



REPUBLIKA E SHQIPËRISË
UNIVERSITETI POLITEKNIK I TIRANËS
FAKULTETI I INXHINIERISË ELEKTRIKE

DISERTACION

PËR MBROJTEN E GRADËS SHKENCORE

“DOKTOR”

**KONTROLI NË KOHË REALE I GJENERATORIT
SINKRON NËPËRMJET SOFTIT LABVIEW**

Përgatitur nga

Msc. Ing. Gentian DUME

Udhëheqës Shkencor

Prof. Dr. Gëzim KARAPICI

Tiranë 2016



REPUBLIKA E SHQIPËRISË
UNIVERSITETI POLITEKNIK I TIRANËS
FAKULTETI I INXHINIERISË ELEKTRIKE

DISERTACION

i

paraqitur nga

Msc. Ing. Gentian DUME

për marrjen e gradës shkencore

“DOKTOR”

në Inxhinieri Elektrike – Automatizim i Industrisë

KONTROLI NË KOHË REALE I GJENERATORIT SINKRON NËPËRMJET SOFTIT LABVIEW

Mbrohet me datë 8.06.2016 para Jurisë të miratuar nga Rektori i UPT
me shkresën Nr.261/1 datë 18.02. 2016.

1. Prof. Dr. Orion ZAVALANI	Kryetar
2. Prof. Dr. Petrika MARANGO	Anëtar (Oponent)
3. Prof. Dr. Ymer LUGA	Anëtar
4. Prof. Asoc. Aida SPAHIU	Anëtar
5. Prof. Asoc. Viktor TOPULLI	Anëtar (Oponent)

MIRËNJOHJE

Falenderoj udhëheqësin tim shkencor Prof. Dr. Gëzim KARAPICI për mbështetjen dhe besimin, që ka patur gjithnjë tek unë për realizimin e këtij punimi. Për mua është dhe do të mbetet një shembull dhe model i një Profesori, që di të nxjerrë në pah maksimumin e aftësive të një studenti, një udhërrëfyes për të cilin ndihem i privilegjuar.

Falenderoj gjithashtu të gjithë kolegët e Fakultetit të Inxhinierisë Elektrike, të cilët më kanë mbështetur gjatë këtyre viteve në punën time, e cila u finalizua me përfundimin e këtij disertacioni.

Një falenderim shkon edhe për Prof. Cosimo Greco, Ing. Luigi Spagnolo dhe Prof. Ivan Cibrario Bertolotti të Universitetit Polteknik të Torinos për ndihmesën e tyre për realizimin e sistemit të kontrollit në kohë reale.

Së fundi, falenderoj edhe familjen time, e cila më ka mbështetur për finalizimin e këtij punimi.

Këtë punim ia dedikoj dy djemve të mi:

MARKO dhe NATAN

Përmbajtja

1.	Hyrje	1
1.1.	Motivimi	2
1.2.	Objektivi	3
1.3.	Struktura	4
1.3.1.	Konceptet bazë të kontrollit dhe simulimit në kohë reale	4
1.3.2.	Teknikat e kontrollit në kohë reale	7
1.4.	Kompjuteri në kohë reale	8
1.4.1.	Hardueri	8
1.4.1.1.	Njësia qendrore e përpunimit (CPU)	10
1.4.1.2.	Memoria	10
1.4.1.3.	Ndërfaqjet hyrje-dalje (I/O interfaces)	10
1.4.1.4.	Ora reale	12
1.4.2.	Softueri	12
1.5.	Bibliografia	13
2.	Rregullimi i tensionit dhe frekuencës në gjeneratorin sinkron	17
2.1	Rregullimi i tensionit të gjeneratorit sinkron	17
2.2	Rregullimi i frekuencës së gjeneratorit sinkron	18
2.3	Gjeneratori sinkron si objekt rregullimi	20
2.3.1	Sistemet e eksitimit të makinave sinkrone	20
2.3.1.1	Sistemet e eksitimit me makina rrotulluese	20
2.3.1.2	Sistemet statike të eksitimit	22
2.3.1.3	Karakteristikat e rregullimit të sistemit të eksitimit të GS	23
2.3.1.4	Agregati turbinë-gjenerator si objekt rregullimi	24
2.4	Mjetet e përdorura	25
2.4.1	Hyrje	25
2.4.2	Elementët e konturit të mbyllur për rregullimin e tensionit të GS	28
2.4.2.1	Softueri LabVIEW	28
2.4.2.2	Karta PCI 6251/BNC 2120	28
2.4.2.3	Blloku i dhënësive dhe qarqet përshtatës	29
2.4.2.3.1	Matësi i shpejtësisë këndore	29
2.4.2.3.2	Moduli i matjes së tensioneve dhe rrymave fazore	31
2.4.2.4	Blloku ekzekutues	34

2.4.2.4.1	Hyrje.....	34
2.4.2.4.2	Shndërruesit statikë (AC-DC dhe DC-DC)	34
2.4.2.4.3	Simulimi dhe ndërtimi në laborator i ekzekutuesve.....	36
2.4.2.5	Motori i rrymës së vazhduar	41
2.4.2.6	Gjeneratori sinkron.....	41
2.4.3	Disa konsiderata.....	42
2.5	Bibliografia.....	42
3.	Identifikimi i modelit të makinës sinkrone.....	44
3.1	Njohuri të përgjithshme mbi makinën sinkrone.....	44
3.2	Transformimi i Parkut.....	46
3.3	Modeli matematik.....	49
3.3.1	Transformimi në rrafshin qd0.....	52
3.3.2	Fluksi i plotë në funksion të rrymave të pështjellave	54
3.3.3	Madhësitë e rotorit të shprehura në stator	55
3.3.4	Ekuacionet e tensioneve në rrafshin qd0 me referim në rotor	58
3.3.5	Momenti elektromagnetik.....	59
3.4	Simulimi i makinës sinkrone trefazore.....	60
3.4.1	Modelimi i gjeneratorit sinkron në LabVIEW.....	61
3.4.2	Verifikimi i modelit të gjeneratorit sinkron në LabVIEW	66
3.4.3	Klasifikimi i modeleve të gjeneratorit sinkron.....	70
3.5	Bibliografia.....	72
4.	Projektimi i sistemit të kontrollit.....	74
4.1	Kontrolli linear analog	74
4.1.1	Hyrje.....	74
4.1.2	Rregullatorët PID	74
4.1.2.1	Veprimi propocional $C(s)=K_p$	76
4.1.2.2	Veprimi Integral $C(s)=1/T_i \cdot s=K_i/s$	76
4.1.1.1	Veprimi derivues $C(s) =K_d \cdot s$	77
4.1.3	Disa tipe strukturash të rregullatorëve PID.....	77
4.1.4	Zgjedhja e kriterëve për rregullim	78
4.1.5	Zgjedhja e tipit të rregullatorit	80
4.1.1.2	Procesi i qëndrueshëm.....	80
4.1.1.3	Procesi i paqëndrueshëm	81

4.2	Projektimi i sistemit të kontrollit bazuar në modelin matematik të GS82	
4.2.1	Identifikimi i skemës funksionale të gjeneratorit sinkron	83
4.2.2	Identifikimi eksperimental i funksionit transmetues të MRVEPav. model 8211 me ndihmën e softit LabVIEW.....	84
4.2.2.1	Makina e rrymës së vazhduar MRVEP dhe rregullimi i shpejtësisë së saj në regjim motor.....	85
4.2.2.2	Ndërtimi i një prototipit të shpejtë të kontrollit të shpejtësisë të MRVEPav. model 8211.....	87
4.2.2.3	Konfigurimi bujtës/objekt për kontrollin në kohë reale.....	91
4.2.2.4	Modelimi i sistemit të hapur mbi bazë eksperimentale	91
4.2.3	Projektimi i rregullatorit për kontrollin e shpejtësisë së MRV 8211.....	98
4.2.3.1	Studimi i qëndrueshmërisë së sistemit.....	98
4.2.3.1.1	Simulimet në rrafshin e kohës	99
4.2.3.1.2	Arsyetimi i metodës së zgjedhur	100
4.2.3.1.3	Studimi i qëndrueshmërisë me kriterin Nyquist	100
4.2.3.2	Sinteza e rregullatorit të shpejtësisë me ndihmën e LabVIEW...107	
4.2.3.3	Implementimi numerik i rregullatorit PID analog të sintetizuar për kontrollin e shpejtësisë të MRVEPav. 8211.....	113
4.3	Kontrolli në kohë reale i shpejtësisë së MRVEPav. 8211.....	116
4.4	Identifikimi eksperimental i funksionit transmetues të gjeneratorit sinkron model 8241 me ndihmën e softit LabVIEW.....	126
4.4.1	Projektimi i rregullatorit për kontrollin e tensionit me ndihmën e softuerit LabVIEW.....	130
4.4.2	Sinteza e rregullatorit të tensionit me ndihmën e softit LabVIEW.....	132
4.4.2.1	Implementimi numerik i rregullatorit PID analog të sintetizuar për kontrollin e tensionit të GS 8241.....	138
4.4.3	Kontrolli në kohë reale i tensionit të GS 8241.....	143
4.5	Disa konsiderata.....	146
4.6	Bibliografia.....	146
5.	Pjesa eksperimentale	149
5.1.	Përshkrimi i Sistemit Virtual për kontrollin dhe monitorimin e gjeneratorit sinkron model 8241.....	149
5.2.	Vënia në punë e Sistemit Virtual.....	152
5.3.	Provat eksperimentale për rregullimin e tensionit të GS.....	153
5.4.	Provat eksperimentale për rregullimin e shpejtësisë të GS	162

