të gjerë. Sipas standardeve të monitorimit të energjisë elektrike, zakonisht, është e mjaftueshme gjerësia e brezit të frekuencave deri në harmonikën e 10-të dhe një rritje e mëtejshme e frekuencës së kampionimit nuk do të sillte ndonjë përfitim [6].

Megjithese *compilers* janë në përmirësim të vazhdueshëm, me qëllim gjenerimin e një kodi makine DSP sa më efikas, për shumë veprime me shpejtësi kritike *assembly* është ende një zgjedhje e preferuar [7], edhe nëse përdoret vetëm për një funksion të veçantë, pasi *subroutines* e funksioneve komplekse të shkruara në *assembly* janë, ndoshta, 1.5 - 3 herë më të shpejta krahasuar me një program të nivelit të lartë. Mirëpo në kushtet e të qenit i ri në DSP, ky përfitim nuk është i mundshëm, pasi kodimi në C është më i sigurtë [1]. Prandaj të gjithë algoritmet e përpunimit të sinjalit janë realizuar në një mjedis C. Sistemi i projektuar është një *embedded system* dhe *software* i tij është shkruar në gjuhën C¹⁷, duke përdorur *Eclipse Integrated Development Environment*. Gjatë implementimit *software* janë pasur parasysh hapat në vijim:

- Kuptimi i problemit;
- Planifikimi i logjikës;
- Kodimi i programit;
- Përkthimi i programit në gjuhën e makinës;
- Testimi i programit.

Software-i që kryen funksionalitetin e monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale ka një kontroll të përgjithshëm të ngarkesës gjatë gjithë kohës dhe përcakton parametrat e energjisë bazuar në algoritmet e llogaritjes së tyre [3]. *Software*-i mund të shihet i ndarë në dy pjesë:

- *Software Aplikacioni* - përfshin konfigurimin e moduleve periferike në *chip*, leximin e kampioneve të tensionit të fazës dhe rrymës së fazës nga AFE-ja dhe kalimin e tyre në funksionet e algoritmeve të matjes.
- *Biblioteka e Matjes* - përfshin të gjitha algoritmet për llogaritjen e parametrave të energjisë elektrike, të cilat mund të thirren në intervalin e caktuar të kampionimit. *Biblioteka e Matjes* kërkon vetëm kampionet e tensionit të fazës dhe rrymës së fazës që sigurohen nga aplikacioni. Për shkak të metodologjisë së projektimit, *biblioteka e matjes* mund të inkorporohet në aplikacione të ndryshme të energjisë. Diagrama e përgjithshme e përpunimit të sinjalit është dhënë në figurën 5.1.

¹⁷ Në *embedded system* gjuha C është më e preferuara për shkak të avantazheve të saj.

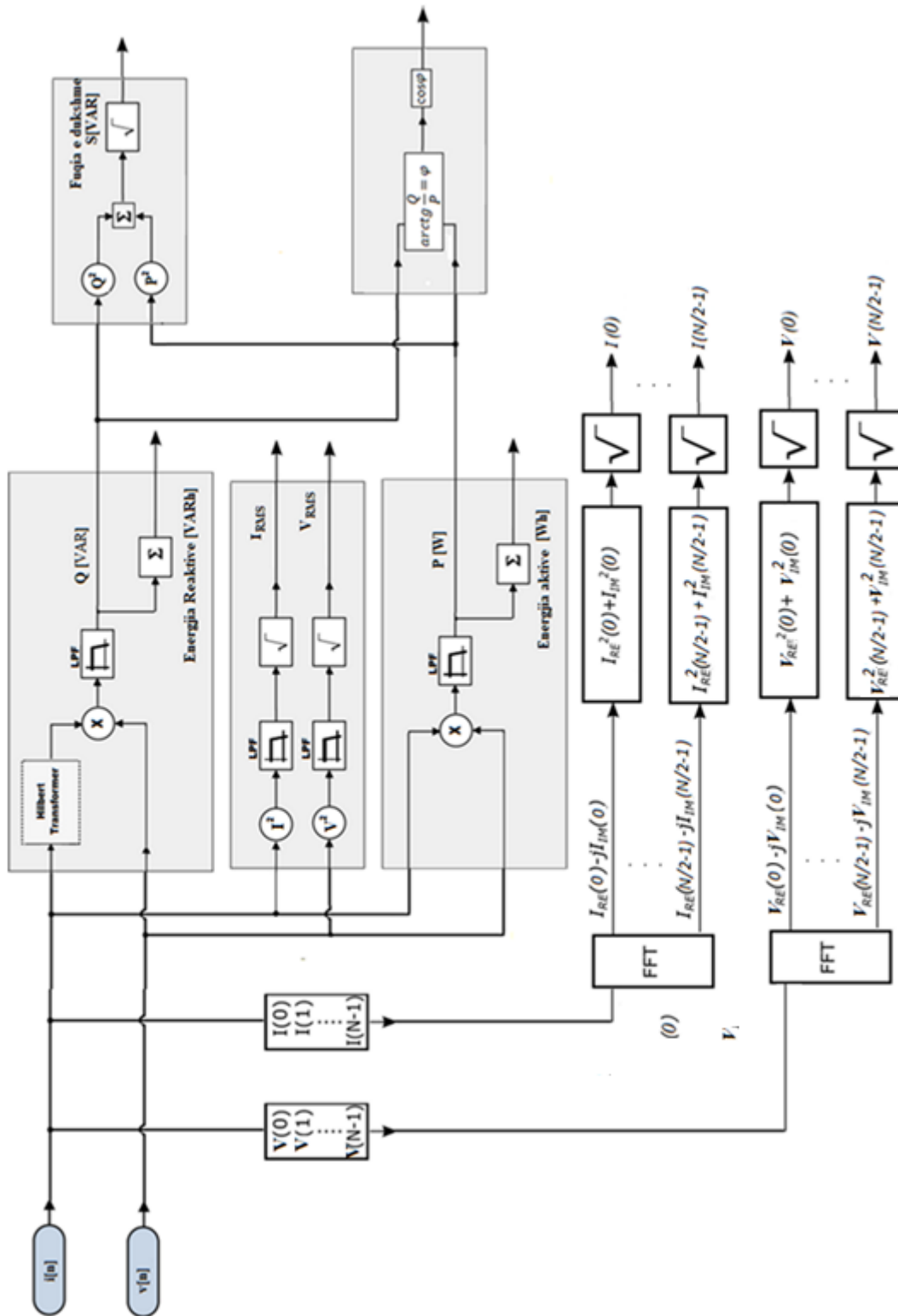


Figura 5.1 Diagrama e përgjithshme e përpunimit të të dhënave [3]

Sjellja e algoritmeve të matjes bazuar në filtrimin digjital optimizohet me ndihmën e *tools*-ave të konfigurimit, që mundësojnë kalibrimin e filtrave digjitalë në përputhje me performancën e kërkuar të matjes [8]. Këto *tools*-a ekzekutohen në një kompjuter personal dhe lejojnë kalibrimin e algoritmeve të matjes në mënyrë interaktive në lidhje me *hardware*-in e matësit. Konfigurimi përfundon duke gjeneruar një skedar *C-header* që përmban të gjitha të dhënat specifike të konfigurimit të algoritmit dhe duke e ruajtur këtë skedar në *hard drive*.

Informacioni i ruajtur në strukturën e të dhënave të *Bibliotekës së Matjes* lexohet nga funksioni *ReadResults* [3]. Frekuenca e thirrjes së funksioneve të leximit është çdo 500 ms, në varësi të përditësimit të madhësive në LCD. Me një nivel të tillë të ulët të përditësimit, ngarkesa e procesorit që shkaktohet nga funksionet e leximit do të jetë pothuajse e papërfillshme.

Shpejtësia e përpunimit të të dhënave është domosdoshmëri në monitorimin e energjisë elektrike në kohë reale. Maksimizimi i shpejtësisë së ekzekutimit [9] në sistemin e projektuar është realizuar në dy mënyra. **Së pari**, duke përdorur algoritmin CORDIC, si një algoritëm më të shpejtë dhe më efikas për llogaritjen e funksioneve trigonometrike. **Së dyti**, duke përdorur aritmetikën *fixed-point*. Bazuar në ndikimin që ka tipi i aritmetikës në performancën e filtrave digjitalë si dhe përparësitë [10] e aritmetikës *fixed-point*, të tilla si shpejtësi më e lartë, reduktim i kompleksitet, madhësisë së kujtesës, kostos dhe fuqisë, projekti është realizuar duke përdorur një *chip fixed-point*.

Detyra kryesore e sistemit të projektuar është monitorimi në kohë reale i parametrave të energjisë elektrike:

- Vlera efektive e tensionit dhe rrymës;
- Fuqia aktive, fuqia reaktive;
- Energjia aktive dhe reaktive;
- Koeficienti i fuqisë;
- Harmonikat e rendit të 14-të për sinjalin e rrymës dhe tensionit.

Që sistemi i projektuar për monitorimin e energjisë elektrike në kohë reale të miratohet nga agjencitë rregullatore duhet të plotësohen kërkesat e standardeve teknike evropiane dhe ndërkombëtare për teknikat e matjes dhe kufijtë e parametrave të energjisë elektrike. Në sistemin e projektuar të gjithë algoritmet e përpunimit të sinjalit kënaqin kërkesat e matjes në përputhje me standardet evropiane EN 50470-1 & EN50470-3 dhe standardet ndërkombetare IEC 62052/11 & IEC 62053-21-22-23 për matësit elektronikë.

Standardi IEC 61000-4-30 [1] përcakton metodat për matjen e parametrave të ndryshëm që karakterizojnë cilësinë e energjisë elektrike të furnizuar ose të shkëmbyer në një pikë të caktuar në rrjetin e transmetimit dhe shpërndarjes [11]. Standardi IEC 61000-4-7 përcakton metodat për matjet harmonike dhe ndërharmonike, për frekuenca deri në 9 kHz, të

zbatueshme për rrjetet e shpërndarjes së energjisë elektrike 50Hz [12]. Intervali kohor i përditësimit të parametrave të monitoruar të energjisë elektrike është çdo 0.5 sekonda ¹⁸.

5.2 Algoritmi për llogaritjen e vlerës efektive të tensionit dhe rrymës

Kontrolli i vlerës efektive të tensionit në nivelin e sistemit të transmetimit të rrjetit elektrik është një çështje e rëndësishme për garantimin e sigurisë së sistemit. Kurse për nivelet e sistemit të shpërndarjes, kjo është një çështje e cilësisë së energjisë [6]. Ndryshimet në madhësinë e tensionit mund të ndikojnë në performancën e pajisjeve elektrike dhe elektronike të përdoruesit fundor. Prandaj vlera efektive (RMS) është një madhësi e rëndësishme [13] e një sinjali alternativ dhe ndryshimet në vlerën efektive të tensionit kufizohen në një diapazon të caktuar sipas standardeve ndërkombëtare.

Pajisjet e elektronikës së fuqisë dhe pajisjet kyçëse kanë karakteristika volt-ampere jolineare. Përdorimi i këtyre pajisjeve fut rrymat harmonike në sistemin e energjisë, të cilat ndryshojnë natyrën sinusoidale të rrymës dhe tensionit dhe rritin humbjet I^2R në sistem [14]. Meqenëse instrumentet analoge të përdorura për matjen e vlerave efektive janë të kalibruara për sinjale sinusoidale, ato paraqesin gabime të konsiderueshme kur shtrembërimi i përgjithshëm harmonik i rrymës është më shumë se 100%. Për matje të sakta të vlerave RMS instrumentet analoge duhet të zëvendësohen me matës digjitalë modernë.

Përkufizimi i vlerës efektive mund të jetë praktik dhe matematik. Në matematikë devijimi standard [9] është një parametër statistikor që përdoret për të përcaktuar nga ana sasiore devijimin e sinjalit nga vlera mesatare, që do të thotë se devijimi mat vetëm komponentin AC të sinjalit. Një term tjetër i përdorur zakonisht në elektronikë është vlera efektive, e cila mat të dy komponentët e sinjalit, AC dhe DC-në. Kur vlera efektive e një sinjali është identike me devijimin standard të tij, atëherë sinjali nuk ka komponent DC. Në inxhinierinë elektrike sipas një përcaktimi praktik, vlera efektive [15] e një sinjali AC është një konstante e barabartë me sinjalin DC që do të dërgonte të njëjtën sasi nxehtësie në një ngarkesë resistive.

Në këtë punim metoda e matjes bazohet në teknikën e kampionimit, duke përdorur përpunimin e sinjalit digjital bazuar në *software*. Përpunimi i sinjalit digjital mund të kryhet në fushën e kohës ose të frekuencës [9]. Metoda në fushën e kohës llogarit vlerën efektive të spektrit të plotë të sinjalit dhe është më e thjeshtë dhe më e saktë [5] se metoda në fushën e frekuencës, e cila llogarit edhe vlerat efektive të komponentëve harmonikë të sinjalit.

Përcaktimi matematik i vlerës RMS të një sinjali [15] është:

¹⁸ Siç përcaktohet në standardin IEC 61000 4-30, për një matje të klasës B konstruktori duhet të tregojë intervalin kohor të përdorur për matje.

$$X_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [x(t)^2] dt} \quad (5.1)$$

ku $x(t)$ është një sinjal në fushën e kohës, X_{ef} është vlera efektive e sinjalit, T është koha e matjes (shumëfish i plotë i periodës së sinjalit).

Ngritja në katror e të dyja anëve të ekuacionit (5.1) jep

$$X_{ef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [x(t)^2] dt \quad (5.2)$$

Integrali mund të përafrohet si një mesatare

$$Mesatarja[x(t)^2] = \frac{1}{T} \int_0^T [x(t)^2] dt \quad (5.3)$$

Atëherë, ekuacioni (5.2) thjeshtohet

$$X_{ef}^2 = Mesatarja[x(t)^2] \quad (5.4)$$

Rrënja katrore në të dyja anët e ekuacionit (5.4) jep

$$X_{ef} = \sqrt{Mesatarja [x(t)^2]} \quad (5.5)$$

e cila është një mënyrë alternative e llogaritjes së vlerës efektive të një funksioni duke përdorur thjesht shumën.

Kjo mënyrë alternative e shprehjes së vlerës efektive të një funksioni kapërcen kufizimin e llogaritjes së drejtpërdrejtë (5.1) që kërkon përcaktimin e saktë të kufijve të integritimit si dhe është një proces që konsumon më pak kohë se llogaritja e integralit. Metoda e bazuar në ekuacionin (5.5) njihet si konvertues i vlerës efektive, i cili është një algoritëm që kryen llogaritje në fushën e kohës.

Llogaritja e vlerës efektive për sinjalet digjitale kërkon konvertimin e ekuacionit (5.5) në fushën diskrete [16]

$$X_{ef} \cong \sqrt{\frac{1}{M+1} \sum_{k=0}^M x_k^2} \quad (5.6)$$

ku x_k është vlera e çdo kampioni të sinjalit dhe $M + 1$ është numri i kampioneve në periudhën e matjes. Tensioni dhe rryma në një sistem të energjisë elektrike janë parametra që ndryshojnë ngadalë dhe që mund të konsiderohen konstantë gjatë periodës së kampionimit [17], [18]. Prandaj saktësia e matjes nuk ndikohet nga mesatarja e vlerave të kampionuara gjatë periudhës së matjes. Siç shihet nga ekuacioni (5.6), kjo metodë kërkon llogaritjen e funksioneve të ngritjes në katror, mesatares dhe rrënjës katrore për kampionet e sinjalit që analizohet. Figura 5.2 paraqet bllok-diagramën e algoritmit të përdorur në këtë punim për llogaritjen e vlerës efektive të sinjalit, bazuar në filtrimin digjital.

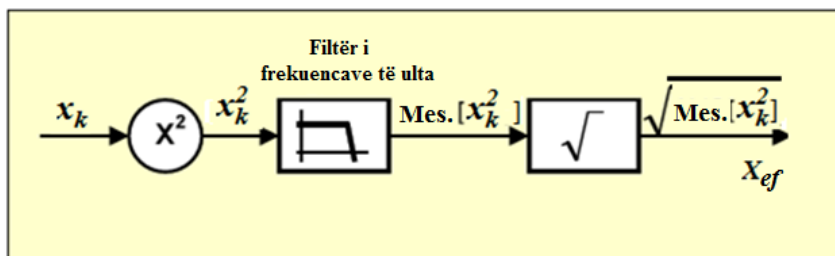


Figura 5.2 Konverteri i vlerës efektive të sinjalit [3]

Theksojmë se vlera mesatare e katrorit të sinjalit është e barabartë me komponentin DC të katrorit të sinjalit. Nisur nga kjo marrëdhënie, vlera mesatare e katrorit të sinjalit llogaritet duke aplikuar një filtër digjital të frekuencave të ulëta [3]. Në këtë algoritëm, si filtër i frekuencave të ulëta përdoret një filtër digjital FIR *moving average* që është trajtuar teorikisht në kapitullin e 3-të.

Ndjeshmëria e ulët ndaj gabimeve të kuantizimit të koeficientëve të filtrave është një karakteristikë e rëndësishme e filtrave FIR [10], e vlefshme për zbatimin e tyre në procesorët DSP. Siç nënkuptohet edhe nga emri, dalja e një filtri *moving average* është vlera mesatare e $M \cdot N$ kampioneve të njëpasnjëshme të sinjalit të hyrjes. Filtri FIR *moving average* është filtri digjital më i shpejtë i mundshëm [2]. Prandaj duke përdorur një filtër digjital FIR *moving average*, algoritmi i matjes ekzekutohet shumë shpejt. Përkundrajt thjeshtësisë së tij, filtri FIR *moving average* është zgjidhja optimale për reduktimin e zhurmës rastësore, duke mbajtur një përgjigje shkallë të pjerrët. Kjo e bën atë filtrin e parë për sinjale të koduara në fushën e kohës [9].