5.5. Provat eksperimental për ndryshim të ngarkesës të GS	167
5.6. Bibliografia.....	171
6. Përfundime	173
Shtojca A	177
Hyrje në LabVIEW.....	177
Gjuha grafike e programimit dhe fluksi i të dhënave (dataflow).....	178
Si punon LabVIEW?	178
LabVIEW dhe bota reale.....	180
Evolucioni i LabVIEW-së.....	180
Mbledhja e të dhënave.....	182
Lidhja (konektiviteti).....	185
Shembull i një instrumenti virtual specifik	185
Shtojca B	186
Ekuacionet e modelit të GS	186
Bibliografia.....	189

KAPITULLI I

Të përgjithshme mbi punimin

1. Hyrje

Në dy dekadat e fundit, kompjuteri është përmirësuar në fuqinë e procesimit me kosto të pranueshme. Nga ana tjetër, kjo ka çuar në kërkesa emergjente për aplikacione tej mase të sofistikuara, të cilat jo vetëm të mundësojnë simulime me besueshmëri të lartë të sistemeve dinamike, por gjithashtu të gjenerojnë në mënyrë automatike kodet për kontrollin në kohë reale të transmiseve elektrike. Sot, transmetimet elektrike, sistemet e elektronikës së fuqisë dhe komandimi i tyre është bërë shumë kompleks, ndërsa përdorimi i tyre po rritet vazhdimisht në të gjithë sektorët si: sistemet elektrike të fuqisë, makinat tërheqëse, makinat hibride, elektronika për industri dhe për përdorim të përgjithshëm, automatizim, sistemet navale dhe të aviacionit, etj. Zhvillimet e fundit në mikroprocesorë, mikrokompjutera, dhe mikrokontrollera si DSP, FPGA, dSPACE etj., dhe gjysmëpërcjellësve të fuqisë kanë sjellë një impakt të madh në performancën e transmiseve elektrike. Për shkak të përmirësimeve të mjeteve softuerike si MATLAB/SIMULINK bashkë me Real Time Workshop (RTW) dhe Real Time Windows Target (RTWT) apo LabVIEW me Real Time Module (RTM), simulatorët në kohë reale po përdoren gjerësisht në shumë fusha të inxhinierisë, si ajo e industrisë, institucioneve kërkimore dhe të edukimit. Si rezultat, përfshirja e aplikacioneve të simulimit në kohë reale në inxhinierinë moderne iu sjell një ndihmë të konsiderueshme kërkuesve dhe akademikëve [1].

Në këtë punim do të paraqitet në sistem virtual i ndërtuar për kontrollin dhe studimin e sjelljes dinamike të një gjeneratori sinkron me pole të dukshme me pështjellë eksitimi. Njëri nga qëllimet e këtij punimit do të jetë përfundimi i një modeli të gjeneratorit sinkron në ambientin e softuerit LabVIEW, që të na lejojë implementimin e strategjive të ndryshme të kontrollit [2]. Modeli është projektuar dhe realizuar në ambientet e laboratorit të Matjeve Elektrike të FIE.

Për të plotësuar kërkesat në rritje për ndërtimin e prototipeve për testet e gjeneratorëve sinkronë do të projektohet dhe implementohet një sistem testues i ri bazuar në instrumentet virtuale. Ai përbëhet nga kompjuteri në rolin e rregullatorit, dhënësa, përshtatësit e sinjaleve, modulet ekzekutuese dhe karta shndërruese A/D dhe D/A [3]. Ky sistem mund të kontrollojë me lehtësi vlerën e tensionit në bornat e gjeneratorit.

Më qëllim që të përfohet një tension konstant në bornat e gjeneratorit, rryma e pështjellës së eksitimit do të kontrollohet nga rregullatori automatik i tensionit (RAT). Në shumë RAT përdoret mënyra e rregullimit me kontrollin e këndit të ndezjes së tirisorit. Gjithësesi rregullimi me këtë mënyrë është më i ngadaltë se në rastin kur konvertuesi është i përbërë nga tranzistorë MOSFET apo IGBT, duke sjellë vështirësi në arritjen e një përgjigjeje të shpejtë gjatë veprimit të rregullatorit. Për më tepër tek RAT analogë ekzistues është e vështirë që sistemi të monitorohet. Kjo gjë nuk është komode për përdoruesin [4]. Në këtë punim dot të implementohet një RAT për një gjenerator sinkron me pole të dukshme duke përdorur tranzistorë MOSFET. Për më tepër do të ndërtohet edhe një ndërfaqje për monitorimin e sistemit e bazuar në softuerin LabVIEW.

1.1. Motivimi

Në ditët e sotme, si pasojë e progresit të arritur në teknologjinë e prodhimit të gjysmë përcjellësive, kontrolli në kohë reale i makinave elektrike në fushën e inxhinierisë, ka marre më shumë vëmendje. Si pasojë e rritjes së kompleksitetit dhe kostos për projektimin, dhe kërkesës për të ulur të ashtuquajturën **kohën për në treg**, testimi dhe vlerësimi i sistemeve komplekse sa vjen e bëhet më i rëndësishëm në etapën e projektimit. Me zhvillimin e arritur në teknologjinë e prodhimit të procesorëve dhe softuerëve si dhe ulja e kostos së tyre, është bërë e mundur përdorimi i pjesshëm apo i plotë i tyre në projektim, integrim dhe testim. Simulimi në kohë reale (RT) është përqasja, e cila tradicionalisht iu rezervohet projekteve të mëdhenj e komplekse (sistemeve energjitike, avionit). Kërkimet në modele të përpikëta të topologjive të reja konverter-inverter dhe strategjive të kontrollit janë ndër fushat më të rëndësishme të kërkimit në transmisionet elektrike. Një sistem, që përbëhet nga një makinë elektrike, e cila komandohet nga një shndërrues statik është një sistem kompleks dhe jo linear. Kështu, bërja e një analize në nivel sistemi, është një nga hapat më të rëndësishëm në zhvillimin e një produkti kompleks sa më të plotë dhe në rrugë sa më ekonomike. Për këtë lind nevoja e simulimeve në kohë reale. Një nga aspektet më të kërkuara për sistemet e kontrollit në kohë reale është që të lidhësh hyrjet dhe daljet e sistemit kontrollit, që do të tarohet me një simulator në kohë reale të procesit, që duam të kontrollojmë.

Duke qenë se të gjitha konturet e kontrollit janë të mbyllur me anë të simulatorit, kjo metodë shpesh quhet simulim i *Harduerit në Lak HNL* (Hardware-in-the-Loop HIL). Me përdorimin e simulimeve HNL ne mund të vlerësojmë ndërveprimet e nënsistemeve. Në këto lloj simulimesh, pajisja që po tarohet është e lidhur me një model dinamik në kohë reale ekuivalent të objektit të rregullimit. Një veçori e kësaj qasjeje është se: ajo lejon një kalim gradual prej simulatorit në objektin real. Pra, nga një model në një nënsistem elektro-mekanik të integruar pjesërisht real dhe së fundmi të plotë në konturin e mbyllur, kur ata janë fizikisht të disponueshëm. Një simulim HNL mund të ndihmojë duke reduktuar hallkat e projektimit, uljen e kostos së përgjithshme, parandalimit të falimentimeve, që përkthehen gjithashtu në kosto, testimit dhe stresimit të një nënsistemi para se ky i fundit të integrohet në një sistem. Një nga arsytet për përdorimin e simulimit në kohë reale me ndihmën e HNL-së është, kur një pajisje e veçantë është shumë e vështirë për t'u modeluar. Prandaj është më ekonomike të përdorësh këtë pajisje direkt në simulim pa e modeluar atë. Simulimet numerike në kohë reale kërkohen prej aplikacioneve HNL dhe përdorimi i tyre sjell një prototip më të shpejtë duke ulur koston e procesit të projektimit. Strukturat e sistemeve në kohë reale lejojnë implementimin e modeleve të makinave elektrike me ekuacione të rendeve të larta dhe vlerësimin e performancës së tyre në kohë reale [5-15].