Gabimi korrespondues (ndërmjet daljes së filtrit dhe daljes së prituri) [4] që ndikon në vlerën efektive të llogaritur përcaktohet nga:

$$error(\%) = \frac{100}{(1+2^{-9})^n} \quad (5.7)$$

ku n paraqet numrin e kampioneve (n -gjatësia e filtrit).

Për frekuencën e zgjedhur të kampionimit $f_{kamp} = 1600 \text{ Hz}$ ($T_{kamp} = 0.625 \text{ ms}$), numri i kampioneve që merret për çdo periudë në secillin kanal, llogaritet si:

$$\frac{T}{T_{kamp}} = \frac{20 \text{ ms}}{0.625 \text{ ms}} = 32 \text{ kampione/cikël}, \quad (5.8)$$

ose

$$\frac{f_{kamp}}{f} = \frac{1600 \text{ Hz}}{50 \text{ Hz}} = 32 \text{ kampione/cikël} \quad (5.9)$$

Bazuar në ekuacionin (5.7), për një gabim më të vogël se 1% në matjen e vlerës efektive të sinjalit, përcaktohet numri i nevojshëm i kampioneve $n = 2360$ kampione.

Periudha e matjes së vlerës efektive të sinjalit përcaktohet si:

$$\frac{2360 \text{ kamp}}{32 \text{ kamp/periodë}} = 73.75 \text{ perioda} \quad (5.10)$$

Meqenëse periudha e matjes duhet të jetë një shumëfish i plotë i periodës T të sinjalit, përafrojmë numrin e kampioneve [19] :

$$n = 75 \text{ perioda} \cdot 32 \frac{\text{kampione}}{\text{periodë}} = 2400 \text{ kampione} \quad (5.11)$$

Numri i nevojshëm i kampioneve me të cilat algoritmi kryen llogaritjen përcakton edhe gjatësinë e dritares, d.m.th. gjatësinë e filtrit FIR *moving average*, $M + 1 = 2400$ kampione.

5.3 Algoritmi për llogaritjen e fuqisë aktive

Fuqia e çastit $p(t)$ përcaktohet [15] si shpejtësia me të cilën energjia rrjedh nga burimi në ngarkesë në një çast të kohës. Për çdo sistem fuqia e çastit në ngarkesë përcaktohet si produkt i tensionit të aplikuar me rrymën që rezulton, e cila shprehet me ekuacionin

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) \quad (5.12)$$

Format e përgjithshme për sinjalin e tensionit $v(t)$ dhe sinjalin e rrymës $i(t)$ janë:

$$v(t) = \sqrt{2} \cdot V \sin(\omega t + \theta) \quad (5.13)$$

$$i(t) = \sqrt{2} \cdot I \sin(\omega t) \quad (5.14)$$

ku V është vlera efektive e tensionit dhe I është vlera efektive e rrymës. Zëvendësimi i ekuacioneve të $v(t)$ dhe $i(t)$ në ekuacionin e fuqisë, do të rezultojë në:

$$p(t) = 2VI \cdot \sin(\omega t + \theta) \cdot \sin(\omega t) \quad (5.15)$$

Nëse aplikohen një numër identitetesh trigonometrike, ekuacioni i fuqisë rezulton në formën e mëposhtme:

$$p(t) = VI \cos\theta (1 - \cos 2\omega t) + VI \sin\theta (\sin 2\omega t) \quad (5.16)$$

Ekuacioni (5.16) mund të zgjerohet në formën

$$p(t) = VI \cos\theta - VI \cos\theta \cos 2\omega t + VI \sin\theta \sin 2\omega t \quad (5.17)$$

Matematikisht vlera mesatare e një funksioni periodik përcaktohet si integrali në lidhje me kohën i funksionit mbi një periodë të plotë, pjesëtuar me periodën [20]. Për rrjedhojë, vlera mesatare P e fuqisë së çastit $p(t)$ jepet me anë të shprehjes

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} p(t) dt \quad (5.18)$$

ku T_1 është perioda e sinjalit $p(t)$ dhe P është fuqia reale (aktive).

Në qoftë se integrojmë mbi një numër të plotë periodash, të themi $n T_1$ (ku n është një numër i plotë pozitiv), atëherë sipërfaqja e plotë është n herë sipërfaqen [21] që përcaktohet nga integrali (5.18). Kështu, kemi:

$$P = \frac{1}{nT_1} \int_0^{nT_1} p(t) dt \quad (5.19)$$

Në qoftë se n zgjidhet e tillë që $T = nT_1$ (T është perioda e ciklit të linjës) atëherë

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = VI \cos \theta \quad (5.20)$$

Prandaj fuqia mesatare (aktive) mund të llogaritet duke integruar mbi periodën e sinjalit $i(t)$ ose $v(t)$. Në fakt, fuqia mesatare e një numri të plotë të cikleve është e njëjtë me vlerën e fuqisë mesatare të një cikli të vetëm [21]. Kështu, fuqia mesatare e një sinjali periodik mund të gjendet thjesht duke llogaritur vlerën mesatare të një cikli të plotë. Njësia e fuqisë mesatare është *Watt* ose *Joules/sec*.

Theksojmë se fuqia aktive mesatare është e barabartë me komponentin DC të sinjalit të fuqisë së çastit $p(t)$ në ekuacionin (5.20), d.m.th $VI \cos \theta$ [22]. Nisur nga kjo marrëdhënie, në këtë punim, fuqia aktive mesatare llogaritet duke përdorur një konverter të fuqisë mesatare që, në njëfarë mase, është i ngjashëm me konverterin e vlerës RMS [3]. Ky konverter përdor një algoritëm që kryen llogaritje në fushën e kohës bazuar në filtrimin digjital. Sinjali i fuqisë së çastit $p(t)$ gjenerohet duke shumëzuar kampionet e çastit të tensionit të fazës dhe rrymës së fazës [20]. Për shkak të shumëzimit të dy sinjaleve sinusoidale të rrymës dhe të tensionit me frekuencë 50 Hz, sinjali i fuqisë së çastit është një sinjal sinusoidal që ka një frekuencë të barabartë me dyfishin e frekuencës së linjës (100 Hz) [22]. Në këtë projekt, komponenti DC i sinjalit të fuqisë së çastit përftohet duke filtruar sinjalin $p(t)$ me një filtër FIR *window-sinc* të *frekuencave të ulëta*, të rendit të parë. Ky proces ilustron në figuren 5.3.

Meqenëse filtri i *frekuencave të ulëta* nuk është ideal, sinjali i fuqisë aktive mesatare P ka disa luhate me natyrë sinusoidale, që kanë një frekuencë të barabartë me dyfishin e frekuencës së linjës (100Hz). Meqenëse luhaket kanë natyrë sinusoidale, ato hiqen kur sinjali i fuqisë aktive integrohet në kohë për të llogaritur energjinë aktive [21].

Në një aplikim matjeje, kërkesa për një përgjigje *smooth* dhe *monotone* të filtrit është strikte në mënyrë që filtri të mos deformojë amplitudat e harmonikave në brezin e interesit të sinjalit të tensionit të fazës dhe rrymës së fazës [22]. Ndërsa kërkesat për *attenuation slope* dhe një kalim të shpejtë nga *brezi i kalimit* në *brezin e bllokimit* nuk janë kritike. Për shkak të këtyre kërkesave përdoret një filtër digjital FIR *window-sinc* (*Kaiser*) i *frekuencave të*

ulëta të rendit të parë. Natyrisht, një shuarje dhe një brez tranzicioni i moderuar i filtrit do të shkaktojnë gabim të vogël të amplitudës në frekuencën e rrjetit 50 Hz, që së bashku me pasaktësitë e tjera të matjes mund të kalibrohen.

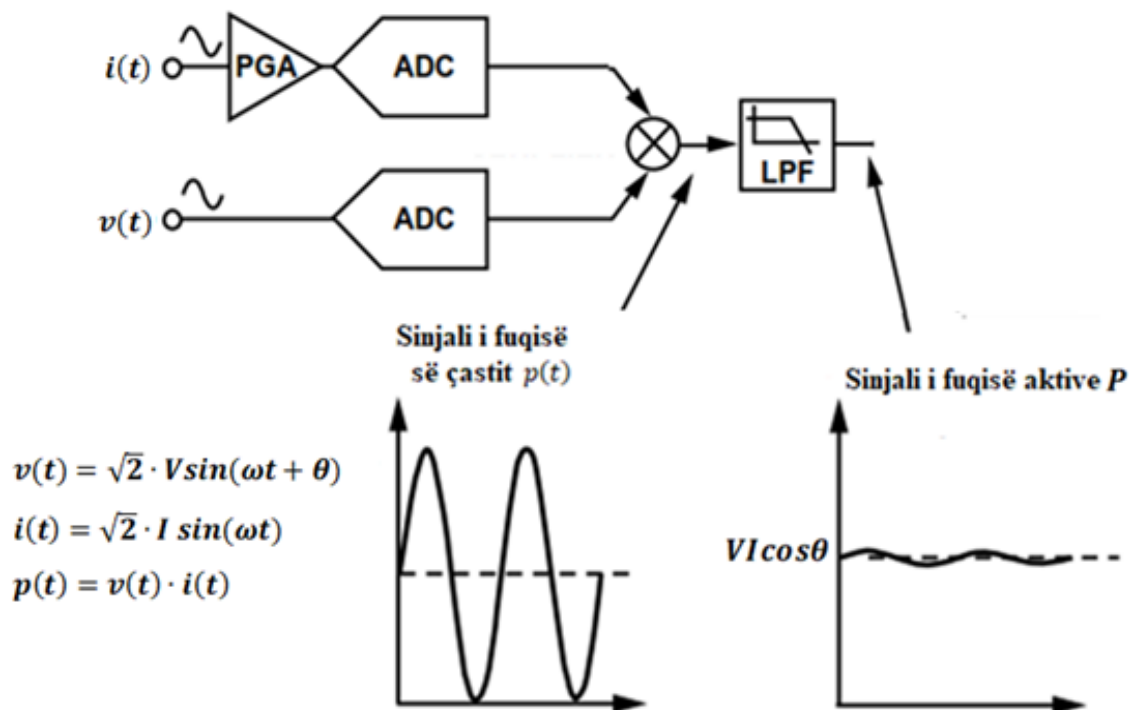


Figura 5.3 Llogaritja e fuqisë aktive P [21]

Theksojmë se fuqia aktive mesatare është një llogaritje me shenjë [22]. Nëse diferenca e fazës midis sinjalit të rrymës dhe sinjalit të tensionit është më e madhe se 90° , fuqia mesatare është negative. Fuqia negative tregon se energjia po rikthehet në rrjet.

Me qëllim që të përftohet komponenti DC, frekuenca e prerjes së filtrit duhet të jetë mjaft e ulët, prandaj, ajo është zgjedhur $f_{prerjes} = 3 \text{ Hz}$ [3].

Përmasa e dritares Kaiser të përzgjedhur [23], e shprehur me **numrin e kampioneve në një periodë** të sinjalit të hyrjes, përcaktohet si :

$$N = \frac{T}{T_{kamp}} = \frac{1/f}{1/f_{kamp}} = \frac{f_{kamp}}{f} = \frac{1600}{50} = 32 \text{ kampione} \quad (5.21)$$

Për frekuencën e rrjetit 50Hz, në çdo periodë (20ms) sigurojmë 32 kampione në secilin prej kanaleve, që përpunohen sipas algoritmit të përcaktuar.

5.4 Algoritmi për llogaritjen e energjisë aktive

Fuqia përcaktohet si shpejtësia e rrjedhjes së energjisë [15] dhe matematikisht shprehet si:

$$Fuqia = \frac{d \text{Energjia}}{dt} \quad (5.22)$$

Anasjelltas, *energjia* mund të shprehet matematikisht si:

$$Energjia = \int p(t) dt \quad (5.23)$$

Integrimi i sinjalit të fuqisë aktive arrihet duke akumuluar sinjalin e fuqisë aktive në regjistrin e energjisë aktive [21]. Ky akumulim ose mbledhje në kohë diskrete është ekuivalent me integrimin në kohë të vazhdueshme.

$$Energjia = \int p(t) dt = \lim_{T \rightarrow 0} \{ \sum_{n=0}^{\infty} p(nT) \times T \} \quad (5.24)$$

ku : n është numri i kampioneve në kohë diskrete,

T është perioda e kampionimit për akumulimin në regjistër.

Sinjali i fuqisë aktive mbledhet vazhdimisht në regjistrin e energjisë aktive. Perioda e kampionimit për akumulimin në regjistër është çdo 10ms. Kjo mbledhje është një veprim me shenjë. Energjia negative zbritet nga regjistri i energjisë aktive. Meqenëse fuqia aktive mesatare integrohet në një numër të plotë të cikleve, komponenti sinusoidal reduktohet në zero [22], duke eliminuar çdo luhatje në llogaritjen e energjisë aktive. Figura 5.4 paraqet bllok-diagramën për llogaritjen e energjisë aktive, të përcaktuar në algoritmin e matjes.

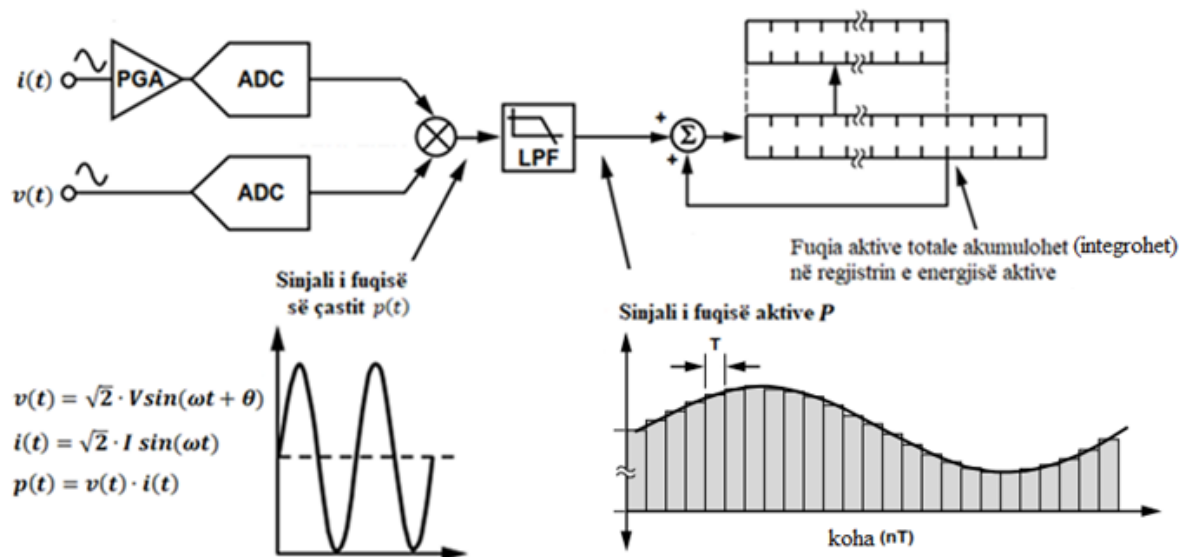


Figura 5.4 Llogaritja e energjisë aktive [21]

5.5 Algoritmi për llogaritjen e fuqisë reaktive

Sfida kryesore me të cilën përballlet transmetimi i energjisë AC rrjedh nga qarqet AC. Elementet reaktive, të tillë si kondensatorët dhe induktorët, mund të ruajnë energji dhe të provokojnë ndryshim të rrjedhjes së energjisë në drejtim të kundërt [15]. Prandaj fuqia AC analizohet duke e ndarë atë në fuqi aktive dhe reaktive. Fuqia aktive është “energji e zakonshme” përgjegjëse për gjenerimin e ngrohjes, lëvizjes dhe dritës. Fuqia reaktive nuk kryen këto detyra drejtpërsëdrejti, por është thelbësore për [24] gjenerimin e fushave elektromagnetike për funksionimin e motorëve, transformatorëve dhe gjeneratorëve si dhe për të mbajtur kontrollin e rrjetit.

Meqenëse fuqia reaktive është e rëndësishme për stabilitetin e rrjetit, ofruesi i energjisë elektrike duhet të masë sasinë e konsumuar nga ngarkesat e saj - d.m.th nga konsumatorët e energjisë [25]. Megjithatë matja e fuqisë reaktive është një detyrë e vështirë, prandaj shumë furnizues faturojnë vetëm fuqinë aktive të konsumuar nga përdoruesit e vegjël, të tillë si përdoruesit familjar dhe vendosin një penalitet kur fuqia reaktive tejkalon një kufi në përdoruesit e mëdhenj, të cilët duhet të kontrollojnë konsumin e tyre. Prandaj matja e fuqisë reaktive nga ofruesi i energjisë elektrike do të përmirësonte metodat e tij të faturimit dhe kontrollin e rrjetit [26].

Matja e fuqisë reaktive është gjithashtu e domosdoshme për kontrollin e cilësisë së rrjetit elektrik dhe është bërë më e rëndësishme në vitet e fundit, pasi pjesa më e madhe e ngarkesave elektrike në sistemet e energjisë elektrike janë bërë jolineare ose të ndryshueshme në kohë [4]. Kjo ndodh për shkak të përhapjes së pajisjeve të elektronikës së fuqisë, të tilla si furrat me induksion, *driver* për rregullimin e shpejtësisë dhe rrjetet kompjuterike [27]. Ky ndryshim jo vetëm thekson nevojën për të matur konsumin e energjisë reaktive, por e bën edhe më nxitës për shkak të numrit të harmonikave të futura në rrjet.

5.5.1 Rishikimi i literaturës

Kërkimet për metodat e matjes së energjisë dhe fuqisë kanë filluar në fillim të shekullit të 20-të dhe vazhdojnë deri sot. Zhvillimet e para për matjen e fuqisë datojnë nga 1910, duke përdorur elemente elektrostатike për të ekzekutuar leximin e vlerave të fuqise aktive dhe reaktive [24]. Më tej, procedurat e para të matjeve që përdorin pajisje elektronike datojnë nga vitet 50; ato përdorën tuba me vakum si elemente kryesore.