Nga sa mësipër do të ishte me interes ndërtimi i një stende eksperimentale, ku të përdorej teknika HNL për tarimin e rregullatorëve të ndryshëm, të nxjerrë nga analiza teorike, pa qenë nevoja për t'i sintetizuar fizikisht. Provat eksperimentale mund të bëhen direkt mbi objektin e rregullimit, i cili do të lidhet me kompjuterin ku ndodhet modeli i rregullatorit me ndihmën e kartave

shndërruese A/D, D/A dhe qarqeve përshtatës.

Një mundësi tjetër do të ishte ajo e ndërtimit të modelit të makinës elektrike, që duam t'i kontrollojmë parametra të caktuara dhe në stendën eksperimentale të vendosnim rregullatorë fizikë, dhe duke ndërvepruar me modelin të tarohej rregullatori. Kjo do të paraqiste interes kur makina elektrike ndodhet në punë (p.sh. gjeneratori sinkron) dhe duam të tarojmë një rregullator, i cili nuk mund të lidhet me objektin e rregullimit, për të cilin është menduar të shfrytëzohet.

Në aspektin mësimdhënës të dy variantet, që sugjerohen mund të paraqesin interes në disa nga lëndët që zhvillohen pranë FIE, duke patur parasysh kufizimet në infrastukturën laboratorike.

1.2. Objektivi

Objektivi i këtij punimi do të jetë kontrolli në kohë reale i gjeneratorit sinkron model 8241 të prodhuar nga Lab-Volt, me ndihmën e softuerit LabVIEW. Qëllimi do të jetë mbajtja konstante e tensionit në bornat e këtij gjeneratori pavarësisht se do të kemi ndryshime të ngarkesës rreth vlerës nominale të punës së gjeneratorit.

Kontrolli do të realizohet duke rregulluar frekuencën e gjeneratorit me ndihmën e një motori të rrymës së vazhduar, model 8211 nga Lab-Volt. Shpejtësia e motorit do të rregullohet duke ndryshuar tensionin e vazhduar në qarkun e induktit me ndihmën e një shndërruesi statik SHS V-V, i cili do të projektohet dhe realizohet fizikisht. Rregullimi i vlerës së tensionit në dalje të shndërruesit do të pilotohet nga kompjuteri në kohë reale me ndihmën e një algoritmi, që do të ndërtohet në softin LabVIEW. Është menduar që për të kufizuar rrymat e lëshimit të këtij motori të ndërtoj edhe një soft-starter, i cili gjithashtu do të ndërtohet në softuerin LabVIEW. Përshtjella e eksitimit të motorit do të ushqehet në mënyrë të pavarur me ndihmën e një burimi konstant të rrymës së vazhduar. Si rrjedhim rregullimi i shpejtësisë do të jetë proporcional me tensionin e induktit të këtij motori.

Kanali i dytë për mbajtjen e tensionit konstant do të jetë duke ndryshuar tensionin e përshtjellës së eksitimit të gjeneratorit. Edhe për këtë përshtjellë do të realizohet e njëjta skemë komandimi, sepse tensionet nominale janë të njëjta. Për vlerën e rrymës nuk do të shqetësohemi pasi shndërruesi statik do të projektohet që në fillim me rezervë të konsiderueshme, pasi duke qenë se nuk do të kemi ndryshim të polaritetit të tensionit si tek motori ashtu edhe tek përshtjella e eksitimit të gjeneratorit, skema e komandimit mund të realizohet thjeshtë vetëm me një çelës fuqie. Në rastin konkret është menduar të përdoren tranzistorë MOSFet model IRF840 me $U=500V$ dhe $I=8A$.

Marrja e informacionit për vlerat e tensioneve dhe rrymave në dalje të gjeneratorit do të realizohet me ndihmën e gjashtë sensorëve të prodhuar nga

LEM (dy për çdo fazë). Për ndërfaqësimin e këtyre dhënësive me kartën A/D do të ndërtohet një modul përshtatës. Komunikimi i kompjuterit me objektin është menduar të realizohet me kartën PCI 6251, që disponon Laboratori i Matjeve Elektrike pranë Universitetit Politeknik të Tiranës. I gjithë programi i monitorimit dhe komandimit të sistemit do të realizohet në ambientin LabVIEW.

Algoritmi i kontrollit do të ndërtohet në softuerin LabVIEW. Kontrolli do të realizohet për tipe të ndryshme rregullatorësh.

Për të pasur një proces deterministik dhe duke qenë të kufizuar në infrastrukturë, është menduar që kontrolli të realizohet me dy kompjutera personalë. Në njërin prej tyre do të niset sistemi operativ RTOS (Real Time Operating System), i cili do të komunikojë direkt me procesin, ndërsa tjetri do të ekzekutojë programin dhe do të komunikojë me kompjuterin me RTOS për t'i dhënë herë pas here instruksionet e nevojshme, dhe për të marrë informacion mbi vlerat e parametrave të gjeneratorit si: tensionet dhe rrymat fazore apo edhe frekuencën e tij.

Së fundi, do të përpiqemi që kontrollin në kohë reale të gjeneratorit, të realizohet edhe përmes internetit me një shtesë në aplikacion, i cili do të ndërtohet po me softuerin LabVIEW.

1.3. Struktura

1.3.1. Konceptet bazë të kontrollit dhe simulimit në kohë reale

Në literaturaturën rreth sistemeve në kohë reale, si aplikacionet më të përdorshme në praktikë, përse i përket kontrollit të makinave elektrike, paraqiten sisteme të kontrollit numerik ose të kontrollit me kompjuter. Është më e natyrshme që këto aplikacione duhet të trajtohen si pjesë e kontrollit numerik. Pavarësisht nga kjo, literatura për kontrollin numerik rrallë përfshin shtesën *në kohë reale* për kontrollin e makinave elektrike. Zakonisht në këtë literaturë nuk i kushtohet vëmendje aspekteve lidhur me kohën reale, për të cilat duhet parë përtej algoritmit të përdorur, si p.sh. kohës së kampionimit në sistemet në kohë reale. Implementimi i sistemeve të kontrollit numerik dhe sistemeve në kohë reale duhet të bëhet paralel me njëri-tjetrin. Lidhja me objektin e rregullimit (makinat elektrike) duhet të bëhet pak a shumë më vonë për shkak të zhvillimeve në fushën e gjysmëpërcjellësve të fuqisë dhe një morie tipesh të rregullatorëve numerikë. Në përgjithësi, problematikën, që kanë lidhje me kontrollin në kohë reale të makinave të ndryshme elektrike po dalin në pah gradualisht. Në vitet e fundit, ndihmesë të konsiderueshme në evidentimin e këtyre problematikave kanë dhënë mjetet softuerike si MATLAB/Simulink me RTW (Real Time Workshop) dhe RTWT (Real Time Windows Target). Implementimi i tyre sjell lehtësim dhe kursimin e kohës në eksperimentet në kohë reale, por nga ana tjetër ato rritin distancën lidhur me problematikën në praktikë, të cilat mund të shfaqen gjatë implementimit në kohë reale në sistemet e kontrollit për makinat elektrike. Është e mundur të

gjesh në literaturë një sërë përkufizimesh përse i përket sistemeve në kohë reale. Një përkufizim i cili nuk bie ndesh me atë, që është dhënë nga IEEE POSIX Standard (Portable Operation System Interface for Computer Environments) është:

“ Një sistem në kohë reale konsiderohet ai në të cilin korrektësia e një rezultati nuk varet vetëm prej saktësisë logjike të llogaritjeve, por edhe prej kohës që duhet për të përfutur rezultatin. ”

Është e përshtatshme të citojmë një prej shkencëtarëve më të mëdhenj në automatikë, Karl Astrom:

“Shumë aspekte të rëndësishme në implementimin nuk gjenden në libra. Një implementim i mirë kërkon njohuri të sistemeve të kontrollit dhe nga ana tjetër edhe njohuri në disa aspekte të shkencave kompjuterike. Është e nevojshme që ne të kemi inxhinierë prej të dyja fushave me njohuri e aftësi të mjaftueshme për të ngushtuar distancën ndërmjet disiplinave. Problemet më tipike që duhen kuptuar janë saturimi i ekzekutuesve (windup), bërthamat në kohë reale (real-time kernel), vonesat për shkak të llogaritjeve dhe komunikimit, ndërfaqeve numerike me njeriun. Implementimi i sistemeve të kontrollit është më tepër sesa për t’iu deleguar detyra një gjeneratori kodesh. Pamjaftueshmëria e përvetësimit të problematikave mbi implementimin është për mendimin tim një prej faktorëve, që ka kontribuar më shumë në boshllëkun ndërmjet teorisë dhe praktikës.” [21]

Ky përkufizim përforcon nocionin që koha është një nga elementët më të rëndësishëm për sistemin dhe se ka kufizime në kohë, që i bashkangjiten detyrave të sistemit. Këto detyra normalisht kontrollojnë ose reagojnë ndaj ngjarjeve, që ndodhin në botën e jashtme, të cilat po ndodhin në “kohë reale”. Prandaj, një detyrë në kohë reale duhet të ndjekë ndryshimet në botën e jashtme, me të cilat është e ndërvarur. Duhet theksuar këtu se përpunimi në kohë reale nuk është i njëvlershëm me përpunimin e shpejtë. Përpunimi i shpejtë premtan marrjen e rezultateve sa më shpejt të jetë e mundur, ndërsa përpunimi në kohë reale ka për qëllim marrjen e rezultatit në një moment të kohës të përcaktuar përfshirë edhe tolerancat kohore.

Në ditët e sotme, është shumë e vështirë zgjedhja e konfigurimit softuer/harduer për eksperimentimin në kohë reale, sepse ka shumë prodhues, të cilët ofrojnë një gamë të gjërë sistemesh të mirëprojektuara. Sot është shumë e zakonshme përdorimi i dy kompjuterave në konfigurimin bujtës/objekt (host/target) për të implementuar sisteme kontrolli në kohë reale. Bujtësi është një kompjuter pa aftësi përpunuese në kohë reale, në të cilin zhvillohet programi, shfaqjen të dhënat dhe ka edhe panelin e kontrollit në formën e një ndërfaqeje grafike përdorimi (GUI- Graphical User Interface). Sistemet në kohë reale ekzekutohen mbi objekt, i cili mund të jetë një kompjuter i dytë apo një sistem i fiksuar (embedded system), që bazohet në borde me DSP (Digital Signal Processor), një Power PC ose një procesor i familjes Pentium. Karakteristikat kryesore për softuerët në kohë reale, si veçori nga softuerët e tjerë, është që algoritmat duhet të ekzekutohen në intervalet e kohës sipas skenarit të paracaktuar dhe komponentëve të softuerëve të bashkangjitur, të cilat ndërveprojnë me sensorët dhe

ekzekutuesit.

Në përgjithësi, dy janë metodat që përdoren në implementimit e algoritmave të kontrollit në kohë reale. Ato janë: shkrim me dorë i kodit dhe gjenerim i automatik i kodit për rregullatorin, duke përdorur një përkthyes kodit, i cili gjeneron një kod në kohë reale direkt prej modelit të rregullatorit [16]. Ideja kryesore e përdorimit të kontrollit në kohë reale është ajo e zbutjes së tranzicioneve prej analizës dhe simulimit jo real në eksperimentet dhe implementimin në kohë reale. Rregullatorët numerikë në kohë reale dhe simulatorët e ndryshëm mund të ndahen në kategori siç tregohet edhe në tabelën 1.1:

Tabela 1.1. Arkitektura harduerike për rregullatorë të ndryshëm në kohë reale

Zgjidhja	Shfrytëzimi	Fleksibiliteti	Algoritmikë e avancuar	Kosto	Protitip i shpejtë: (Aftësia)
PLC	I lartë	Mesatar	I ulët	I lartë	Mesatare
Mikrokontroller	Mesatar	I ulët	I ulët	I ulët	E ulët
VME-kompjuter industrial	I lartë	Mesatar	Mesatar	I lartë	Mesatare
DSP	Mesatar	Mesatar	Mesatar	Mesatar	E lartë
PC dhe bord për marrje të dhënash	I ulët	I lartë	I lartë	I ulët	I lartë

Në figurën 1.1 tregohen arkitekturat harduerike tipike të kontrollit dhe simulimit në kohë reale. Simulimi në kohë reale kërkon zgjedhjet e strategjive të kontrollit, strukturat dhe vlerat e parametrave. Integrimi i ambientit të kontrollit dhe simulimit në kohë reale është një zgjidhje, që i jep projektuesit të ekzekutojë simulimet dhe eksperimentet në kohë reale në një rrugë të strukturuar dhe të thjeshtë.

Sistemi, që tregohet në fig.1.1 [16], përbëhet nga tre pjesë: 1) një bërthamë në kohë reale (real-time kernel RTK), 2) një analize funksionimi në linjë (on-line), mjetet për simulim dhe afishim dhe 3) një librari jo në linjë (off-line) mbështetjeje për projektimin e kontrollit. Bërthama në kohë reale (RTK) merret me algoritmin e kontrollit dhe rregjistrimin e të dhënave (data logging). Të dhënat e mbledhura në baferin (memorizues i përkohshëm) mund të analizohet në mënyrën “on-line” duke përdorur softuerin e përshtatshëm. Nëse është e nevojshme, algoritmet e kontrollit mund të riprojektohen në mënyrën “off-line” duke mos përdorur mjedisë reale. Më pas verifikimi të kryhet me anë të metodës së simulimit dhe së fundmi algoritmi të ngarkohet në controllerin në kohë reale. Simulimi “on-line” siguron kushtet më të mira për përfundimin e parametrave [16-17].

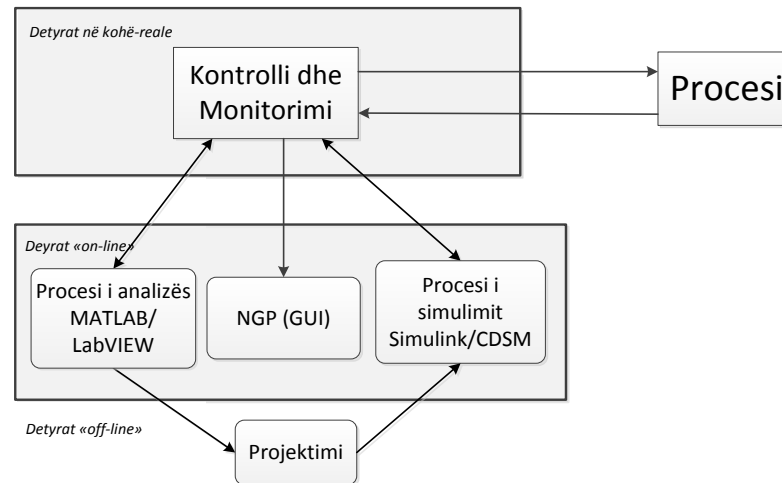


Fig. 1.1. Sistemi i kontrollit në kohë reale

Sistemi bazë i kontrollit në kohë reale për transmisionet elektrike tregohet në figurën 1.2. Një qark i fuqisë përbëhet nga një burim ushqimi, shndërrues statikë dhe ngarkesa. Ato janë zakonisht të lidhura në lak të mbyllur me anë të dhënësive në lidhjen e kundërt, të cilët dërgojnë sinjale nga objekti i rregullimit në rregullator dhe një ndërfaqe (ekzekutuesit) për të rregulluar sinjalin e dërguar prej rregullatorit në çelësat e fuqisë (qarku i këndit të ndezjes, komanda në grila, tiristorë, etj). [18]

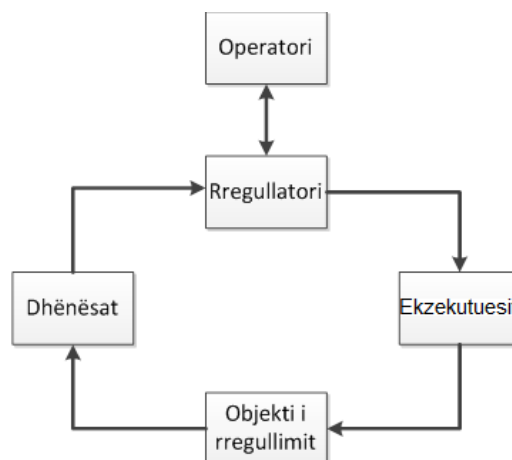


Fig. 1.2. Bllokskema e kontrollit në kohë reale për makinat elektrike

1.3.2. Teknikat e kontrollit në kohë reale

Në ditët e sotme, si pasojë e arritjeve në fushën elektronikës së fuqisë ka një progres të dukshëm në fushën e makinave dhe transmiseve elektrike. Me përparimin në rregullatorët numerikë si Mikroproçesorë/Mikrokontrollera, Digital Signal Processor (DSP), Field Programmable Gate Array (FPGA), dSpace dhe teknikave të tjera bazuar në Inteligjencën Artificiale (AI) siç janë Logjika Fazi (Fuzzy Logic), Rrjetat Neuronale etj., sot këto teknika mund të implementohen në aplikacionet në kohë reale [7,17].