Me zhvillimet e elektronikës, u zhvilluan metoda të reja në fushën analoge dhe në fushën digjitale, duke u fokusuar vetëm në sistemet sinusoidale, meqenëse në rrjete u futën deformime shumë të vogla nga përdoruesit e tij [4]. Megjithatë, me kohët moderne të elektronikës së fuqisë, profili i ngarkesës ka ndryshuar dhe është bërë shumë jolinear dhe i

ndryshueshëm në kohë, duke futur deformime të larta në rrjetet e energjisë dhe duke krijuar nevojën për të studiuar matjen e fuqisë reaktive nën kushtet josinusoidale [27].

Prania e deformimit harmonik në rrjet ka nxjerrë nga përdorimi përkufizimet dhe metodat e matjes të përdorura nga industria dhe zgjidhje të reja janë zhvilluar drejt matjes së fuqisë reaktive [27]. Në kontekstin e sistemeve të matjes në kushte josinusoidale janë paraqitur punime të shumta të cilat mund të ndahen në tre grupe, sipas procedurës së matjes që perdoret. *Grupi i parë* përdor transformatorin Hilbert për të arritur një zhvendosje faze me 90° [28-30], por duke përdorur algoritme dhe metoda implementimi të ndryshme. *Grupi i dytë* mat fuqinë reaktive duke përdorur algoritmin FFT në forma të ndryshme [31-32]. *Grupi i tretë* është një përzierje e metodave të ndryshme që nuk perputhet me metodat e mëparshme [33-35]. Megjithatë këto janë teknika të ndryshme, të gjitha ekzekutohen në fushën digjitale, duke përdorur qarqe të shtrenjta, si DSP dhe FPGA.

5.5.1.1 Metoda bazuar në transformatorin Hilbert

Transformatori *Hilbert* është një bllok që fut një zhvendosje faze me 90° në sinjalin e hyrjes. Matja kryhet duke zhvendosur në fazë sinjalin e rrymës ose të tensionit dhe pastaj duke shumëzuar të dy sinjalet, me qëllim që të merret fuqia reaktive. Ka shumë mënyra për të realizuar transformatorin *Hilbert*, të tilla si filtrat IIR [28] dhe filtrat FIR [29,30], të cilët çojnë në precizion dhe kompleksitet të ndryshëm.

Kerkimi i bërë nga *Hao* [28] implementoi një transformator *Hilbert* digjital, duke përdorur një procedurë projektimi bazuar në filtrin me gjysmë-brezi. Realizimi i tij fizik është bërë duke përdorur një DSP, në vend të një qarku të veçantë të integruar. Filtri i përdorur si një transformator *Hilbert* ka një funksion transmetues të rendit të 13-të që ka kompleksitet më të vogël kur krahasohet me punimet e tjera.

Punimi i paraqitur në [30] ka përdorur një transformator *Hilbert* të realizuar me një filtër FIR *Chebyshev equiripple* me 31 *tap*-e, që është një rend shumë më i lartë në krahasim me punën e mëparshme. Realizimi i tij është bërë me një FPGA që paraqet një kosto të lartë të prodhimit, prandaj nuk është i aplikueshëm për qëllime tregtare. Një tjetër kërkim i bërë, duke përdorur filtrat FIR, paraqitet në [30]. Në këtë punim sistemi i matjes së fuqisë reaktive është realizuar me një qark të integruar, si pjesë e një matësi të energjisë elektrike. Filtri i përdorur si transformator *Hilbert* është një filtër me 31 *tap*-e me optimizim të koeficientëve.

5.5.1.2 Metoda bazuar në FFT

Matja e fuqisë reaktive duke përdorur transformimin *Fourier* kryhet duke vlerësuar çdo komponent harmonik të dy sinjaleve të rrymës dhe të tensionit, pastaj merret fuqia aktive dhe reaktive. Megjithatë, algoritmi FFT është kompleks dhe ka nevojë për *hardware*. Për të tejkaluar këtë kosto të lartë, punimi i paraqitur në [31] ka përdorur algoritmin *Goertzel*, që

është një realizim me efikasitet të lartë i FFT-së, duke kursyer hapësirë dhe burime llogaritëse. Megjithatë filtri i përshkruar nga autorët është fare i thjeshtë, ai gjithashtu është plotësisht i kufizuar, sepse ai mat vetëm fuqinë e komponentit kryesor. Avantazhi kryesor i sistemit të prozuar është realizimi tij fizik në një mikrokontrollor, i cili ka kosto të ulët dhe arrin një precizion të mirë, kur krahasohet me metoda të tjera më të shtrenjta.

Kërkimi i paraqitur në [32] është *straight-forward* përse i perket realizimit të tij, duke përdorur një FPGA dhe blloqe të standartizuara nga prodhuesi i FPGA-ve. Prandaj ai ka rezultuar në një sistem me një frekuencë të lartë kyçe dhe një kompleksitet shumë të lartë *hardware*. Sistemi ka përdorur një FFT me 512 pika për të dy sinjalet, të rrymës dhe të tensionit, duke rezultuar në një përdorim 23% të hapësirës së FPGA-së, por gjithashtu duke arritur precizion të mirë matje. Autorët gjithashtu kanë paraqitur një version kompakt të sistemit që zë vetëm 3% të hapësirës së FPGA-së, por duke kompromentuar precizionin e matjes. Përdorimi i FPGA-ve nuk është i aplikueshëm për qëllime tregtare për shkak të kostos së lartë.

5.5.1.3 Metoda alternative

Punimi i paraqitur nga Yoon [33] për matjen e fuqisë reaktive, bazuar në transformimin *Wavelet*, është shumë i ngjashëm me metodat e bazuara në transformimin *Hilbert*, meqenëse edhe ai përdor një zhvendosje faze me 90° , por në vend të shumëzimit të komponentëve në fazë dhe diferencë faze me 90° , një transformim *Wavelet* kryhet në secilën prej tyre. Si rezultat, kjo metodë nuk mat fuqinë reaktive të çastit. Për më tepër, përdorimi i transformimit *Wavelet* kërkon një fuqi të madhe përpunimi. Nga ana tjetër, kjo metodë ka treguar thjeshtësi dhe precizion të lartë. Në këtë punim është përdorur një filter i rendit të 21-të.

Një punim tjetër interesant është paraqitur nga Abiyev [34], i cili ka përdorur funksionet *Walsh* për matjen e fuqisë reaktive. Pas një zhvillimi të gjatë matematikor, autorët kanë arritur një rezultat përfundimtar të thjeshtë që konsiston në shumëzimin e sinjaleve të hyrjes me 1, -1 ose 0 në një rend të caktuar. Përveç thjeshtësisë së saj, metoda e propozuar lejon matje të harmonikës kryesore dhe të harmonikave të tjera veçmas dhe nuk kërkon një zhvendosje 90° . Megjithatë, metoda e tyre arrin një precizion më të ulët kur krahasohet me punët e tjera.

Punimi i paraqitur në [35] fut një teknikë që përdor filtrat *Adaptive Notch* (ANF) për të ekzekutuar matjen e fuqisë reaktive. Meqenëse filtrat janë *adaptive*, ato mund t'i përgjigjen lehtësisht një ndryshimi të frekuencës. Gjithashtu, metoda mat fuqinë reaktive të çastit me precizion shumë të lartë. Megjithatë, për çdo komponent harmonik të shtuar në matje duhet të shtohet një filter tjetër në sistem, duke kërkuar shumë *hardware* për një matje me brez të gjerë. P.sh për të matur fuqinë reaktive të komponentit harmonik të rendit të 19-të, në sistem do të nevojiteshin 19 ANF.

Një përmbledhje e punimeve paraqitet në tabelen 5.1. Siç shihet, matja e fuqisë reaktive është akoma një objekt studimi me qasje të ndryshme, por të gjitha ato kanë një gjë të përbashkët, qasjen digjitale [24].

Tabela 5. 1 Karakteristikat e punimeve [24]

Metoda e matjes	Rendi i Filtrit	Implementimi Fizik	Matja	Gabimi Maksimal
Hilbert IIR	6 koeficientë	DSP	40 Hz - 960 Hz	0.2%
Hilbert FIR	31 tap	FPGA	40 Hz - 960 Hz	-
Hilbert FIR	31 tap	CMOS .35 μ m	0.5 Hz - 2048 Hz	-
FFT	-	Mikrokontrollor	50 Hz	0.812%
FFT	-	FPGA	0 - 50MHz	0.0309%
Wavelet	10 koeficientë	-	46.93 Hz - 3626.7 Hz	0.0099%
Funksionet Walsh	-	-	50 Hz - 550 Hz	3.068%
ANF	-	-	50 Hz - 250 Hz	0.000444%

5.5.2 Metoda e propozuar për matjen e fuqisë reaktive

Një ngarkesë që përmban një element reaktiv (induktor ose kapacitor) prodhon një diferencë të fazës midis tensionit AC të aplikuar dhe rrymës rezultuese. Fuqia që lidhet me elementet reaktive quhet fuqi reaktive [15].

Për një sistem AC kemi :

$$v(t) = \sqrt{2} \cdot V \sin(\omega t - \theta) \quad (5.25)$$

$$i(t) = \sqrt{2} \cdot I \sin(\omega t)$$

ku: θ = zhvendosja e fazës e shkaktuar nga elementet reaktive në ngarkesë.

Fuqia reaktive e çastit $q(t)$ gjenerohet duke shumëzuar sinjalin e tensionit të fazës me sinjalin e rrymës së fazës të zhvendosur me 90° dhe shprehet me marrëdhënien [3]

$$q(t) = v(t) \cdot i'(t)$$

$$i'(t) = \sqrt{2} \cdot I \sin(\omega t + \frac{\pi}{2})$$

$$q(t) = V \cdot I \cos\left(-\theta - \frac{\pi}{2}\right) - V \cdot I \cos\left(2\omega t - \theta - \frac{\pi}{2}\right) \quad (5.26)$$

ku $i'(t)$ është sinjali i rrymës së fazës i zhvendosur me 90°.

Theksojmë se $q(t)$ mund të rishkruhet si:

$$q(t) = V \cdot I \sin(\theta) + V \cdot I \sin(2\omega t - \theta) \quad (5.27)$$

Matematikisht vlera mesatare e një funksioni periodik përcaktohet si integrali në lidhje me kohën e funksionit mbi një periudë të plotë, pjesëtuar me periodën [15]. Për rrjedhojë, vlera mesatare Q e fuqisë reaktive të çastit $q(t)$ jepet me anë të shprehjes:

$$Q = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} q(t) dt \quad (5.28)$$

ku T_1 është perioda e sinjalit $q(t)$ dhe Q është fuqia reaktive mesatare.

Në qoftë se integrojmë mbi një numër të plotë periodash, të themi nT_1 (ku n është një numër i plotë pozitiv), atëherë sipërfaqja e plotë është n herë sipërfaqen që përcaktohet nga integrali (5.28). Kështu, kemi

$$Q = \frac{1}{nT_1} \int_0^{nT_1} q(t) dt \quad (5.29)$$

Në qoftë se n zgjidhet e tillë që $T=nT_1$ (T është perioda e ciklit të linjës) atëherë

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T q(t) dt \quad (5.30)$$

Prandaj fuqia mesatare mund të llogaritet duke integruar mbi periodën e sinjalit $i(t)$ ose $v(t)$. Në fakt, fuqia mesatare e çdo numri ciklesh të plota është e njëjtë me vlerën e fuqisë mesatare të vetëm një cikli. Kështu mund të gjejmë lehtë fuqinë mesatare të një sinjali periodik, thjesht duke llogaritur vlerën mesatare të një cikli të plotë [21].

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T q(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T [V \cdot I \sin(\theta) + V \cdot I \sin(2\omega t - \theta)] dt = V I \sin \theta \quad (5.31)$$

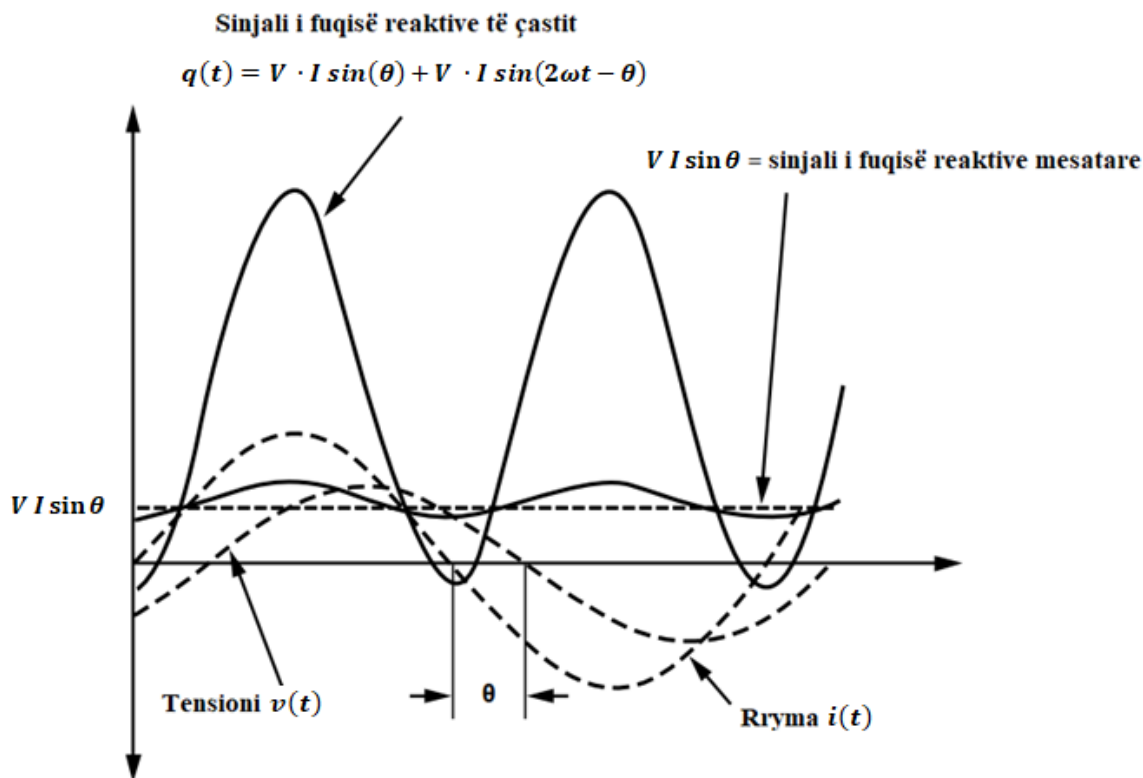
ku Q referohet si fuqia reaktive mesatare. Fuqia reaktive mesatare Q matet në volt-amper-reaktive (VAR) dhe është produkti i tensionit, rrymës dhe sinusit të këndit fazor ndërmjet tyre.

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T q(t) dt = V \cdot I \sin \theta \quad (5.32)$$

Theksojmë se fuqia reaktive mesatare Q është e barabartë me komponentin DC të sinjalit të fuqisë reaktive të çastit $q(t)$ në ekuacionin (5.26), d.m.th $VI \sin \theta$ [22]. Nisur nga kjo marrëdhënie, në këtë punim fuqia reaktive mesatare Q llogaritet duke përdorur një konverter [3] të fuqisë mesatare, në të njëjtën mënyrë si llogaritja e fuqisë aktive P . Ky konverter përdor një algoritëm që kryen llogaritje në fushën e kohës, bazuar në filtrimin digjital.

Për të përfutur informacionin e fuqisë reaktive të çastit $q(t)$, sinjali i rrymës së fazës duhet të zhvendoset 90° në lidhje me sinjalin e tensionit në hyrje. Për të garantuar këtë zhvendosje të fazës me 90° , sinjali i rrymës kalohet përmes funksionit të transmetimit të një filtri *Hilbert* [21], që në këtë punim është realizuar me një filtër të veçantë FIR *brez kalues*. Meqenëse gjerësia e brezit të transformatorit *Hilbert* mund të projektohet të jetë i gjerë aq sa nevojitet për të përfshirë harmonikat e rekomanduara nga standartet, kjo metodë rezulton të jetë një

mënyrë efikase për matjen e fuqisë reaktive [28]. Për të përfutur informacionin e fuqisë reaktive mesatare Q nxirret komponenti DC i sinjalit të fuqisë reaktive të çastit $q(t)$, duke filtruar sinjalin $q(t)$ me një filtër FIR *window-sinc* të frekuencave të ulëta, të rendit të parë [3]. Filtri i frekuencave të ulëta që përdoret në algoritmin e llogaritjes së fuqisë reaktive mesatare është i njëjtë me filtrin e përdorur në llogaritjen e fuqisë aktive. Ky proces ilustron në figurën 5.5.



Meqenëse filtri i frekuencave të ulëta nuk është ideal (nuk ka një përgjigje ideale të frekuencës), sinjali i fuqisë reaktive mesatare Q ka disa luhajtje me natyrë sinusoidale me frekuencë të barabartë me dyfishin e frekuencës së linjës (100Hz). Meqenëse luhajtjet kanë natyrë sinusoidale, ato hiqen kur sinjali i fuqisë reaktive integrohet në kohë për të llogaritur energjinë reaktive [21].

Theksojmë se fuqia reaktive mesatare Q është një llogaritje me shenjë [22]. Tabela 5.2 përmbledh marrëdhënien ndërmjet diferencës së fazës të tensionit dhe rrymës dhe shenjës rezultuese të llogaritjes të fuqisë reaktive.

Tabela 5. 2 Shenja e llogaritjes së fuqisë reaktive [22]

Këndi	Shenja e fuqisë reaktive
$0 \leq \theta \leq +90^\circ$	Pozitive
$-90^\circ \leq \theta \leq 0$	Negative

5.5.3 Projektimi i transformatorit *Hilbert*

Në këtë punim, blloku i zhvendosjes së fazës me 90° është realizuar me një filtër FIR *windowed-sinc brez kalues* që është përafrimi më i afërt i transformatorit ideal *Hilbert* me një numër të caktuar të koeficientëve [24].