Tradicionalisht, vlerësimi i sistemeve bëhej duke u bazuar në simulime në kohë jo reale, i konceptit me skenarë projektimit, dhe duke testuar sistemin pasi projektimi ishte implementuar. Gjithsesi kjo metodë ka dy pengesa të mëdha:

1. Së pari, hendeuku në fazën e projektimit, prej simulimeve “off-line” në prototipe reale, është shumë i gjerë. Për pasojë është edhe shkak për shumë pasiguri dhe probleme të lidhura me integrimin në një, të moduleve të ndryshme.
2. Së dyti, simulimet “off-line” jo në kohë reale, mund të kërkojnë më shumë kohë për çdo sistem kompleks e në veçanti për transmisionet elektrike, që mbështeten në elektronikën e fuqisë [18].

1.4. *Kompjuteri në kohë reale*

Sistem në kohë reale quhet një sistem, që përpunon një informacion dhe i përgjigjet eventeve nga bota reale në mënyrë të saktë dhe brenda një kohe të fundme, të përcaktuar. Vlefshmëria dhe korrektësia e sistemit nuk varet vetëm nga rezultati logjik i llogaritjeve, që ai kryen, por gjithashtu edhe nga intervali i kohës në të cilën këto llogaritje janë kryer. Dhënia e rezultatit me vonesë mund të jetë shpesh e njëvlerëshme me dhënien e një rezultati të gabuar ose mos dhënien e një rezultati fare.

Sistemet në kohë reale shpesh kanë të përfshirë një kompjuter, i cili ndërfaqësohet direkt me disa pajisje fizike dhe kontrollon ose monitoron punën e tyre.

Në këto sisteme kompjuteri merr ngacmime nga mjedisi dhe vepron mbi të nëpërmjet pajisjesh hyrje-dalje (dhënësa dhe ekzekutues). Reagimi i tij duhet të kryhet brenda një periudhe kohe të përcaktuar nga karakteristikat e vetë mjedisit. Konsekuenca e një reagimi të vonuar ose të mos reagimit, varet gjithashtu nga mjedisi. Rreth 90% e procesorëve, që tregëtohen çdo vit, janë të projektuar për sisteme në kohë reale. [19]

Kompjuterat, që përdoren për rregullim, kanë veçorinë se punojnë njëkohësisht me pjesët e tjera të sistemit të rregullimit. Në praktikë këta njihen me emrin *kompjuterat në kohë reale* (**real-time computers**). Në pjesën më të madhe të veçorive kompjuterat në kohë reale ngjajnë me ata, që përdoren për llogaritje (**off-line computers**). Veçoritë dhe të përbashkëtat e tyre shihen si nga ana harduerike ashtu dhe nga ajo softuerike [20].

1.4.1. Hardueri

Siç dihet këto dekadat e fundit po përdoret gjithnjë e më shumë termi “harduer”. Ky term përfaqëson të gjitha pjesët fizike të një kompjuteri. Këto pjesë janë:

- Njësia qendrore e përpunimit (Central Processing Unit –CPU)
- Kujtesa e punës (main memory)
- Kujtesa e jashtme (disqe, memorje flesh etj.)
- Pajisje periferike hyrje-dalje (I/O devices)
- Ndërfaqet hyrje-dalje (I/O interfaces)

Hardueri i një kompjuteri, që punon në kohë reale, paraqitet në figurën 1.3. Ai ngjan shumë me atë të kompjuterit për përdorim të përgjithshëm me disa veçori, nga të cilat përmendim orën reale, për të cilën do të flitet më vonë.

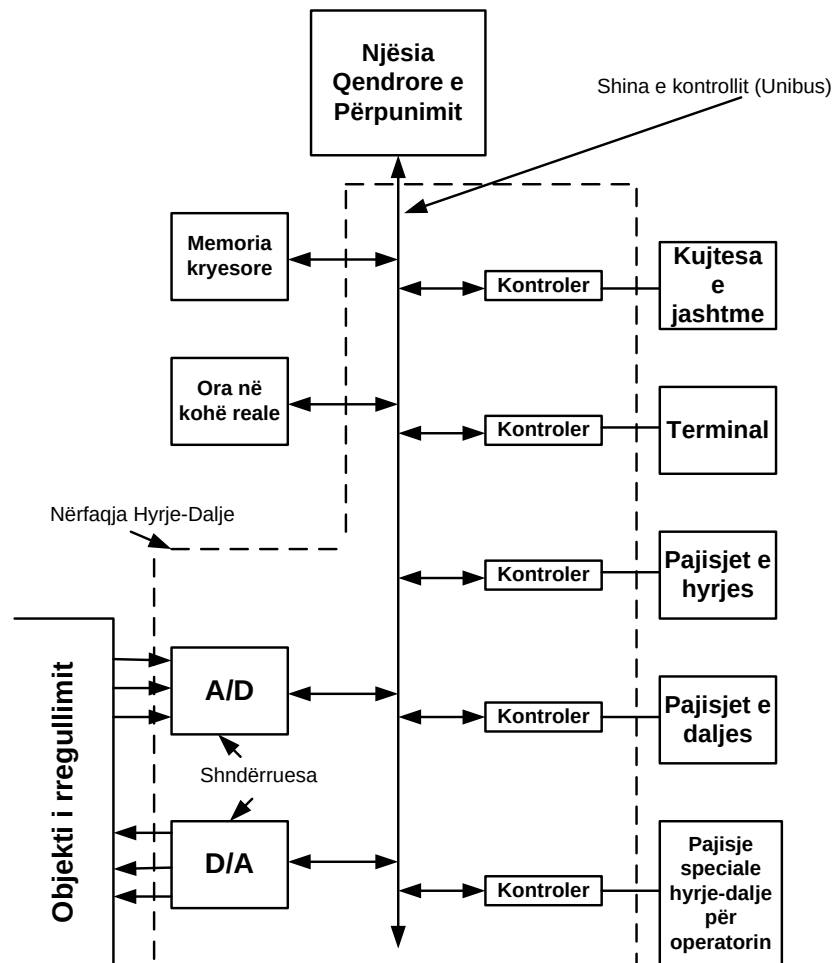


Fig. 1.3. Hardueri i kompjuterit që punon në kohë reale [20]

Një kompjuter, që punon në kohë reale ose jo, duhet të përmbajë patjetër këto tri pjesë kryesore: 1) njësine e përpunimit (CPU), 2) memorien dhe 3) ndërfaqet hyrje-dalje. Në figurën 1.4 ilustron kjo veçori.

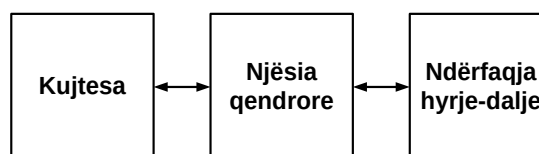


Fig. 1.4. Organizimi i kompjuterit në formë konceptuale

1.4.1.1. Njësia qendrore e përpunimit (CPU)

CPU-ja kryen ekzekutimin e programeve, komandon rradhën e veprimeve si dhe merret me komunikimin me kujtesën dhe ndërfaqjet hyrje-dalje. Ajo përbëhet nga të ashtuquajturit rregjistra, të cilët ruajnë përkohësisht dhe manipulojnë numra dhe komanda. Çdo rregjistër përbëhet nga disa trigerat, numri i të cilëve përcakton edhe gjatësinë e fjalës së kompjuterit. Për mikrokompjuterat gjatësia e fjalës shkon nga 8, 16, 32 deri në 64 bit. Veprimet aritmetike dhe logjike kryhen nga njësia qendrore me kalime dhe përpunim informacioni nga një rregjistër në tjetrin.

1.4.1.2. Memoria

Tipet e memorieve ndahen në dy tipe:

- 1) memoriet e shpejta
- 2) memoriet e jashtme

Memoriet e shpejta ndahen në tre kategori:

1. Memoria me kapje të rastit (Random Access Memory- RAM) ku CPU mund të shkruajë dhe të lexojë
2. Memoria ku vetëm lexohet (Read Only Memory-ROM)
3. Memorie të programueshme nga jashtë me pajisje speciale:
 - a. Memoria PROM (Programmable ROM)
 - b. Memoria EPROM (Erasable Programmable ROM)

Memoriet e jashtme janë më të lira dhe me kapacitet më të madh se memoriet e shpejta, por që procesohen më ngadalë se këto të fundit. Ndër to përmendim *Hard diskun*, memoriet me disqe, memoriet flesh etj.

1.4.1.3. Ndërfaqjet hyrje-dalje (I/O interfaces)

Me anë të këtyre ndërfaqjeve kompjuteri komunikon me mjedisin e jashtëm. Këto ndërfaqe ndahen në dy kategori:

- 1) Hyrje-dalje për operatorin
- 2) Hyrje-dalje për procesin që drejtohet nga kompjuteri

Ndërfaqet që mundësojnë hyrje-daljet për operatorin janë ato ndërfaqe, me ndihmën e të cilave operatori komunikon me kompjuterin. Këtu mund të përmendim: ekranin e thjeshë ose me prekje (touch screen) tastierën, mausin, butona apo çelësa me anë të të cilëve operatori dërgon të dhëna në kompjuter dhe merr informacione vizive për veprime të caktuara, që kryen kompjuteri për, të cilat nevojitet monitorimi.

Ndërfaqet, që mundësojnë hyrje-daljet për procesin, lidhin drejtpërdrejtë kompjuterin me dhënësat ose ekzekutues të ndryshëm. Pra ato lidhin botën

reale nga ku marrim madhësitë fizike (analoge) me botën shifore (virtuale) ku bëhen llogaritjet dhe komandohet procesi. Këto ndërfaqe, që luajnë rolin e komunikuesit ndërmjet mjedisit analog dhe atij numerik, njihen me emrat: shndërruesi analog-numerik (A/D) dhe numerik-analog (D/A). Në figurën 1.5 [20] jepet bllokskema e shndërrimit të të dhënave nga analoge në numerike.

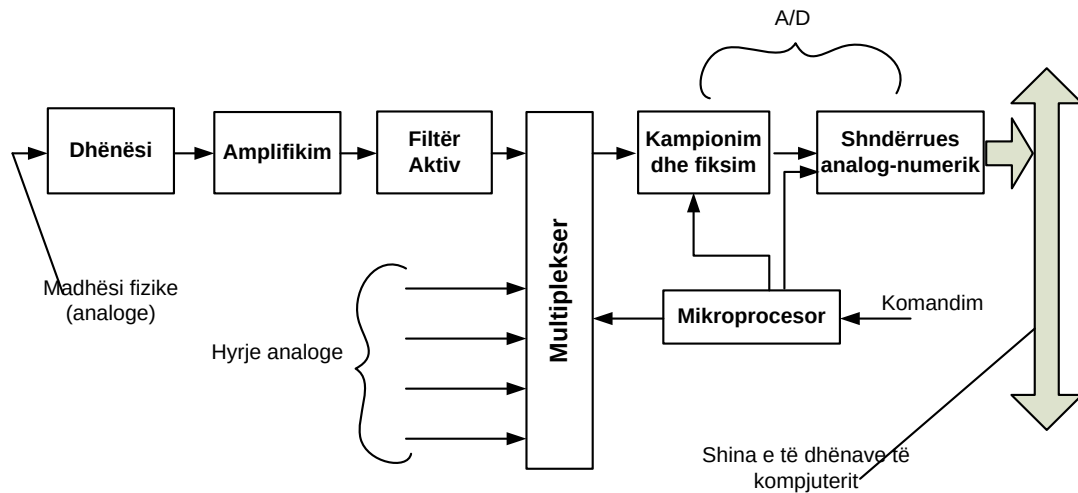


Fig. 1.5. Shndërrimi i të dhënave analoge në numerike [20]

Siç shihet madhësia fizike me anë të dhënësit kthehet në një sinjal elektrik, i cili zakonisht është i rendit të mV. Më tej sinjali përforcohet me ndihmën e një amplifikatori elektronik dhe në dalje të tij marrim tensione të rendit 1-10V. Në dalje të amplifikatorit vendoset zakonisht një filtër lejues i frekuencave të ulta, i cili bllokton frekuencat e larta të sinjalit për shkak të zhurmave, që shoqërojnë sinjalin e dobishëm. Blloku amplifikues dhe ai filtrues njihen me emërtimin **qarku përshtatës i sinjalit** (signal conditioning circuit). Sinjali analog më tej futet në një pajisje, që quhet multiplekser, e cila bën të mundur që me ndihmën e një shndërruesi analog-numerik, të përpunojmë disa madhësi fizike analoge, pasi kostoja e këtij shndërruesi është relativisht e madhe. Më tej konvertuesi bën shndërrimin e sinjalit analog në binar (brenda kohës që multiplekseri nxjerr në dalje sinjalin e hyrjes së tij, për të cilin jemi të interesuar).

Shndërrimi numerik-analog bëhet sipas bllokskemës, që ilustruhet në figurën 1.6. Ky shndërrim është i kundërt me atë analog-numerik. Lidhja e shndërruesit D/A me kompjuterin bëhet me ndihmën e një regjistri, i cili ruan fjalën shifrore deri në ardhjen e një informacioni të ri. Regjistrat aktivizohen njëri pas tjetrit me ndihmën e një qarku dekodues dhe drejtues.

Me ndihmën e këtij shndërruesi kompjuteri mbyll konturin e sistemit të rregullimit. Pra ai merr sinjale analoge nga dhënësit e procesit dhe pasi kryen veprimet, jep komanda tek ekzekutuesit.

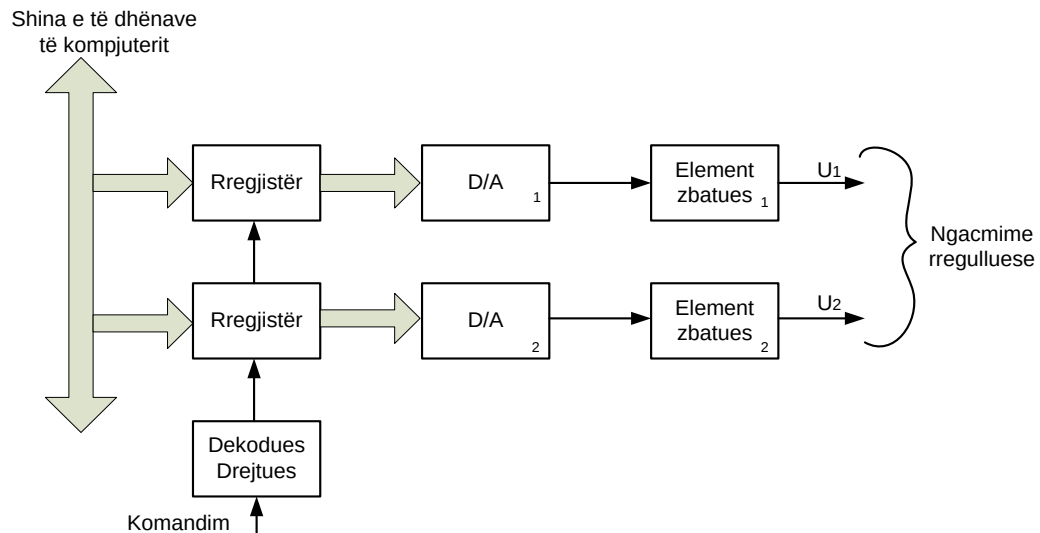


Fig. 1.6. Shndërrimi numerik-analog [20]

1.4.1.4. Ora reale

Ora reale (real-time clock) është një nga pjesët më të rëndësishme të kompjuterit që punon në kohë reale. Ajo ndërpret komunikimin e CPU me shndërruesit analog-numerik dhe numerik-analog në intervale të caktuara kohe.

1.4.2. Softueri

Puna e kompjuterave është e lidhur ngushtë me pjesën softuerike. Me softuer do të quajmë çdo program kompjuterik që mund të egzekutohet në kompjuter. Softueri i jep jetë kompjuterit. Pa të pjesa harduer nuk do të mund të shfrytëzohej. Softuerët ndahen në tre kategori:

1) Softueri ekzekutiv, apo sistemi i shfrytëzimit (Operating System), shërben për:

- Drejtimin, lëshimin dhe ekzekutimin e softuerit të përdorimit
- Kalimin dhe vendosjen e programeve nga memoriet e jashtme në atë kryesore
- Kontrolli i veprimeve hyrje-dalje
- Kryen shkëputjet e nevojshme në kohën kur softueri i përdorimit është në ekzekutim

2) Softueri i përdorimit (application software)

Në përmbajtjen e këtij softueri janë programe të ndërtuara nga përdoruesi për realizimin e detyrave të caktuara dhe nga libraria matematikore e kompjuterit. Softueri i përdorimit duhet të përmbajë programet e mëposhtme, në mënyrë që kompjuteri të përdoret në kohë reale:

- Një program për leximin e hyrjeve analoge në memorje

- b. Një program, që mundëson konvertimin e hyrjeve analoge në njësi teknike
- c. Një program, që duke u nisur nga vlerat e madhësive analoge në hyrje të llogarisë sinjalet për rregullim (algoritmi i rregullatorit)
- d. Një program për dërgimin dhe gjenerimin e daljeve analoge (tek shndërruesi D/A)

3) Softueri mbështetës i sistemit

Në këtë softuer bëjnë pjesë programe, që ndihmojnë në formulimin e programeve llogaritëse, nga të cilët përmendim:

- a. Kompilatori (përpunuesi i gjuhës), i cili shndërron programet e shkruara në një gjuhë programimi të nivelit të lartë, në gjuhën e makinës.
- b. Editorët, të cilët lehtësojnë punën e përdoruesit, gjatë krijimit apo modifikimit të programeve të shkruara prej tij.
- c. Programet, që ndihmojnë në gjetjen e gabimeve.