Për të kufizuar gjatësinë e përgjigjes impulsive [36] të transformatorit ideal *Hilbert* është përzgjedhur tipi i *dritares Kaiser* me gjatësi $N = 32$ (numri i kampioneve në dritare). Parametrat β (një numër real arbitrar që përcakton formën e dritares *Kaiser*) dhe N mund të përdoren për të krijuar një dritare *Kaiser* me vlerat [37] e dëshiruara të *gjerësisë së brezit të tranzicionit*, *BW* dhe *shuarjes A* në *brezin e bllokimit*.

Të gjithë koeficientët brenda dritares shumëzohen me koeficientin e ponderuar të dritares dhe të gjithë koeficientët jashtë dritares shpërfillen [38]. Koeficientet e dritares *Kaiser* të filtrit *Hilbert* FIR me gjatësi N shprehen me ekuacionin (3.54). Kur sinjali kalon përmes filtrit *Hilbert* FIR krijohet një vonesë, e cila mund të korrektohet gjatë procesit të kalibrimit të sistemit [3].

Karakteristikat e filtrit *Hilbert* FIR modifikohen duke përdorur panelin e konfigurimit. Konfigurimi i transformatorit Hilbert është pothuajse i pamundur pa *software* konfigurimi dhe/ose *software* simulimi të nivelit të lartë (si Matlab / Simulink) që ofrojnë një mënyrë intuitive të konfigurimit të parametrave të këtij blloku (i ngjashëm me veprimin e një oshiloskopi) duke përdorur panelin e konfigurimit [39]. Konfigurimi i paracaktuar i këtij filtri kompleks FIR është llogaritur në mënyrë që të arrihet një amplifikim njësi i sinjalit të daljes, të zhvendosur me 90° në gjerësinë e brezit të frekuencës.

Meqenëse transformatori *Hilbert* projektohet duke përdorur një filtër FIR *windowed-sinc brez kalues*, është e rëndësishme që kufizimet e projektimit të transformatorit *Hilbert* të përshtaten me kufizimet e projektimit të filtrit FIR *windowed-sinc brez kalues*. Prandaj, frekuencat e prerjes së filtrit FIR *windowed-sin brez kalues* lidhen me gjerësinë e brezit të transformatorit *Hilbert* [3].

Gjerësia e brezit të frekuencës së transformatorit *Hilbert* përcaktohet duke përdorur numrin e harmonikave të interesit (harmonika e 14-të) dhe *frekuencën nominale*

$$f_{nominale} = 50Hz \quad (5.33)$$

Përcaktohet frekuenca maksimale

$$f_{max} = 14 \cdot 50Hz = 700 \text{ Hz} \quad (5.34)$$

Me qëllim që të heqim komponentin DC, *frekuenca minimale* përcaktohet

$$f_{min} = 1Hz \quad (5.35)$$

Frekuencat e prerjes së filtrit FIR *windowed-sinc brez kalues* përcaktohen :

$$f_{c1} = 1 \text{ Hz}$$

$$f_{c2} = 700 \text{ Hz} \quad (5.36)$$

Saktësia më e kërkuar nga standardi ndërkombëtar IEC 62053-23 për matjen e energjisë reaktive është $\pm 2.0\%$ [24]. Në përputhje me kërkesat teknike të këtij punimi, saktësia e energjisë reaktive duhet të jetë $\pm 1\%$ (në intervalin e frekuencave nga 1 Hz deri në 700 Hz).

5.6 Algoritmi për llogaritjen e energjisë reaktive

Energjia reaktive përcaktohet si integrali i fuqisë reaktive dhe matematikisht shprehet si [15]:

$$Energjia \text{ reaktive} = \int q(t) dt \quad (5.37)$$

Në mënyrë të ngjashme me energjinë aktive, integrimi i sinjalit të fuqisë reaktive arrihet duke akumuluar në mënyrë të vazhdueshme sinjalin e fuqisë reaktive në regjistrin e akumulimit të energjisë reaktive [22]. Akumulimi në kohë diskrete është ekuivalent me integrimin në kohë të vazhdueshme.

$$Energjia \text{ reaktive} = \int q(t) dt = \lim_{T \rightarrow 0} \{ \sum_{n=0}^{\infty} q(nT) \times T \} \quad (5.38)$$

ku : n është numri i kampioneve në kohë diskrete,

T është perioda e kampionimit për akumulimin në regjistër.

Sinjali i fuqisë reaktive mesatare mbledhet vazhdimisht në regjistrin e energjisë reaktive. Perioda e kampionimit për akumulimin në regjistër është çdo 10ms. Mbledhja është një veprim me shenjë. Energjia negative zbritet nga regjistri i energjisë reaktive [21]. Ashtu si integrimi dhe llogaritja e energjisë reaktive heq çdo komponent sinusoidal që mund të jetë në sinjalin e fuqisë reaktive. Figura 5.6 paraqet bllok-diagramën e funksionit të llogaritjes së energjisë reaktive të përcaktuar në bibliotekën e matjes.

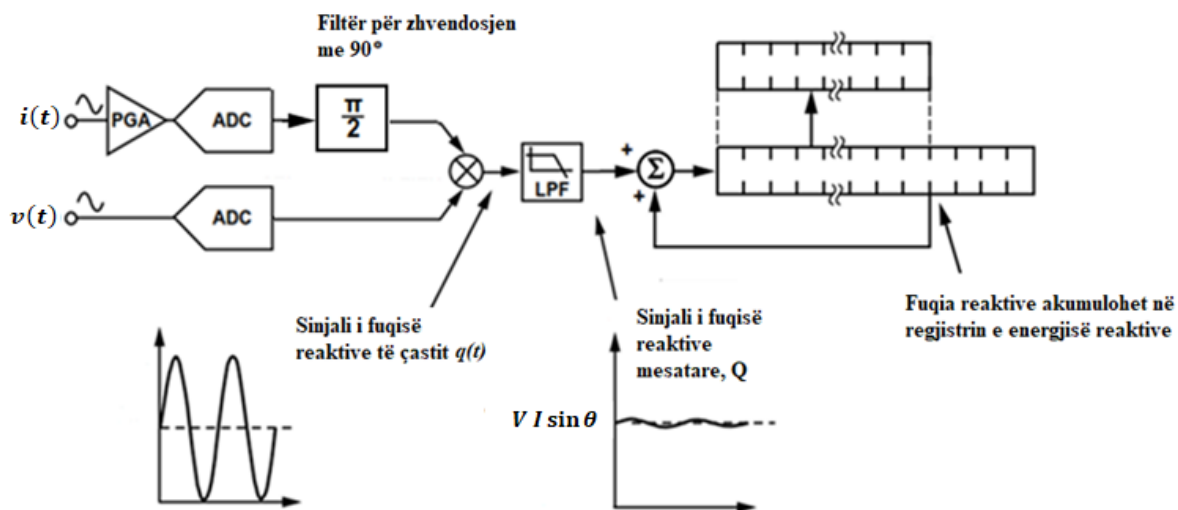


Figura 5.6 Llogaritja e energjisë reaktive [22]

Algoritmet e matjes bazuar në filtrimin digjital llogaritin energjinë aktive dhe reaktive në fazë. Energjia akumulohet në çdo hap llogaritës me rezolucionin e përcaktuar, duke u bazuar në vendndodhjen e fazorit të fuqisë së dukshme (S) në diagramën e shpërndarjes, siç paraqitet në figurën 5.7.

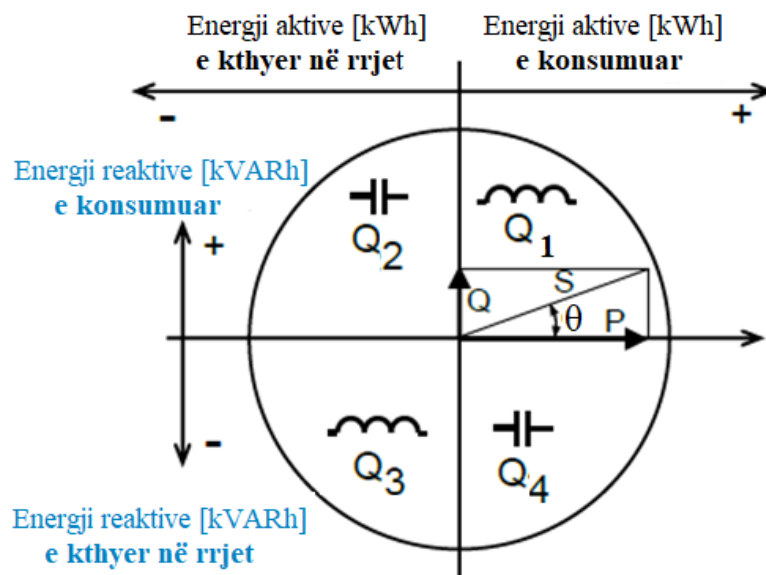


Figura 5.7 Diagrama e shpërndarjes së energjisë [3]

5.7 Algoritmi për llogaritjen e fuqisë së dukshme

Fuqia e dukshme S [VA] përcaktohet si fuqia maksimale që mund të dërgohet në ngarkesë [15]. Ajo llogaritet si **amplituda** e shumës vektoriale të fuqisë aktive dhe fuqisë reaktive, siç paraqitet në figuren 5.8. Kendi θ ndërmjet fuqisë aktive dhe fuqisë së dukshme paraqet zhvendosjen në fazë për shkak të ngarkesës jorezistive. Për shkak të energjisë së ruajtur në ngarkesë dhe rikthimit në burim ose për shkak të ngarkesës jolineare që deformon formën e valës së rrymës së dhënë nga burimi, fuqia e dukshme do të jetë më madhe se fuqia aktive (reale) [21]. Gjithashtu fuqia e dukshme mund të përcaktohet si produkti i vlerës efektive të rrymës dhe vlerës efektive të tensionit në qark.

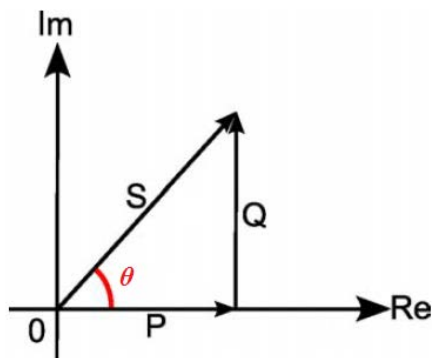


Figura 5.8 Trekëndëshi i fuqisë [15]

Ka dy mënyra për llogaritjen e fuqisë së dukshme:

- Aritmetike,
- Vektoriale.

Metoda aritmetike [22] përdor produktin e vlerës efektive të tensionit dhe vlerës efektive të rrymës për të llogaritur fuqinë e dukshme, që përshkruhet me ekuacionin

$$S = V \times I \quad (5.39)$$

Kjo shprehje është e pavarur nga këndi i fazës ndërmjet rrymës dhe tensionit.

Metoda vektoriale [22] përdor rrënjën katrore të shumës së katrorëve të fuqisë aktive dhe reaktive që përshkruhet me ekuacionin

$$S = |S| = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (5.40)$$

ku : S është fuqia e dukshme,

P është fuqia aktive,

Q është fuqia reaktive.

Në një sistem të pastër sinusoidal (pa asnjë harmonikë më të lartë) të dy metodat duhet të japin të njëjtin rezultat [22]. Meqenëse në sistem ndeshen harmonika, për një llogaritje të saktë, në këtë punim është përzgjedhur të përdoret metoda vektoriale. Theksojmë se fuqia e dukshme është gjithnjë pozitive, pavarësisht drejtimin të rrjedhjes së energjisë aktive ose reaktive.

5.8 Algoritmi për llogaritjen e energjisë së dukshme

Energjia e dukshme përcaktohet si integrali i fuqisë së dukshme [15] dhe matematikisht shprehet:

$$\text{Energjia e dukshme} = \int S(t) dt \quad (5.41)$$

Në mënyrë të ngjashme me energjinë aktive dhe reaktive, integrimi i fuqisë së dukshme arrihet duke akumuluar në mënyrë të vazhdueshme sinjalin e fuqisë së dukshme në regjistrin e brendshëm të akumulimit pa shenjë [21]. Ky akumulim ose mbledhje në kohë diskrete është ekuivalent me integrimin në kohë të vazhdueshme dhe një mbledhje me shenjë edhe nëse energjia e dukshme mbetet teorikisht gjithmonë pozitive.

Kjo marrëdhënie shprehet me ekuacionin [22]

$$\text{Energjia e dukshme} = \int S(t) dt = \lim_{T \rightarrow 0} \{ \sum_{n=0}^{\infty} S(nT) \times T \} \quad (5.42)$$

ku : n është numri i kampioneve në kohë diskrete,

T është *perioda e kampionimit* për akumulimin në regjistër.

Figura 5.9 paraqet bllok-diagramën për llogaritjen e energjisë së dukshme të përcaktuar nga algoritmi i matjes.

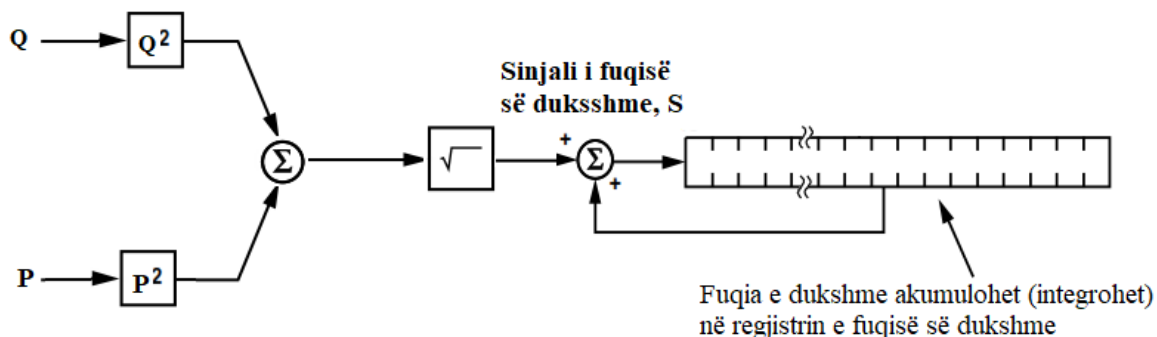


Figura 5.9 Llogaritja e fuqisë së dukshme – metoda e trekëndëshit [22]

5.9 Algoritmi për llogaritjen e koeficientit të fuqisë

Në inxhinierinë elektrike, koeficienti i fuqisë $\cos\theta$ për një sistem të energjisë elektrike AC përcaktohet si raport i fuqisë reaktive në ngarkesë me fuqinë aktive (reale) dhe është një numër pa dimension [15], që merr vlera në diapazonin -1 dhe 1.

Së pari, llogarisim

$$\theta = \arctg \frac{Q}{P} \quad (5.43)$$

ku : P është fuqia reale (aktive) [W],

Q është fuqia reaktive [VAR].

Fuqia aktive është aftësia e qarkut për të kryer punë në një kohë të caktuar. Një koeficient negativ i fuqisë mund të ndodhë kur pajisja, [22] që normalisht është ngarkesa, gjeneron energji.

5.10 Vlerësimi i harmonikave të sinjalit të rrymës dhe tensionit

Kur një sinjal sinusoidal me frekuencë të caktuar aplikohet në hyrje të një pajisje ose qarku jolinear, dalja deformohet [36] në amplitudë, siç paraqitet në figurën 5.10.

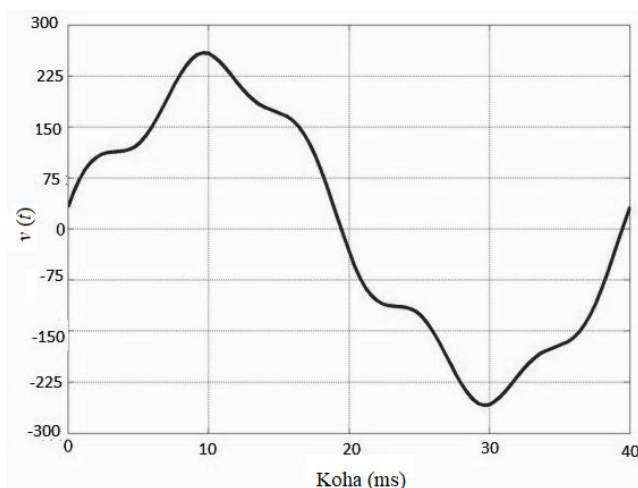


Figura 5. 10 Një valë e deformuar [25]

Ky deformim, për shkak të jolinearitetit të qarkut, rezulton në një dalje që përmban komponentë të frekuencës, që janë shumëfisha të plotë të frekuencës në hyrje. Shumëfishat e plotë të frekuencës kryesore përcaktojnë rendin harmonik të amplitudës. Deformimi referohet si deformim harmonik dhe matet duke krahasuar amplitudat e harmonikave me

amplitudën e komponentit kryesor të daljes [40]. Harmonikat, zakonisht, referohen si zhurma elektrike. Në nivelin e konsumatorëve, harmonikat mund të shkaktohen nga burime të tilla si pajisjet e kontrollit të shpejtësisë, ndriçimi halogjen, furrat me hark elektrik, ngarkuesit e baterive, radrizatorët AC-DC, blloqet e ushqimit që përdoren në shumicën e pajisjeve elektronike.

Në sistemin e shpërndarjes elektrike, harmonikat me numër tek (3-të, 5-të, 7-të, etj.) kanë rëndësi [6] më të madhe, sepse deformimi i valëve sinusoidale është simetrik në lidhje me vijën mesatare të valës. Harmonikave me numër çift, zakonisht, u jepet më pak rëndësi për shkak të lëkundjes së tyre të barabartë në drejtimet pozitive dhe negative.

Deformimi harmonik i rrymës është një çështje e cilësisë së energjisë vetëm nëse ndikon në pajisjet e ndjeshme. Disa efekte të harmonikave të rrymave në nivelin e sistemit të shpërndarjes janë [25]:

- Ngrohja shtesë në transformator;
- Rritja e humbjeve të fuqisë;
- Zhurma në linjat e komunikimit dhe linjat telefonike;
- Kapacitorë të mbingarkuar.