1.5. Bibliografia

- [1] P. M. Menghal, A. Jaya Laxmi, Real time control of electrical machine and drives: a review, *IJAET*, 2011.
- [2] M. Biriescu, G. Liuba, L. Augustinov, G. Madescu, V. M. Nedelea, M. Mot, Virtual Instrumentation Use in Static Excitation Systems, *IEEE*, 2012.
- [3] Liu Ping Wu Chengming Xiao Jianxiu, A Novel Testing System Based on Virtual Instrument for Synchronous Generators, *IEEE*, 2010.
- [4] Sang-Hoon Park , Jae-Sung Yu, Sang-Seuk Lee, Su-Won Lee, Chung-Yuen Won, Output Voltage Control of Synchronous Generator for Ships using a PMG Type digital AVR, *IEEE*, 2009.
- [5] C. Dufour, C. Andrade and J. Bélanger, Real-time simulation technologies in education: a link to modern engineering methods and practices, *Proc. 11th Int. Conf. on Engineering and Technology Edu. (INTERTECH 2010)*, 2010.
- [6] Simon Abourida, Christian Dufour, Jean Bélanger, Real-Time and Hardware-in-the-Loop Simulation of Electric Drives and Power Electronics: Process, problems and solutions, *Proc. Int. Conf. on Power Electronics Conference*, 2005.
- [7] K. H. Low, Heng Wang Michael Yu Wang, On the Development of a Real Time Control System by Using xPC Target: Solution to Robotic System Control, *IEEE International Conference on Automation Science and Engineering*, 2005, pp 345-350.

- [8] Sung Su Kim and Sed Jug, Hardware Implementation of a Real Time Neural Network Controller with a DSP and an FPGA, *IEEE Int.Conf. on Robotics & Automation*, 2004, pp 4639-4644.
- [9] Venkata R. Dinavahi, M. Reza Iravani, and Richard Bonert, Real-Time Digital Simulation of Power Electronic apparatus Interfaced with Digital Controllers, *IEEE Tran. on Power Delivery*, Vol. 16, No. 4, 2001, pp 775-781.
- [10] K. Jayalakshmi and V. Ramanarayanan, Real-Time Simulation of Electrical Machines on FPGA Platform, *India International Conference on Power Electronics*, 2006, pp 259-263.
- [11] Christian Dufour, Vincent Lapointe, Jean Bélanger, Simon Abourida , Hardware-in-the-Loop Closed-Loop Experiments with an FPGA-based Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System and a Rapidly Prototyped Controller, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp 2152-2158.
- [12] HU Hao, XU Guoqing, ZHU Yang, Hardware-in-the-loop Simulation of Electric Vehicle Power train System, *Power and Energy Engineering Conference*, (APPEEC 2009), pp 1-5.
- [13] Simon Abourida, Jean Belanger, Real-Time Platform For The Control Prototyping and Simulation of Power Electronics and Motor Drives, *Proceedings Third International Conference Modeling, Simulation and Applied Optimization*, 2009, pp 1-6.
- [14] Jean-Nicolas Paquin, Christian Dufour, Jean Bélanger, A Hardware-In-the-Loop Simulation Platform for Prototyping and Testing of Wind Generator Controllers, *CIGRÉ Conference Power Systems Winnipeg* 2008.
- [15] A. Bouscayrol, Different types of Hardware-In-the-Loop simulation for electric drives, *IEEE International Symposium Industrial Electronics (ISIE)*, 2008, pp 2146-2151.
- [16] J. P. da Costa, Eng. H. T. Câmara, M. Eng. E. G. Carati, A Microprocessor Based Prototype for Electrical Machines Control Using PWM Modulation, *Proc. IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics (ISIE 03)*, 2003, Vol 2, pp1083-1088.
- [17] S. M. Bashi, I. Aris and S.H. Hamad, Development of Single Phase Induction Motor Adjustable Speed Control Using M68HC11E-9 Microcontroller, *Journal of Applied Sciences* 5 (2,) 2005, pp 249 -252.
- [18] W. Grega, K. Kolek and A. Turnau, Rapid Prototyping Environment for Real Time Control Education, *Proc. IEEE Real Time System Education III*, 1998, pp 85-92.
- [19] I. Cibrario Bertolotti and G. Manduchi, *Real-Time Embedded Systems - Open-Source Operating Systems Perspective*, Taylor & Francis Group LLC., 2012
- [20] G. Karapici, *Automatika e sistemeve elektroenergjetike 2*, SHBLU, 1998

[21] S. Alahakoon, *Digital Motion Control Techniques for Electrical Drives*, Royal Institute of Technology, 2000.

KAPITULLI II

Rregullimi i tensionit dhe frekuencës së gjeneratorit sinkron

2. Rregullimi i tensionit dhe frekuencës në gjeneratorin sinkron

2.1 Rregullimi i tensionit të gjeneratorit sinkron

Mbajtja e një niveli të caktuar të tensionit në bornat e statorit të gjeneratorit sinkron është një nga treguesit e cilësisë të energjisë elektrike. Kjo, sepse siç dihet, shumë pajisje elektrike kërkojnë një vlerë të caktuar të tensionit të ushqimit, që njihet edhe me emërtimin **tension nominal**. Ka madje pajisje elektrike, që e kanë shumë të varur punën e tyre nga vlera e këtij tensioni, si p.sh. motori asinkron, tek i cili momenti mekanik në bosht është proporcional me katrorin e tensionit të ushqimit të tij, etj.

Nëse e shohim gjeneratorin sinkron si pjesë të sistemit elektroenergjetik, konstatojmë se mbajtja e tensionit në nivele të caktuara, përcakton edhe aftësinë transmetuese të linjave të transmetimit. Fuqia aktive **P** dhe reaktive **Q**, që kalojnë nëpër linjë, përcaktojnë dhe diferencën ΔV midis tensionit në fillim të linjës së transmetimit $\dot{V}_1$ dhe tensionit të sistemit $\dot{V}$.

$$\dot{V}_1 = \dot{V} + \Delta \dot{V} \quad (2.1)$$

Në figurën 2.1b shihet se për të transmetuar fuqinë aktive është e domosdoshme që të ketë një ndryshim në fazë të tensionit $\dot{V}_1$ dhe $\dot{V}$.

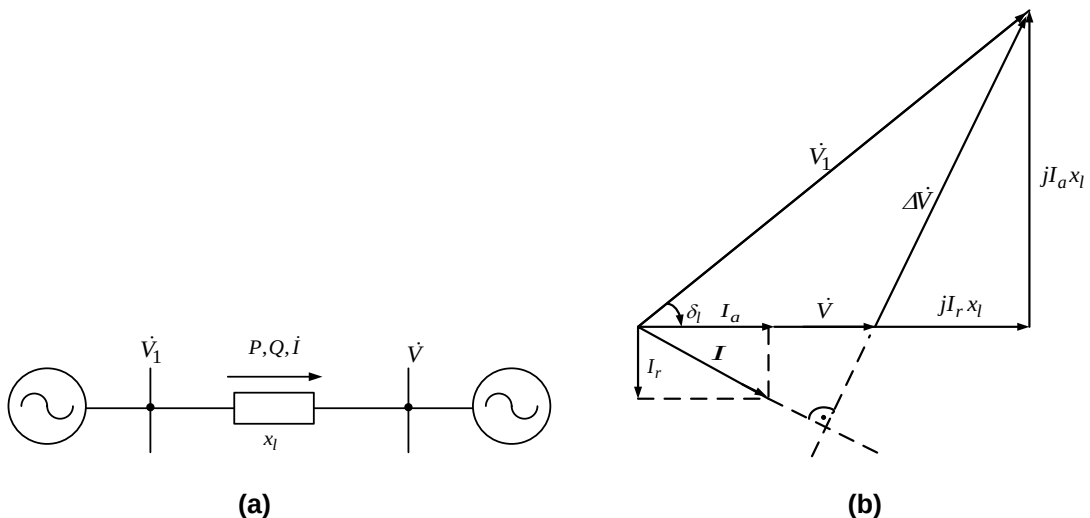


Fig. 2.1. Nevoja për të patur ndryshim të tensionit në fillim dhe fund të linjës së transmetimit (a) skema parimore, (b) diagrama vektoriale

Nga diagrama vektoriale e mësipërme mund të nxjerrim shprehjen:

$$P = \frac{V_1 \cdot V}{x_l} \sin \delta_l = P_{maks} \sin \delta_l \quad (2.2)$$

ku $V_1 = |\dot{V}_1|$ dhe $V = |\dot{V}|$

Gjithashtu, nga diagrama vihet re se: ndryshimi i vlerave absolute sipas (2.1) ndikon kryesisht në fuqinë reaktive.