Sistemi i propozuar në këtë punim mundëson monitorimin e harmonikave të interesit për sinjalin e rrymës dhe tensionit deri në rendin e 14-të, përmes analizës spektrale të sinjalit. FFT është një nga algoritmet më të përdorur në përpunimin e sinjalit digjital për të siguruar një analizë të spektrit të frekuencës, bazuar në DFT [12]. FFT-ja mund të llogaritet në dy mënyra [41]:

- Ekzekutim në kohë - procesi i ndarjes së vargut të fushës së kohës në kampione çift dhe tek është ai që i jep algoritmit emrin e tij, *Decimation In Time* (DIT).
- Ekzekutim në frekuencë - algoritmi DIT nganjëherë përdoret për algoritmin *Decimation In Frequency* (DIF) (i quajtur edhe algoritmi *Sande-Tukey*), i cili zbërthen vargun e koeficientëve $X(k)$ të DFT-së në nënvargje të njëpasnjëshëm më të vegjël.

Sistemi i propozuar i monitorimit të energjisë elektrike përdor një algoritëm DIT FFT me bazë 2 për vlerësimin e harmonikave të sinjalit, në përputhje me standardin IEC 61000-4-7. Standardet IEC 61000-3-2 dhe IEC 61000-3-4 përcaktojnë kufijtë për rrymat harmonike; IEC 61000-3-3 and IEC 61000-3-5 përcaktojnë kufijtë për luhatjet e tensionit [3].

Rezolucioni i frekuencës në DFT varet nga **frekuenca e kampionimit** të sinjalit dhe **përmasa e bllokut të të dhënave** (dritares). Në një DFT me N pika, parametri k përcakton frekuencën e valës k dhe merr vlera ndërmjet 0 dhe $N/2$. Figura 5.11 paraqet parimin e funksionimit të analizës spektrale [40] të realizuar me teknikën FFT. Sinjali analog konvertohet në formë digjitale me një frekuencë kampionimi f_{kamp} . Vargu i kampioneve

modelohet nga funksioni i dritares. Si rezultat i analizës marrim vijat spektrale me periudë f_{kamp} / N dhe gjerësi të brezit të frekuencës $f_{kamp} / 2$.

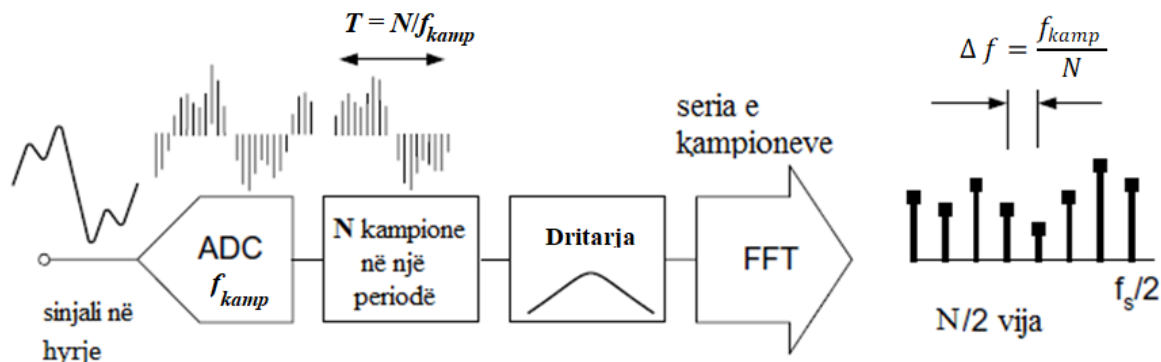


Figura 5.11 FFT-ja e përdorur në analizën spektrale [40]

Vlera efektive e harmonikës së rendit k përcaktohet [6] matematikisht nga marrëdhënia

$$X_{ef}(k) = \sqrt{X_{RE}^2(k) + X_{IM}^2(k)} \quad (5.44)$$

ku $X_{RE}(k)$ dhe $X_{IM}(k)$ janë pjesa reale dhe imagjinare e harmonikës së rendit k të sinjalit.

5.10.1 Përzgjedhja e frekuencës së kampionimit

Sistemi i propozuar synon monitorimin e harmonikave të rendit të 14-të për rrymën dhe tensionin, që është një vlerë e mirë për nivelin e sistemit të shpërndarjes me tension të ulët (maksimumi i harmonikave mund të shkojë deri në 40, nëse kërkohet) [25]. Në një sistem me frekuencë 50 Hz, harmonika e rendit të 14-të të sinjalit korrespondon me komponentin e frekuencës 700Hz. Sipas teoremës *Nyquist*, me qëllim që të shmanget *aliasing*, frekuenca e kampionimit duhet të jetë më e madhe se $2 \times f_{max}$ ($f_{max} = f_N = 700\text{Hz}$ është frekuenca e komponentit harmonik të interesit). Frekuenca e kampionimit gjithashtu duhet të jetë një shumëfish i plotë i komponentit kryesor 50Hz, për të shmangur çdo mundësi të *aliasing* në fushën e frekuencës. Prandaj frekuenca e kampionimit për një kanal zgjidhet $f_{kamp} = 2.28 \times 700\text{Hz} = 1600\text{Hz}$.

$$\text{Gjerësia e brezit të frekuencës} = \frac{f_{kamp}}{2} = \frac{1600 \text{ Hz}}{2} = 800\text{Hz} \quad (5.45)$$

Për frekuencën e zgjedhur të kampionimit 1600 Hz, perioda e kampionimit përcaktohet si

$$T_{kamp} = \frac{1}{f_{kamp}} = \frac{1}{1600} = 0.625 \text{ ms} \quad (5.46)$$

d.m.th në secilin kanal marrim një kampion të sinjalit çdo 0.625ms.

5.10.2 Përzgjedhja e dritares së kohës

Në çdo periudë të sinjalit periodik të hyrjes (tension ose rrymë) FFT-ja merr N kampione, ku N është raporti [41] i frekuencës së kampionimit f_{kamp} me frekuencën e sinjalit në hyrje f . Kur numri i kampioneve N është i ndryshëm nga ky raport, në spektrin rezultues të frekuencës mund të shfaqen **rrjedhjet spektrale** [40].

Përmasa e dritares së përzgjedhur Hamming, e shprehur me **numrin e kampioneve në një periudë** të sinjalit të hyrjes, përcaktohet si :

$$N = \frac{T}{T_{kamp}} = \frac{1/f}{1/f_{kamp}} = \frac{f_{kamp}}{f} = \frac{1600}{50} = 32 \text{ kampione} \quad (5.47)$$

Pra, kemi një FFT me $N = 32$ pika.

Rezolucioni i analizës spektrale përcaktohet si:

$$\Delta f = \frac{f_{kamp}}{N} = \frac{1600 \text{ kampione/sec}}{32 \text{ kampione}} = 50 \text{ Hz} \quad (5.48)$$

Për frekuencën e rrjetit 50Hz, perioda është 20ms. Për FFT-në me 32 pika, çdo 20ms sigurohen 32 kampione të sinjalit të rrymës dhe 32 kampione të sinjalit të tensionit të cilat përpunohen me funksionin FFT.

Standardi IEC 61000-4-7 për analizën FFT rekomandon që dritarja e të dhënave të jetë 200ms [12]. Për frekuencën e rrjetit 50Hz, kjo dritare përmban 10 perioda të komponentit harmonik kryesor të sinjalit në hyrje. Pra, kemi 10 segmente të të dhënave në intervalin kohor prej 200 ms. Spektrat rezultues të frekuencave për çdo segment të të dhënave mesatarizohen për të formuar një spektër të vetëm frekuence me 16 pika, duke rezultuar në një përmirësim të zhurmës [42]. Në këtë mënyrë mesatarizohet vetëm *amplituda* e fushës së frekuencës; *faza* nuk dëshirohet pasi nuk përmban informacion me vlerë.

5.10.3 Algoritmi për llogaritjen e vlerës efektive të sinjalit bazuar në FFT

Algoritmi i llogaritjes së vlerës efektive të rrymës dhe tensionit bazuar në FFT (në fushën e frekuencës) përcaktohet nga ekuacionet [43]:

$$I_{ef} = \sqrt{\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} (I_{RE}^2(k) + I_{IM}^2(k))} \quad (5.49)$$

$$V_{ef} = \sqrt{\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} (V_{RE}^2(k) + V_{IM}^2(k))} \quad (5.50)$$

ku:

- $I_{RE}(k)$, $V_{RE}(k)$ janë pjesët reale të harmonikës së rendit k të rrymës dhe tensionit.
- $I_{IM}(k)$, $V_{IM}(k)$ janë pjesët imagjinare të harmonikës së rendit k të rrymës dhe tensionit.

Figura 5.12 paraqet bllok-diagramën [28] për llogaritjen e vlerës efektive të sinjalit të përcaktuar nga algoritmi i matjes që bazohet në FFT.

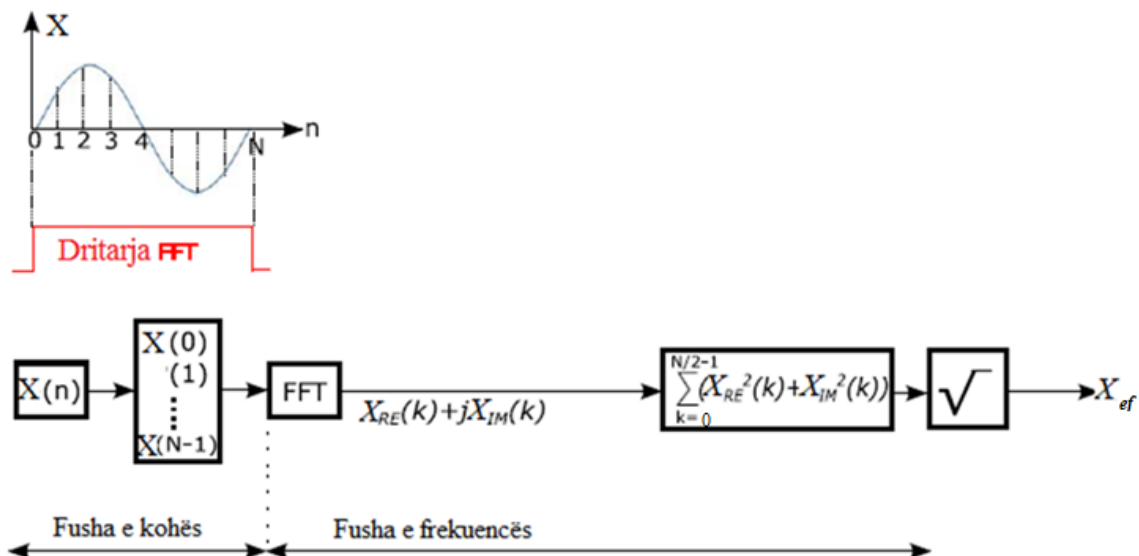


Figura 5.12 Llogaritja e vlerës efektive të sinjalit bazuar në FFT [43]

FFT përdor dy *buffer*: një përdoret për llogaritje dhe tjetri për ruajtjen e vlerave të kampionuara [43]. Prandaj FFT-ja përdor më shumë RAM.

Me qëllim që të përshpejtohet koha e ekzekutimit të programit, për llogaritjen e funksioneve *sin* dhe *cos* në FFT është përdorur algoritmi CORDIC, që mund të llogarisë 2.3 herë më shpejt [44] dhe zë 47.1% më pak memorie se algoritmet e tjera.

5.11 Bibliografia

- [1] P. Embree, C Algorithms for Real-Time DSP, Prentice-Hall, ISBN: 0-13-337353-3, 1995.
- [2] Satish kumar Are, Manoranjan Reddy Thangalla, Saikrishna Gajjala, Software Implementation of Digital Filters, Degree of Master of Science thesis in Electrical Engineering, Blekinge Institute of Technology, 2008.
- [3] Martin Mienkina, Filter-Based Algorithm for Metering Applications, Freescale Semiconductors, AN4265, 2016.
- [4] Traian-Titi Serban, Dan-Ovidiu Andrei, Asic Based Designs For Energy Meters, University of Craiova.
- [5] Ronald J. Tocci, Neal S. Widmer, Digital systems: principles and applications, 590-660, 796-821, ISBN 0-13-085634- 7.

- [6] Sachin Soman, Analysis and Characterization of Wireless Smart Power Meter, Colorado State University, Summer 2014.
- [7] Richard C. Dorf, Computer, Software Engineering and Digital Devices, 9.1-9.4, 2006. Gjuhët Programming
- [8] Digital Filtering Alternatives for Embedded Designs, Based on a paper presented at ESC-Boston, 2006, Quickfilter Technologies, Inc. | 214-547-0460 | www.quickfiltertech.com.
- [9] Steven W. Smith, Digital Signal Processing, Second Edition, 1-67, 261-343, ISBN 0-9660176-7-6. 1999.
- [10] Fred J. Taylor, Digital Filters, Principles and Applications with MATLAB, 3-52, IEEE. ISBN 978-0-470-77039-9, 2012.
- [11] Testing and Measurement Techniques – Power Quality Measurement Methods. Edition 2.0. IEC 61000-4-30 Standard, 2008-10.
- [12] Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment. IEC 61000-4-7, 2003.
- [13] Martin Novotny, Milos Sedlacek, Digital Signal Processing Algorithms, Measurement 41 (2008) 236–250, www.elsevier.com/locate/measurement.
- [14] IEEE 519-1992: “Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power system”, IEEE1992.
- [15] Charles K. Alexander, Matthew N.O. Sadiku, Fundamentals of Electric Circuits, 367-553, ISBN 978-0-07-802822-9, 2013 .
- [16] Analog Devices, RMS-to-DC Converters Ease Measurement Tasks, Application Note, AN-268.
- [17] P.Petrovic, New Digital Multimeter for Accurate Measurement of Synchronously Sampled AC Signals, IEEE Trans. Instrum.Meas., vol. 53, pp. 716–725, June 2004.
- [18] Gerard N. Stenbakken, A wideband Sampling Wattmeter, IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS 103,No.10 October 1984.
- [19] Ajakida Eski, Orion Zavalani, Denald Komici; RMS Value Measurement Using a Meter Based on ARM Cortex-M0 Microprocessor; European Journal of Electrical & Computer Engineering (EJECE), Vol. 1, No. 2, November 2017, ISSN: 2506-8016.
- [20] Charles Kitchin, Low Counts, RMS to DC Conversion Application Guide, 2nd Edition, Analog Devices, 1986.
- [21] Analog Devices, Single-Phase Multifunction Metering IC with di/dt Sensor Interface, ADE7753, www.analog.com.
- [22] Analog Devices, Poly Phase Multifunction Energy Metering IC with Per Phase Information, ADE7758, www.analog.com.

- [23] Ajakida Eski, Orion Zavalani, Denald Komici; The implementation of a digital filter-based algorithm for active power measurement using an ARM microcontroller ; European Journal of Electrical & Computer Engineering (EJECE), Vol. 1, No. 3, December 2017, ISSN (Online): 2506-9853.
- [24] Eduardo Vilela Pinto dos Anjos, Integrated Circuit Design of a Reactive Power Measurement System Using a Switched-Current Hilbert Transformer, Instituto Alberto Luiz Coimbra de Pós-Graduação e Pesquisa de Engenharia da Universidade Federa, Rio de Janeiro, 2016.
- [25] Önder Yazlik, Design and development of a simple power quality monitor for low voltage distribution system, Master Science Thesis, Middle East Technical University, Electrical And Electronics Engineering, February 2014.
- [26] Reza Shahrara, Design and Implementation of a Microcontroller Based Wireless Energy Meter, Eastern Mediterranean University, 2011.
- [27] Gallo, D., Landi, C., Pasquino, N., Et Al. A new methodological approach to quality assurance of energy meters under non-sinusoidal conditions, Conference Record - IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp.1326-1631, ISSN:10915281,2006.
- [28] Hao, P., Zanj, W., Jianye, C., A measuring method of th single-phase AC frequency, phase, and reactive power based on the Hilbert filtering, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, v. 56, n.3, pp 918-932, ISSN: 00189456, 2007.
- [29] Xiao, Y., Yuan, H., Chen, Z., FPGA Realization of Reactive Power Measurement System Baased on Phase-shift, 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Application (ICIEA), v. 0, n.1, pp. 2029-2033, 2012.
- [30] Andelkovic, B., Damnjanovic, M., Design of Hilbert transformer for solid-state energy meter, Proc. XLVIII ETRAN Conference, v.I, pp 83-86, 2004.
- [31] Ozdemir, A., Ferikoglu, A., Low cost mixed-signal microcontroller based poer measurement technique, IEEE Proceiding- Science, Measurement and Technology, v. 151, n.4, pp 253-258, ISSN: 13502344, 2004.
- [32] Yan, H., Bi, M., Chen, Z. "FPGA Realization of Reactive Power Measurement System Based on FFT", 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Application (ICIEA), pp. 2018-2022, 2012.
- [33] Yoon, W.-K., Devaney, M. J. "Reactive power measurement using the walevet transform", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, v. 49, n.2, pp 246-252, ISSN: 00189456, 2007.
- [34] Abiyev, A.N., Dimililer, K., Reactive power measurement in sinusoidal and nonsinusoidal conditions by use of the walsh functions, Conference Record - IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp 89-94, ISSN: 10915281,2008.

- [35] Ma, S., Zhao, R., Xu, Q., ANF- based single-phase reactive power measurement in the presence of harmonics, 4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, pp. 1580-1585, 2011.
- [36] Kartikeya Mayaram, Distortion Circuits, Signals, and Speech and Image Processing, pg. 5-12, Edited by Richard C. Dorf. University of California, California, U.S.A. Oregon State University, Corvallis, Oregon,
- [37] National instruments, Understanding FFT's and Windowing, ni.com/instrument-fundamentals.
- [38] Alexander D. Poularikas, Richard C. Dorf, Circuits, Signals, and Speech and Image Processing, Chapter 8, 12, 14, ISBN 0-8493-7337-9, 2006.
- [39] Sen M Kuo, Bob H Lee, Real-time digital signal processing, 1-75, ISBN 0-470-84137-0, 2001.
- [40] Tumanski Slawomir, Principles of Electrical Measurement, Signal processing, 121-452, 2006, ISBN 0-7503-1038-3.
- [41] Maureen Helm, Digital Filtering with MA955xL, Document Number: AN4464, Application Note Rev. 0, 10/2012.
- [42] S. Yu. Medvedev, M. Yu. Perov, and A. V. Yakimov, The influence of Fast Fourier Transform on the signal-spectrum Estimation, Radiophysics and Quantum Electronics, Vol. 45, No. 3, 2002.
- [43] Ludek Slosarcik, FFT-Based Algorithm for Metering, Document Number: AN4255, Application Note, Rev. 4, 07/2015.
- [44] Ajakida Eski, Denald Komici, Orion Zavalani, Evaluation of CORDIC Algorithm for the processing of sine and cosine functions, International Journal of Business and Management Invention (IJBMI), Volume 6 Issue 2 || February. 2017 || PP—65-75, ISSN (Online): 2319 – 8028, ISSN (Print): 2319 – 801X, <http://www.ijbmi.org>.

Kapitulli 6

TESTIMI I SAKTËSISË DHE I PERFORMANCËS SË SISTEMIT

Me qëllim që sistemi i projektuar për monitorimin e energjisë elektrike në kohë reale të aprovet nga agjensitë rregullatore duhet që vlerësimi i parametrave të energjisë elektrike të përmbushë specifikimet e standardeve teknike IEC dhe EN, të përdorura gjerësisht [1]. Për këtë, në laboratorët e Fakultetit të Inxhinierisë Elektrike janë kryer të gjithë testet funksionale të sistemit të projektuar. Pajisjet e përdorura për verifikimin e performancës së sistemit kanë shërbyer si referencë për matjet e kryera. I gjithë informacioni në lidhje me parametrat e energjisë elektrike, si vlera efektive e rrymës dhe e tensionit, fuqia e dukshme, fuqia aktive, fuqia reaktive, koeficienti i fuqisë, energjia aktive, energjia reaktive, harmonikat e rrymës dhe të tensionit, monitorohet në kohë reale dhe përditësohet çdo 0.5 sekonda. Sistemi i projektuar i monitorimit përpunon sinjalet në kohë reale në përputhje me standardet evropiane EN 50470-1 & EN50470-3 [2] dhe standardet ndërkombëtare IEC 62052/11 & IEC 62053-21-22-23 [3] për matësit elektronikë.

6.1 Eksperimenti për matjen e vlerës efektive të tensionit

Në figurën 6.1 paraqitet bllok-diagrama e përdorur për testimin e performancës së sistemit [4] të projektuar në matjen e vlerës efektive të tensionit. Në skemë sinjali i tensionit gjenerohet nga një gjenerator funksioni AFG3021B. Gjatë testimit, për të verifikuar matjen e bërë nga sistemi i projektuar përdoret një aparat FLUKE 77III me gabim matjeje 0.1%, leximet e të cilit konsiderohen si vlera referencë për tensionin. Ngarkimi i programit DSP si dhe shfaqja e rezultate të matjeve bëhet në një *laptop*. Qarku matës dërgon parametrat e vlerësuar në laptop nëpërmjet portës së tij seriale. Meqenëse laptopi nuk ka portë seriale, për të bërë konvertimin midis sinjaleve RS232 dhe USB është përdorur një konverter USB-serial. Testimi i performancës përsëritet për disa vlera të ndryshme të gjeneruara të tensionit. Në figurën 6.2 është paraqitur një pamje nga zhvillimi i eksperimentit.

TESTIMI I SAKTËSISË DHE PERFORMANCES SË SISTEMIT

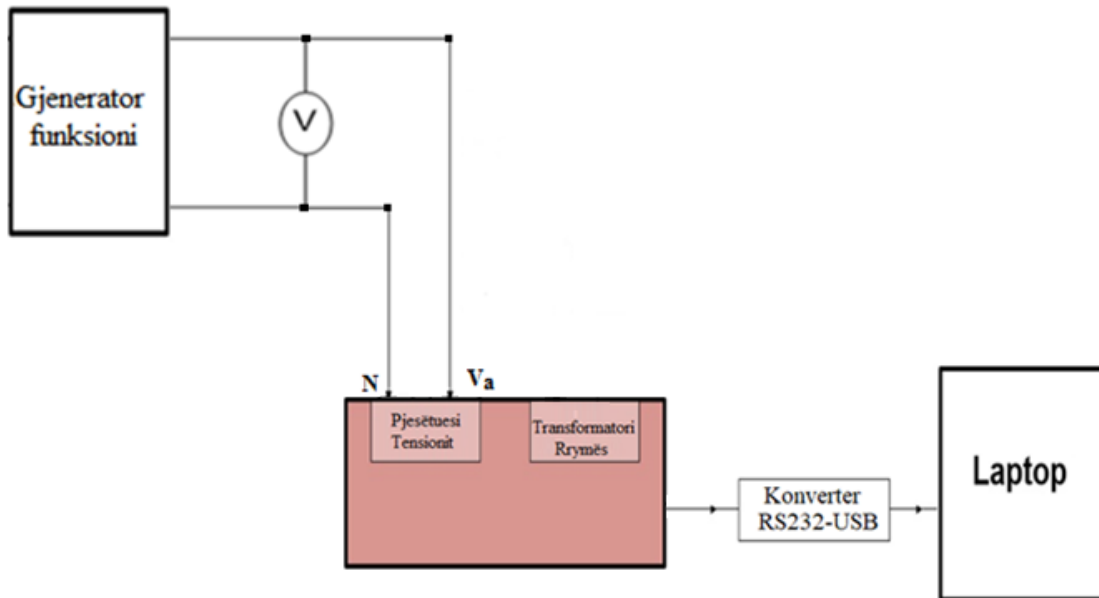


Figura 6.1 Bllok-diagrama e eksperimentit për matjen e vlerës efektive të tensionit

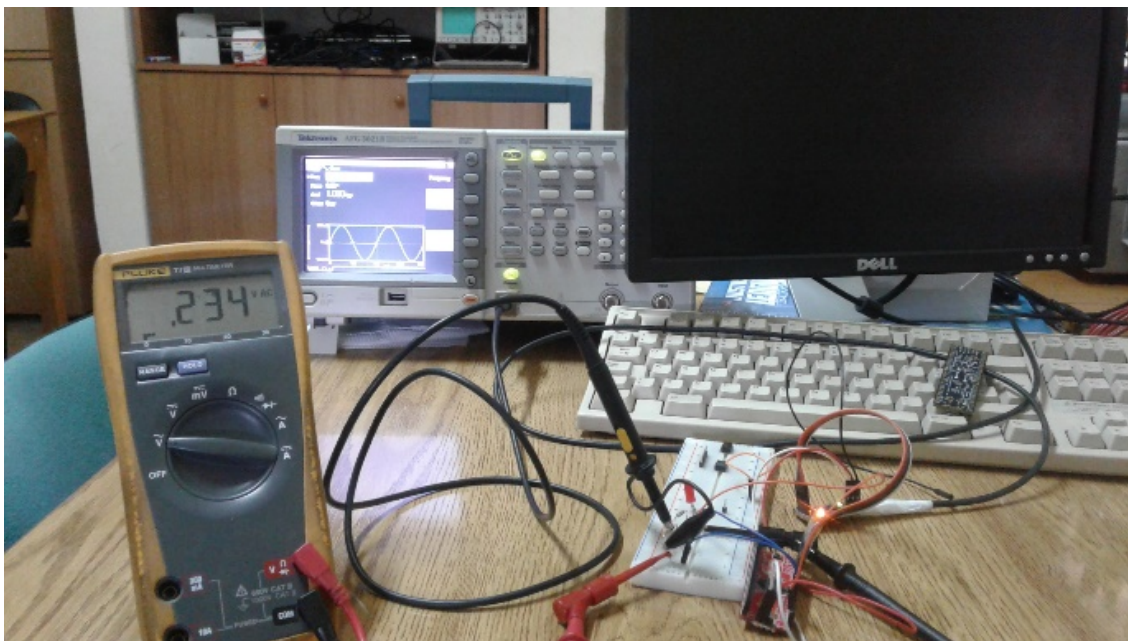


Figura 6.2 Pamje nga zhvillimi i eksperimentit për matjen e vlerës efektive të tensionit

TESTIMI I SAKTËSISË DHE PERFORMANCES SË SISTEMIT

Performanca e sistemit të projektuar të monitorimit vlerësohet duke krahasuar leximin e sistemit të propozuar me atë të matësit standard FLUKE 77III. Vlerësimi i saktësisë së matjes bazohet në llogaritjen e gabimit relativ $e(\%)$ që përcaktohet nga marrëdhënia [5]:

$$e(\%) = \frac{V_{matur} - V_{referencë}}{V_{referencë}} \cdot 100 \quad (6.1)$$

Në tabelën 6.1 janë paraqitur leximet e përfthuara për 10 matje të vlerës efektive të tensionit [6], përkatësisht, nga aparati standard FLUKE 77III dhe sistemi i propozuar, si dhe gabimi relativ (%) për çdo matje. Nga shqyrtimi i vlerave të gabimit relativ është evidente që sistemi i projektuar llogarit vlerën efektive të tensionit brenda objektivit 1% të kufirit të saktësisë së matjes, duke kënaqur intervalin e pasaktësisë të përcaktuar nga standardi EN 50470-1 për një matje të klasës B.

Tabela 6. 1 Rezultatet e matjeve të vlerës efektive të tensionit

Matja e vlerës efektive të tensionit (V)			Gabimi Relativ (%)
Numri testimit	Rezultati aparatit standart (FLUKE 77III)	Rezultati i sistemit të propozuar	
1	0,021	0,0218	-0,08%
2	0,045	0,0459	-0,09%
3	0,069	0,0697	-0,07%
4	0,094	0,0939	0,01%
5	0,117	0,1173	-0,03%
6	0,141	0,1418	-0,08%
7	0,166	0,1662	-0,02%
8	0,193	0,1933	-0,03%
9	0,216	0,2165	-0,05%
10	0,237	0,2372	-0,02%

6.2 Eksperimenti për matjen e fuqisë aktive

Bloq-diagrama për testimin e performancës së sistemit për matjen e fuqisë aktive [7] është paraqitur në figurën 6.3. Në kanalin e rrymës aplikohet një sinjal që gjenerohet nga një gjenerator funksioni AFG3021B, ndërsa në kanalin e tensionit aplikohet tensioni i rrjetit AC. Vlerat e matura të rrymës dhe tensionit me aparate standarde FLUKE 77III me gabim 0.1% konsiderohen si vlera reale (referencë). Si rezultat, edhe fuqia aktive e llogaritur me këto vlera reference konsiderohet si vlerë reale. Në figuren 6.4 është paraqitur një pamje nga zhvillimi i eksperimentit për matjen e fuqisë aktive.

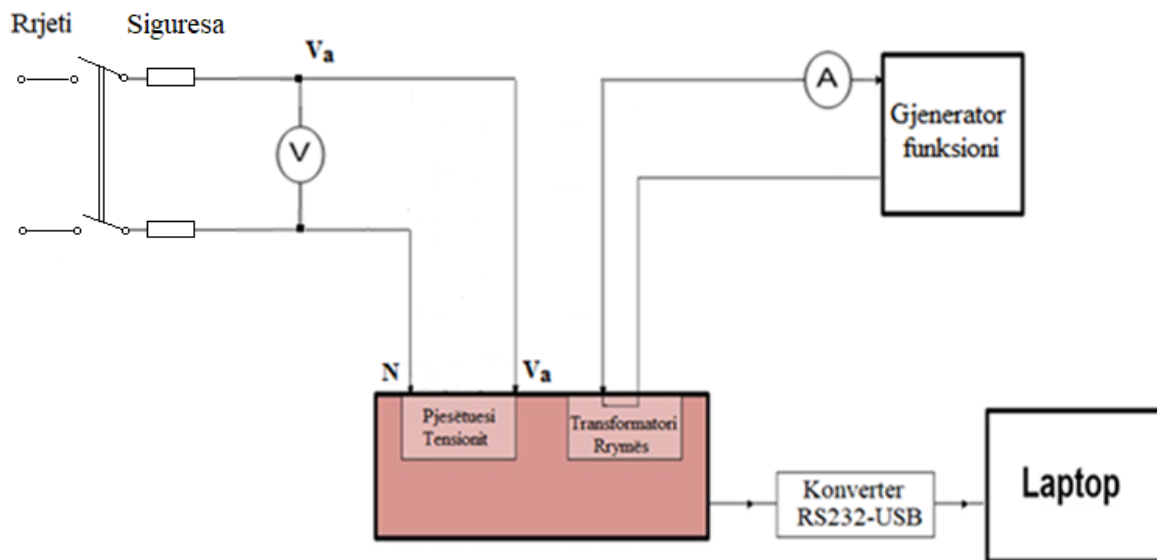


Figura 6.3 Bllok-diagrama e përgjithshme e eksperimentit për matjen e fuqisë aktive.

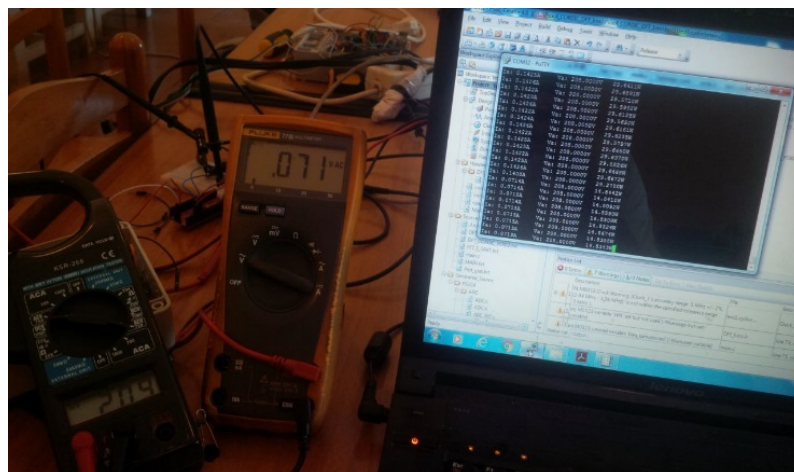


Figura 6.4 Pamje nga zhvillimi i eksperimentit për matjen e fuqisë aktive

Për të vlerësuar performancën e sistemit të propozuar të matjes, fuqia aktive e konsideruar reale krahasohet me fuqinë aktive të matur nga sistemi ynë. Matjet përsëriten për disa vlera të ndryshme të sinjalit të rrymës. Vlerësimi i saktësisë së matjes bazohet në llogaritjen e gabimit relativ $e(\%)$. Të gjitha vlerat e matura dhe të llogaritura [8] janë paraqitur në tabelën 6.2. Nga shqyrtimi i vlerave të gabimit relativ, është evidente që sistemi i propozuar llogarit fuqinë aktive brenda objektivit 1% të kufirit të saktësisë së matjes.

Tabela 6.2 Rezultatet e matjeve të fuqisë aktive

Tensioni referencë (V)	Rryma referencë (A)	Fuqia aktive (W)		Gabimi Relativ (%)
		Vlera reale	Sistemi i propozuar	
209	0.644	134.596	133.4470	-0,85%
209	0.572	119.548	118.5674	-0,82%
209	0.429	89.661	88.8800	-0,87%

6.3 Eksperimenti për testimin e performancës së algoritmit CORDIC

Përdorimi i një algoritmi efikas për llogaritjen e funksioneve trigonometrike është i rëndësishëm, për shkak të ndikimit që ka në performancën e sistemit të projektuar [9]. Përdorimi i një metode për vlerësimin funksioneve $\sin$ dhe $\cos$ me saktësi të lartë, duke reduktuar përdorimin e memories dhe përmirësuar shpejtësinë, është bërë një domosdoshmëri në përpunimin e sinjalit digjital në kohë reale

Performanca e ekzekutimit të algoritmit CORDIC në arkitekturën ARM Cortex M0-PSoC4, CY8C4245AXI-483 është testuar [10] (figura 6.5) në llogaritjen e vlerave të funksionit $\sin$ për disa kënde, duke përdorur një algoritm me 32 iteracione dhe hap të iteracionit 1° , në aritmetikën *fixed-point*. Për të verifikuar saktësinë e vlerësimit të algoritmit CORDIC në ARM Cortex M0, vlerat e funksioneve $\sin$ janë llogaritur duke ekzekutuar algoritmin Taylor me 9 terma, në aritmetikën *fixed-point* 32 bit.

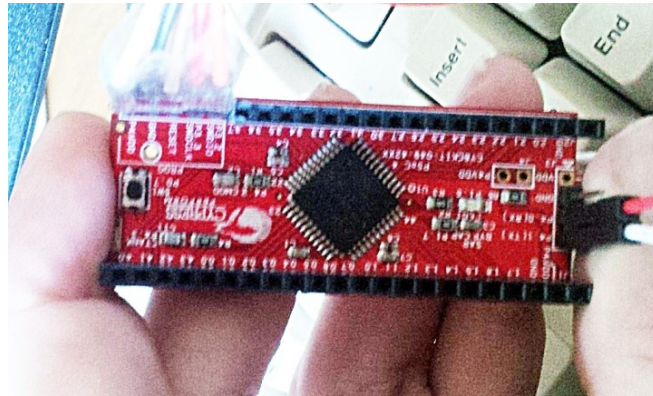


Figura 6.5 Pamje të procesorit ARM Cortex-M0 në PSoC4, CY8C4245AXI-483

Rezultatet e ekzekutimit të dy algoritmeve në ARM Cortex-M0 janë paraqitur [10] në tabelën 6.3. Nga krahasimi i hollësishëm i këtyre rezultateve konstatohet se algoritmi CORDIC dhe *Taylor* kanë të njëjtën saktësi llogaritje.

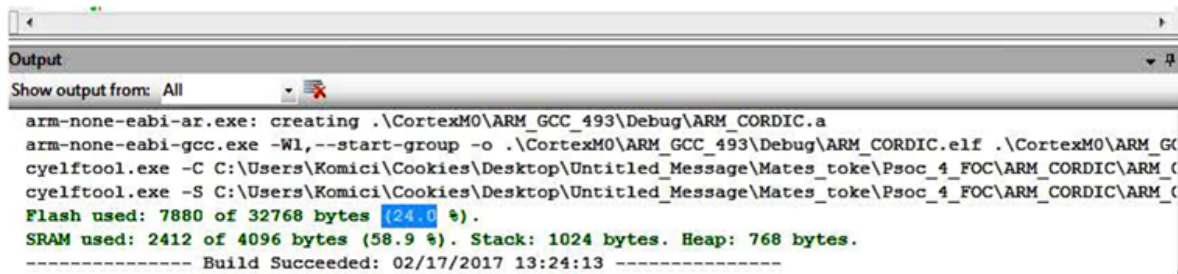
Tabela 6.3 Ekzekutimi i algoritmeve në ARM Cortex-M0

Këndi x	Funksioni $\sin x$	
	CORDIC	<i>Taylor</i>
10°	0.1736481800	0.1736481800
20°	0.3420201400	0.3420201400
30°	0.5000000000	0.5000000000
40°	0.6427876100	0.6427876100
50°	0.7660444400	0.7660444400
60°	0.8660254100	0.8660254000
70°	0.9396926200	0.9396926200
80°	0.9848077500	0.9848077500
90°	1.0000000000	1.0000000000

Pamje nga analiza e kapaciteteve të memories që përdoret, përkatesisht, nga algoritmi CORDIC dhe *Taylor* për llogaritjen e vlerave të funksionit $\sin$ janë paraqitur në figurën 6.6.

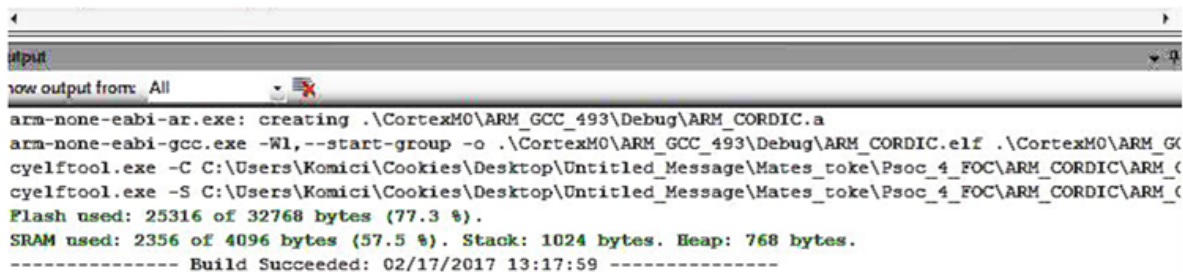
TESTIMI I SAKTËSISË DHE PERFORMANCES SË SISTEMIT

a) Ekzekutimi i algoritmit CORDIC



```
Output
Show output from: All
arm-none-eabi-ar.exe: creating .\CortexM0\ARM_GCC_493\Debug\ARM_CORDIC.a
arm-none-eabi-gcc.exe -Wl,--start-group -o .\CortexM0\ARM_GCC_493\Debug\ARM_CORDIC.elf .\CortexM0\ARM_G
cyelftool.exe -C C:\Users\Komici\Cookies\Desktop\Untitled_Message\Mates_toke\Psoc_4_FOC\ARM_CORDIC\ARM_C
cyelftool.exe -S C:\Users\Komici\Cookies\Desktop\Untitled_Message\Mates_toke\Psoc_4_FOC\ARM_CORDIC\ARM_C
Flash used: 7880 of 32768 bytes (24.0 %).
SRAM used: 2412 of 4096 bytes (58.9 %). Stack: 1024 bytes. Heap: 768 bytes.
----- Build Succeeded: 02/17/2017 13:24:13 -----
```

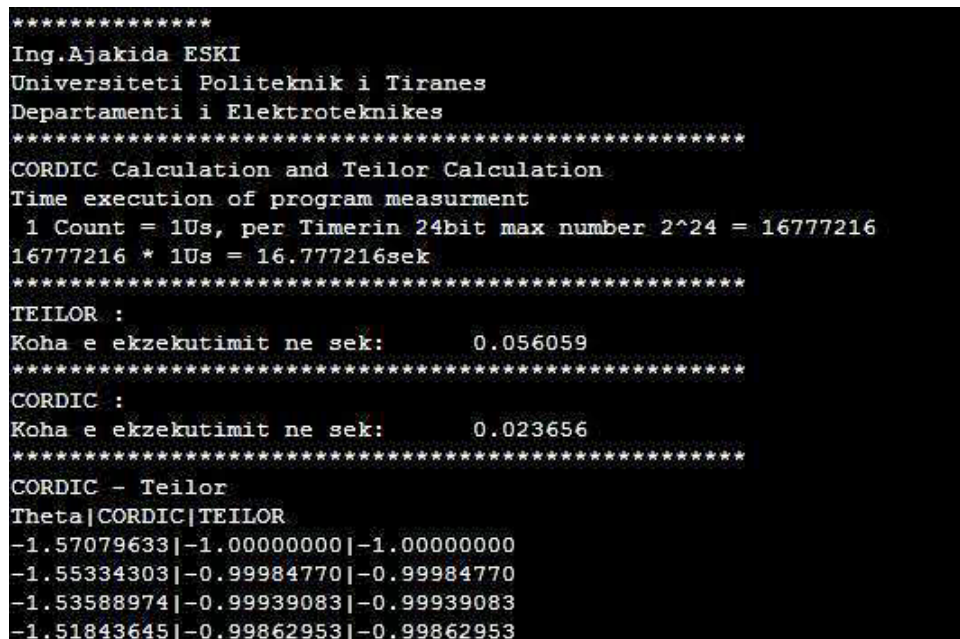
b) Ekzekutimi i algoritmit Taylor



```
Output
Show output from: All
arm-none-eabi-ar.exe: creating .\CortexM0\ARM_GCC_493\Debug\ARM_CORDIC.a
arm-none-eabi-gcc.exe -Wl,--start-group -o .\CortexM0\ARM_GCC_493\Debug\ARM_CORDIC.elf .\CortexM0\ARM_G
cyelftool.exe -C C:\Users\Komici\Cookies\Desktop\Untitled_Message\Mates_toke\Psoc_4_FOC\ARM_CORDIC\ARM_C
cyelftool.exe -S C:\Users\Komici\Cookies\Desktop\Untitled_Message\Mates_toke\Psoc_4_FOC\ARM_CORDIC\ARM_C
Flash used: 25316 of 32768 bytes (77.3 %).
SRAM used: 2356 of 4096 bytes (57.5 %). Stack: 1024 bytes. Heap: 768 bytes.
----- Build Succeeded: 02/17/2017 13:17:59 -----
```

Figura 6.6 Analiza e kapaciteteve të përdorura të memories

Pamje nga analiza e kohës së llogaritjes së vlerave të funksionit *sin*, përkatësisht, nga algoritmi CORDIC dhe *Taylor* janë paraqitur në figurën 6.7 [10].



```
*****
Ing.Ajakida ESKI
Universiteti Politeknik i Tiranes
Departamenti i Elektroteknikes
*****
CORDIC Calculation and Teilor Calculation
Time execution of program measurment
1 Count = 1Us, per Timerin 24bit max number 2^24 = 16777216
16777216 * 1Us = 16.777216sek
*****
TEILOR :
Koha e ekzekutimit ne sek:      0.056059
*****
CORDIC :
Koha e ekzekutimit ne sek:      0.023656
*****
CORDIC - Teilor
Theta|CORDIC|TEILOR
-1.57079633|-1.00000000|-1.00000000
-1.55334303|-0.99984770|-0.99984770
-1.53588974|-0.99939083|-0.99939083
-1.51843645|-0.99862953|-0.99862953
```

Figura 6.7 Analiza e kohës së ekzekutimit të algoritmit CORDIC dhe *Taylor*

Nga të dhënat e analizave të mësipërme të permblledhura në tabelën 6.4 [10], rezulton se algoritmi CORDIC mund të llogarisë 2.3 herë më shpejt dhe zë 47.1% më pak memorie se algoritmi Taylor, edhe pse ndryshe nga ai, llogarit njëkohësisht vlerat e funksionit $\sin$ dhe $\cos$. Kjo do të thotë se ekzekutimi i algoritmit CORDIC kërkon një procesor më të vogël dhe më të lirë që konsumon më pak energji, duke e bërë atë një algoritm të suksesshëm për aplikime në kohë reale.

Tabela 6. 4 Të dhënat e përdorimit të memories dhe kohës së ekzekutimit

Metoda	Përdorimi i memories		Koha e ekzekutimit [sekonda]
	Flash	SRAM	
CORDIC	24.0%	58.9%	0.023656
Taylor	77.3%	57.5%	0.056059

6.4 Eksperimenti për matjen e harmonikave të rrymës

Testimi i algoritmit për llogaritjen e harmonikave të rrymës bazohet në bllok-diagramën e paraqitur në figurën 6.8 që përbëhet nga :

- Rrjeti AC;
- Autotransformatori;
- Qarku matës;
- Voltmetër;
- Ampermetër;
- Konverter RS232-USB;
- Laptop;
- Ngarkesa AC (llampë ndriçimi inkandeshente).

Gjatë zhvillimit të eksperimentit (figura 6.9), vlerat e rrymës dhe tensionit të matura me aparatet standarde FLUKE 77III me gabim 0.1% konsiderohen si vlera reale (referencë). Si ngarkesë AC është përdorur një llampë ndriçimi inkandeshente. Niveli i rrymës në ngarkesë kontrollohet përmes ndryshimit të tensionit të aplikuar, duke përdorur një autotransformator që mundëson një tension në dalje në diapazonin 0 - 220 V. Testimi është përsëritur për disa vlera të ndryshme të tensionit të ushqimit në ngarkesë, që rezultojnë në vlera të ndryshme të rrymës në ngarkesë.

TESTIMI I SAKTËSISË DHE PERFORMANCES SË SISTEMIT

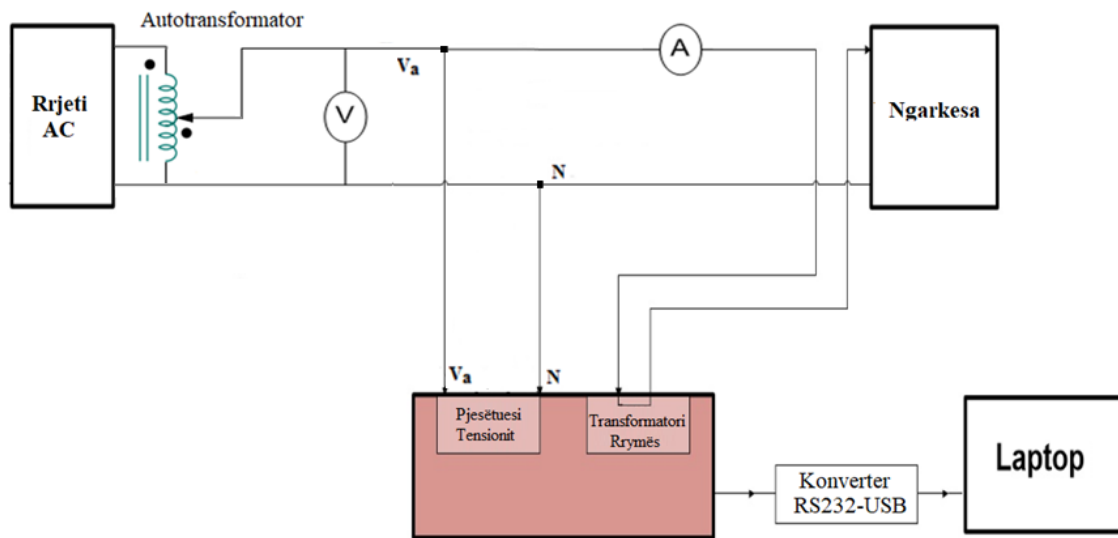


Figura 6.8 Bllok-diagrama e eksperimentit për matjen e harmonikave të rrymës

Sistemi i projektuar llogarit vlerën efektive të harmonikave të rrymës duke ekzekutuar algoritmin FFT. Për të vlerësuar performancën, sistemi llogarit vlerën efektive të rrymës duke përdorur algoritmin që bazohet në filtrin digjital *moving average*. Vlerat e përcaktuara nga sistemi krahasohen me vlerat e matura me ampermetrin standard FLUKE 77III. Në përfundim të testimit rezultatet në lidhje me amplitudën dhe frekuencën e 14 harmonikave sinusoidale jepen në tabelën 6.5.

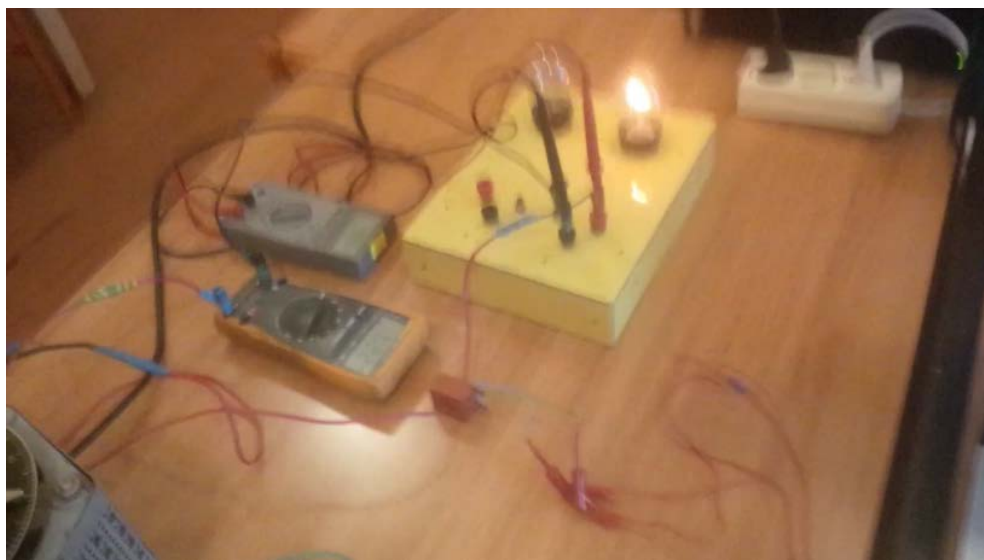


Figura 6.9 Pamje nga testimi i sistemit për vlerësimin e harmonikave të rrymës

Tabela 6. 5 Rezultatet e matjeve për harmonikat e rrymës

Harmonikat (Hz)	$V_{\text{voltm.}} = 210.7 \text{ V}$ $I_{\text{Amp.}} = 0.42\text{A}$ $I_{\text{mov.av.}} = 0.4266\text{A}$	$V_{\text{voltm.}} = 148.5 \text{ V}$ $I_{\text{Amp.}} = 0.35\text{A}$ $I_{\text{mov.av.}} = 0.3532\text{A}$	$V_{\text{voltm.}} = 57.7 \text{ V}$ $I_{\text{Amp.}} = 0.22\text{A}$ $I_{\text{mov.av.}} = 0.2149\text{A}$
0	0.0049	0	0.0013
50	0.4271	0.3533	0.2148
100	0.0003	0.0006	0.0011
150	0.0012	0.0018	0.0013
200	0.0004	0.0005	0.0005
250	0.0036	0.0022	0.0015
300	0.0003	0.0004	0.0003
350	0.0029	0.002	0.0013
400	0.0003	0.0004	0.0003
450	0.0016	0.0019	0.0009
500	0.0002	0.0002	0.0003
550	0.0025	0.0015	0.0013
600	0.0003	0.0005	0.0002
650	0.0018	0.0008	0.0005
700	0.0005	0.0002	0.0003

6.5 Eksperimenti për matjen e harmonikave të tensionit

Testimi i algoritmit për llogaritjen e harmonikave të disa formave të sinjalit të tensionit zhvillohet bazuar në bllok-diagramën e paraqitur në figuren 6.1. Testimi është kryer për sinjale tensioni në formë sinusoidale, kuadratike dhe trekëndore, të gjeneruara me një gjenerator funksioni AFG3021B. Me një aparat standard FLUKE 77III është matur vlera e tensionit, e cila konsiderohet si një vlerë referencë. Në sistemin e projektuar ekzekutohet një algoritëm bazuar në FFT për matjen e vlerës efektive të tensionit. Në përfundim të testimit, rezultatet në lidhje me amplitudën dhe frekuencën e 14 harmonikave sinusoidale jepen në tabelën 6.6 dhe krahasohen vlerat e llogaritura të tensionit me ato të matura me voltmetër.

Tabela 6. 6 Rezultatet e matjes për harmonikat e tensionit

Harmonikat (Hz)	Tipi Sinjalit			
	Sinusoidal		Kuadratik	Trekëndor
	$f_{\text{bazë}} = 50\text{Hz}$ $V_{\text{voltm}} = 0.572 \text{ V}$ $V_{\text{FFT}} = 0.5704 \text{ V}$	$f_{\text{bazë}} = 100\text{Hz}$ $V_{\text{voltm}} = 0.572 \text{ V}$ $V_{\text{FFT}} = 0.5684 \text{ V}$	$f_{\text{bazë}} = 50\text{Hz}$ $V_{\text{voltm}} = 0.885 \text{ V}$ $V_{\text{FFT}} = 0.7963 \text{ V}$	$f_{\text{bazë}} = 50\text{Hz}$ $V_{\text{voltm}} = 0.512 \text{ V}$ $V_{\text{FFT}} = 0.453 \text{ V}$
0	0.0075	0.0066	0.0064	0.0052
50	0.5696	0.0049	0.7189	0.4551
100	0.0024	0.5686	0.0003	0.0021
150	0.0020	0.0036	0.2396	0.0506
200	0.0008	0.0013	0.0001	0.0007
250	0.0006	0.0014	0.1446	0.0174
300	0.0005	0.0008	0.0001	0.0008
350	0.0005	0.0005	0.1056	0.0090
400	0.0004	0.0004	0.0003	0.0005
450	0.0007	0.0005	0.0825	0.0056
500	0.0005	0.0005	0.0004	0.0002
550	0.0018	0.0004	0.0676	0.0023
600	0.0005	0.0003	0.0004	0.0003
650	0.0011	0.0008	0.0601	0.0025
700	0.0003	0.0011	0.0003	0.0001

6.6 Testimi përfundimtar i sistemit të projektuar

Bllok-diagrama e testimit funksional të përgjithshëm të performancës së sistemit është paraqitur në figurën 6.10. Si ngarkesë AC në skemë është përdorur një llambë ndriçimi inkandeshente që ushqehet me tensionin e rrjetit. Qarku matës është lidhur me një laptop, në mënyrë që të ngarkohet programi DSP. Qarku matës i dërgon parametrat e matur në laptop nëpërmjet portës së tij seriale. Meqenëse laptopi nuk ka portë seriale, një konverter USB-serial është përdorur për të bërë konvertimin midis sinjaleve RS232 dhe USB. Për

TESTIMI I SAKTËSISË DHE PERFORMANCES SË SISTEMIT

kalibrimin e sistemit të projektuar përdoren aparate FLUKE 77III me gabim matjeje 0.1% , leximet e të cilave konsiderohen si vlera referencë.

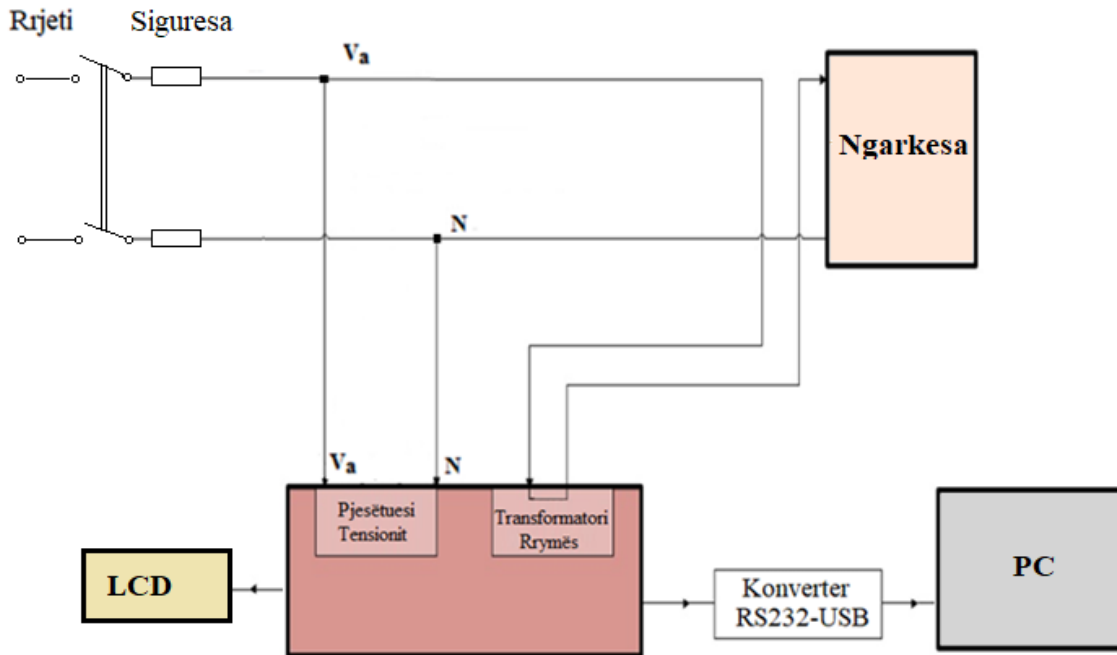


Figura 6.10 Bllok-diagrama e testimit të përgjithshëm të sistemit

Të gjitha rezultatet e matjeve monitorohen në laptop në nje *file Excel*, si dhe në një LCD, siç tregohet në pamjen e figurës 6.11. Përditësimi i të dhënave në LCD bëhet çdo 0.5 sekonda.



Figura 6.11 Pamje nga monitorimi i rezultateve të matjeve në Excel dhe në LCD

6.7 Bibliografia

- [1] Önder Yazlik, Design and development of a simple power quality monitor for low voltage distribution system, Master Science Thesis, Middle East Technical University, Electrical And Electronics Engineering, February 2014.
- [2] Pilot Telemetry and Management System for the Electric Power Supply Demand by Residential and Small Commercial Consumers and Implementation of Smart Grids, Technical specification of single-phase and three-phase electronic meters.
- [3] Testing and Measurement Techniques – Power Quality Measurement Methods. Edition 2.0. IEC 61000-4-30 Standard, 2008-10.
- [4] Ajakida Eski, Orion Zavalani, Denald Komici, “RMS Value Measurement Using a Meter Based on ARM Cortex-M0 Microprocessor”, *European Journal of Electrical & Computer Engineering* (EJECE), Vol. 1, No. 2, November 2017, ISSN (Online) 2506-8016, <http://www.ejece.org>.
- [5] J. S. Walther, A unified algorithm for elementary functions, in Proceedings of the 38th Spring Joint Computer Conference, Atlantic City, NJ, 1971, pp.379–385.
- [6] Ajakida ESKI, Denald KOMICI, Marjola PUKA, ”The implementation of a digital filter-based algorithm for RMS value measurement in an ARM microprocessor”, *8th International Conference Information Systems And Technology Innovations* (ISTI), Session 2: Cloud and Mobile Technologies, Proceedings Book pg. 25, Tirana, June 23 - 24, 2017, ISBN: 978-9928-148-67-4, Website www.conference.ijsint.org.
- [7] Ajakida Eski, Orion Zavalani, Denald Komici, “Zbatimi i një algoritmi për matjen e fuqisë duke përdorur një mikrokontroller tip ARM”, *Instituti Albshkenca, Takimi XII Vjetor Ndërkombëtarë, Seksioni i Shkencave të Inxhinierisë dhe Teknologjisë së Informacionit*, Prishtinë, Kosovë, 1-3 Shtator 2017, ISBN 978-9951-518-13-0.
- [8] Ajakida Eski, Orion Zavalani, Denald Komici “The implementation of a digital filter-based algorithm for active power measurement using an ARM microcontroller”, *European Journal of Electrical & Computer Engineering* (EJECE), Vol. 1, No. 3, December 2017, ISSN (Online) 2506-9853, <http://www.ejece.org>.
- [9] Thousif ahamed, A.Sreedevi, Design and Development of PIC Microcontroller Based 3 Phase Energy Meter, *International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology*, Volume 3, Special Issue 1, ISSN : 2347 – 6710, February 2014.
- [10] Ajakida Eski, Denald Komici, Orion Zavalani, “Evaluation of CORDIC Algorithm for the processing of sine and cosine functions “, *International Journal of Business and Management Invention* (IJBMI), Volume 6 Issue 2 || February. 2017 || PP—65-75, ISSN (Online): 2319 – 8028, ISSN (Print): 2319 – 801X, <http://www.ijbmi.org>.

Kapitulli 7

PËRFUNDIME DHE OBJEKTIVA PËR TË ARDHMEN

7.1 Përfundime

Reduktimi i konsumit të energjisë elektrike dhe përdorimi i qëndrueshëm i saj, përmes përmirësimeve në infrastrukturë dhe funksionimit të optimizuar, është një nga prioritetet e Shqipërisë që përfshihen në Strategjinë Kombëtare të Energjisë. Efektiviteti i përdorimit të energjisë në ndërtesa identifikohet si një faktor i rëndësishëm për reduktimin e konsumit të energjisë nga qytetarët dhe pjesë e inteligjencës energjetike. Përmirësimi i efikasitetit të përdorimit të energjisë përmes polikave të menaxhimit të energjisë në godina, të realizuara nga përdorimi i sistemeve inteligjente të menaxhimit, është një nga mënyrat më të pastra dhe më të sigurt që mundësojnë krijimin e potencialeve për kursimin e energjisë elektrike.

Kjo tezë është fokusuar në studimin dhe realizimin e një sistemi për monitorimin e energjisë elektrike në kohë reale, në nivelin e një konsumatori njëfazor, bazuar në teknikat e përpunimit të sinjalit digjital, si një infrastrukturë që ofron informacion për sistemet inteligjente të menaxhimit të energjisë. Vlerësimi i parametrave të energjisë elektrike është realizuar në një platformë *software*, bazuar në një MCU. Punimi është organizuar në shtatë kapituj, të cilët trajtojnë në mënyrë të plotë nga ana teorike dhe praktike qëllimin kryesor dhe objektivat e këtij punimi.

Fillimisht është bërë një paraqitje e shkurtër e tabllës së konsumit të energjisë elektrike ndër vite, duke evidentuar përdoruesit e ndërtesave tregtare, publike dhe rezidenciale si konsumatorët me rritjen më të shpejtë të përdorimit të energjisë elektrike, që zënë peshën kryesore të bilancit energjistik në Shqipëri dhe në shkallë botërore. Shqyrtimi i strategjive të menaxhimit të energjisë në ndërtesa, si një nga metodat efikase për reduktimin e saj përmes optimizimit të konsumit, evidenton sistemet inteligjente të menaxhimit të energjisë si e ardhmja e zbatimit të politikave të kursimit të energjisë elektrike. Domosdoshmëria e një infrastrukture që ofron informacion të plotë nga monitorimi i energjisë elektrike në kohë reale dhe që përmbush kërkesat e avancuara të sistemeve të menaxhimit të energjisë përmes aftësive komunikuese, ka qenë nxitja kryesore për këtë punim.

Më tej, një vëmendje e veçantë i është kushtuar studimit të literaturës bashkëkohore europiane dhe botërore në lidhje me sistemet moderne të monitorimit të energjisë elektrike në kohë reale, si elementi thelbësor i një sistemi inteligjent të menaxhimit të energjisë në ndërtesa. Përshkrimi teorik i dy komponentëve kryesorë të tij, aspektit *hardware* dhe *software* është organizuar në dy kapituj. Në Kapitullin 2, aspekti teorik i *hardware*-it të sistemit të monitorimit, është trajtuar përmes çështjeve si vijon:

- a. Struktura e përgjithshme e një sistemi monitorimi të energjisë elektrike në kohë reale, bazuar në teknikat e përpunimit të sinjalit digjital dhe realizimi i tij si një kombinim *hardware* dhe *software*.
- b. Analiza teorike e ADC-ve, si një ndërfaqe e domosdoshme ndërmjet botës analoge dhe mikroprocesorëve, si dhe mundësia e gjerë e zgjedhjes së performancës, fuqisë, kostos dhe kompleksitetit, që ofrojnë arkitekturat e ndryshme të ADC-ve.
- c. Përzgjedhja e frekuencës së kampionimit, bazuar në Teoremën *Shannon*.
- d. Përdorimi i metodave të ndryshme për matjen e rrymës dhe tensionit, duke cilësuar avantazhet dhe disavantazhet e secilës metodë.

Në Kapitullin 3 është bërë një përshkrim teorik i teknikave kryesore të përpunimit të sinjalit digjital, si filtrimi digjital, DFT-ja dhe FFT-ja, në një nivel të nevojshëm për të kuptuar algoritmet e matjes.

Pas një analize të plotë teorike të të gjithë komponentëve përbërës të një sistemi monitorimi të energjisë elektrike në kohë reale, puna për projektimin e sistemit është ndarë në dy pjesë kryesore, projektimi i *hardware*-it të sistemit dhe projektimi i algoritmeve të llogaritjes së parametrave të energjisë elektrike. Në Kapitullin 4 është paraqitur zgjidhja që i është dhënë njërit prej problemeve të këtij punimi, projektimi i *hardware*-it të sistemit të monitorimit, përmes trajtimit të çështjeve siç vijon:

- a. Identifikimi i kërkesave të aplikimit për konvertimin analog-digjital, bazuar në konceptet kryesore të konvertimit të të dhënave, frekuencën e kampionimit si dhe frekuencën *Nyquist*.
- b. Përzgjedhja e ADC-së, thelbësisht e rëndësishme për suksesin e DSP-së, si një kombinim i kërkesave të aplikimit (*frekuenca e kampionimit* dhe *rezolucioni* i dëshiruar) dhe disponueshmërisë së ADC-së që përputhet me këto specifikime.
- c. Bazuar në avantazhet dhe disavantazhet e cilësuar për secilën metodë të matjes së rrymës dhe tensionit si dhe në kërkesat e aplikimit, është bërë përzgjedhja e qarqeve për matjen e këtyre dy sinjaleve.

Për realizimin e sistemit është përdorur një mikrokontroller ARM Cortex-M0 në një *chip* PSoC4, CY8C4245AXI-483, si një zgjidhje me kosto të ulët dhe teknologji të lartë, që përmbush kërkesat e sistemit në lidhje me performancën dhe koston. Mikrokontrolleri ARM

Cortex-M0 vepron si një sistem i përpunimit dhe transmetimit të të dhënave. Sinjali i rrymës dhe i tensionit lidhen në hyrjet analoge. Njësia e kushtëzimit të sinjalit filtron dhe përshtat sinjalet e hyrjes në përputhje me hyrjet e ADC-së dhe siguron tensionet e kërkuara të sistemit. Sinjali i tensionit të fazës matet me një pjesëtues tensioni dhe sinjali i rrymës së fazës matet me një transformator rryme. ADC-ja kampionon dhe konverton sinjalet e hyrjes në formë digjitale dhe i dërgon ato në MCU. Mikrokontrollori ekzekuton në kohë reale të gjithë algoritmet për vlerësimin e parametrave të energjisë elektrike, bazuar në vlerat digjitale të rrymës dhe tensionit. Më pas, i dërgon të dhënat në PC përmes ndërfaqes seriale dhe LCD. Një përmbledhje e specifikimeve kryesore të sistemit të realizuar jepet në tabelën 7.1.

Tabela 7. 1 Specifikimet e sistemit të projektuar

Parametrat	Vlerat
Klasa e matjes	B
Frekuenca Nominale (Hz)	50
Tensioni Nominal (V)	220
Rryma Nominale (A)	5
Rryma Maksimale (A)	60
Rryma Minimale (A)	0.25
Numri Harmonikave	14
Diapazoni Dinamik	240:1
Gabimi Maksimal	±1%

Në Kapitullin 5 janë paraqitur të gjithë algoritmet e përpunimit të sinjalit që janë përdorur për vlerësimin e parametrave të energjisë elektrike nga *hardware* i projektuar, në përputhje me rekomandimet e standardeve evropiane EN 50470-1 & EN50470-3 dhe standardeve ndërkombëtare IEC 62052/11, IEC 62053-21-22-23, IEC 61000-4-30 & IEC 61000-4-7 për matësit elektronikë. Sistemi i projektuar ekzekuton algoritme matje që bazohen gjerësisht në filtrat digjitalë FIR dhe IIR. Secili prej algoritmeve kërkon vetëm kampionet e çastit të tensionit dhe rrymës, që merren në intervale kampionimi konstante dhe ekzekutohet në MCU. Sistemi monitoron parametrat e energjisë elektrike, të tillë si energjia aktive, energjia reaktive, fuqia aktive, fuqia reaktive, fuqia e dukshme, koeficienti i fuqisë, vlera efektive e tensionit, vlera efektive e rrymës dhe vlerat efektive të harmonikave të interesit të tensionit dhe rrymës në ngarkesë.

Detyra kritike e një sistemi monitorimi të energjisë elektrike në kohë reale është llogaritja e saktë e parametrave të energjisë. Prandaj, në Kapitullin 6 konkretizohet qëllimi i punimit; sistemi i realizuar testohet nëpërmjet eksperimenteve të kryera në laboratorët e Fakultetit të Inxhinierisë Elektrike. Pajisjet e përdorura për verifikimin e performancës së sistemit kanë shërbyer si referencë për matjet e kryera.

Në përfundim të testimit është bërë vlerësimi i performancës së sistemit dhe është arritur në përfundimin se sistemi i projektuar monitoron parametrat e energjisë elektrike në kohë reale brenda objektivit të përcaktuar të saktësisë së matjes 1%, duke përmbushur kështu kërkesat për një matje të klasës B, të përcaktuar në standardet evropiane EN 50470-1 & EN50470-3 për matësit elektronikë. Rendi i saktësisë së matjes dhe diapazoni dinamik i rrymës na motivojnë se sistemi i projektuar është një zgjidhje e suksesshme, me performancë të lartë dhe kosto të ulët.

7.2 Objektiva për të ardhmen

Përgjatë punës së kryer në këtë tezë janë identifikuar gjithashtu edhe objektivat e mundshëm për punën e ardhshme, që mund të çojnë në një performancë më të mirë të sistemit dhe ta bëjnë atë më interesant dhe të përdorshëm në një diapazon më të gjerë aplikimesh. Ndoshta, vazhdimi i kësaj pune mund të përqëndrohet në drejtimet, si më poshtë vijon:

1. Përmirësimi i algoritmeve të prezantuar të matjes përmes filtrimit të mëtejshëm të sinjalit digjital.
2. Zgjerimi i algoritmeve të matjes me llogaritjen e funksioneve të tjerë në nivelin e saktësisë të mandatuar nga standardet IEC dhe EN.
3. Transmetimi dhe aksesimi në distancë i të dhënave të njësisë matëse, nëpërmjet një platforme komunikimi *wireless*, në një qëndër të monitorimit dhe analizës së të dhënave.
4. Integrimi i sistemit të projektuar në një sistem inteligjent të menaxhimit të energjisë, që mundëson një kontroll të suksesshëm të konsumimit të energjisë elektrike në objektet publike.

Përshkrimi i objektivave të mësipërm për avancimin e punës së prezantuar në këtë tezë nuk është përfundimtar, por një paraqitje e hapësirave të tjera kërkimore që janë hapur.