Fuqia aktive e transmetuar përcaktohet nga tensioni i gjeneratorit $\dot{V}_1$ nëse

tensioni i sistemit $\dot{V}$ mbetet konstant. Nga shprehja (2.2) shihet se fuqia më e madhe e mundshme për transmetim arrihet për $\delta_l = 90^\circ$.

Nëse me rritjen e fuqisë aktive P , tensioni V_1 zvogëlohet, gjë që ndodh kur forca elektromotore (f.e.m.) e gjeneratorit është e parregullueshme, atëherë arrihet $\delta_l = 90^\circ$ për $P < P_{maks}$. Në rast se fuqia aktive do të vazhdojë të rritet, qëndrueshmëria statike e gjeneratorit të lidhur me sistemin, si në figurën 2.1, do të prishet.

Sigurimi i shpërndarjes optimale të fuqisë reaktive në sistem realizohet me anën e një rregullimi të përshtatshëm të eksitimit të gjeneratorëve sinkronë. [1]

2.2 Rregullimi i frekuencës së gjeneratorit sinkron

Përveç tensionit në bornat e gjeneratorit sinkron, një tjetër tregues i cilësisë të energjisë elektrike është edhe frekuenca e rrymës alternative.

Kur sistemi është në regjim normal, kemi një balancë ndërmjet fuqisë së gjeneruar nga gjeneratorët dhe asaj të konsumuar nga konsumatorët. Në këtë rast frekuenca qëndron e pandryshuar në kufijtë $f = 50 \pm (0,1 \div 0,2)\text{Hz}$. Nëse balanca prishet, kemi ndryshim të frekuencës dhe konkretisht nëse $\sum P_G$ (fuqia e përgjithshme e prodhuar) bëhet më e vogël se fuqia $\sum P_K$ e konsumatorëve, frekuenca bie dhe anasjelltas.

Shumica e konsumatorëve zhvillojnë fuqi të ndryshme për frekuenca të ndryshme. Prandaj, mbajtja e frekuencës konstante është kusht themelor për sistemin elektroenergjetik.

Gjithashtu, shmangia e frekuencës nga ajo nominale ndikon në humbjet në rrjet. Përvoja ka treguar se fuqia aktive e konsumatorëve në sistem është:

$$P \approx P_n \left(\frac{f}{f_n} \right)^2 \quad (2.3)$$

kurse fuqia reaktive:

$$Q \approx Q_n \left(\frac{f_n}{f} \right)^2 \quad (2.4)$$

Si rrjedhim, humbjet e fuqisë aktive mund ta shprehim në formën:

$$\Delta P_{rrjet} = I^2 R = (I_a^2 + I_r^2) R = \frac{R}{V^2} \left(P_n^2 \frac{f^4}{f_n^4} + Q_n^2 \frac{f_n^4}{f^4} \right) \quad (2.5)$$

Po ta lidhim me koeficientin e fuqisë, shihet se për $\cos\phi$ $0,8 \div 0,85$ humbjet ndryshojnë afërsisht me katrorin e frekuencës.

Duke qenë se agregatet në centrale punojnë me rendiment maksimal për frekuencë $f = 50 \text{ Hz}$, atëherë devijimi i frekuencës mund t'i nxjerrë nga puna e tyre ekonomike. Për këto arsye, mbajtja e frekuencës konstante normohet mjaft rigorozisht në kufijtë $f = 50 \pm (0,1 \div 0,2)\text{Hz}$ apo në kufijtë $\pm (0,2 \div 0,4)\%$ nga frekuenca nominale.

Në centrale, prodhimit i energjisë elektrike bëhet nëpërmjet shndërrimit të avullit apo ujit në energji elektrike. Rregullimi i frekuencës bëhet duke dërguar ato që quhen ngacmime rregulluese, në turbinën e agregatit turbinë - gjenerator sinkron.

Siç dihet, shpejtësia këndore mekanike Ω në rotorin e gjeneratorit, për një numër çift polësh p është:

$$\Omega = \frac{2\pi f}{p} \quad (2.6)$$

Ndërsa numri i rrotullimeve:

$$n = \frac{60 f}{p} \quad (2.7)$$

Pra, shpejtësia e agregatit varet nga frekuenca e rrjetit dhe nga ndërtimi i tij. Fuqia e zhvilluar nga ai dhe shpejtësia e rrotullimit varen nga sasia e lëndës së parë, që futet në turbinë (ujë, avull), nga energjia potenciale dhe koeficienti i punës së dobishme të turbinës.

Regjimet e punës së agregatit janë (fig. 2.2):

a) Regjimi i punës pa ngarkesë (çelësi K_1 i çkyçur)

Agregati ndodhet në këtë regjim në rastet kur ai do të lidhet paralel me rrjetin. Ky regjim shoqëron agregatin në rastet kur ai lëshohet ose ndalohe. Regjimi i punimit pa ngarkesë karakterizohet vetëm nga ndryshimi i shpejtësisë këndore të agregatit si pasojë e ndryshimit të sasisë së bartësit të energjisë parësore, që hyn në turbinë.

b) Agregati me ngarkesë të izoluar (vetëm çelësat K_1 e K_2 të kyçur)

Ky regjim ndodh atëherë kur agregati shkëputet nga sistemi. Në këtë rast ndryshimi i fuqisë dhe shpejtësisë këndore të agregatit varet nga ndryshimi i sasisë së bartësit të energjisë dhe nga varësia e ngarkesës nga frekuenca.

c) Agregati i lidhur në sistem të fuqishëm (të gjithë çelësat e kyçur)

Në këtë regjim ndryshimi i fuqisë së agregatit nuk mund të prishi balancin e fuqisë në sistem. Ndryshimi i sasisë së bartësit të energjisë çon vetëm në ndryshimin e fuqisë së agregatit ndërsa frekuenca apo dhe shpejtësia këndore kushtëzohen nga sistemi dhe si rrjedhim mbeten të pandryshuara.

d) Gjeneratori i lidhur me një sistem me fuqi të krahaseshme

Ky regjim karakterizohet nga ndryshimi si i fuqisë së agregatit ashtu edhe të frekuencës së sistemit kur kemi ndryshim të sasisë së bartësit të energjisë në turbinë. Ndryshimi i sasisë së bartësit të energjisë bëhet me anë të aparatit drejtues për turbinat me ujë dhe valvolave për turbinat me avull.

Megenëse fuqia e konsumuar dhe ajo e gjeneruar në sistem ndryshon vazhdimisht, do të kemi një prishje të balancit $\sum P_G = \sum P_K$. Si rrjedhim, për të mbajtur frekuencën të pandryshueshme duhet që vazhdimisht të rivendosim ekuilibrin nëpërmjet ndryshimit të $\sum P_G$ (në rast avarish edhe me ndryshimin $\sum P_K$ duke çkyçur apo rikyçur një pjesë të ngarkesës).

Termi rregullim i frekuencë ka të bëjë me mbajtjen e balancit midis fuqisë së gjeneruar dhe asaj të konsumuar. Detyra për të mbajtur frekuencën të pandryshuar në sistem, zakonisht realizohet automatikisht nga rregullatorët e shpejtësisë këndore të turbinave ose rregullatorët specialë të frekuencës. [1]

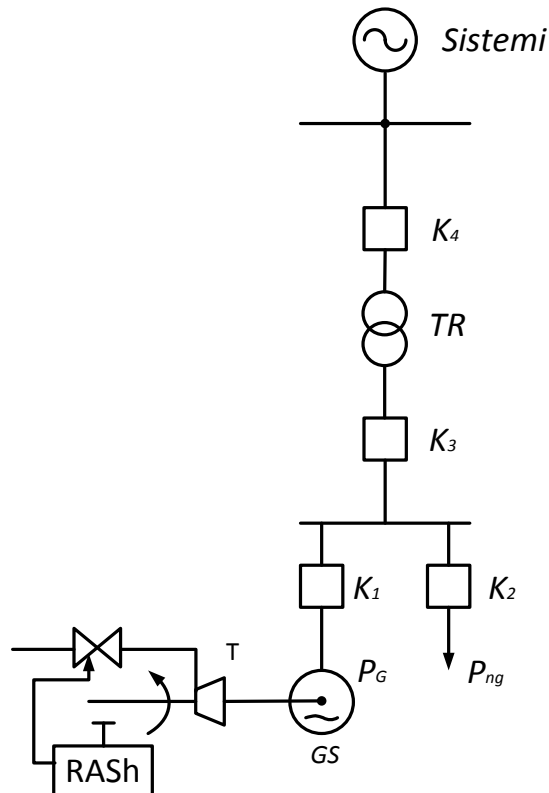


Fig. 2.2. Lidhja e agregatit me sistemin

2.3 Gjeneratori sinkron si objekt rregullimi

2.3.1 Sistemet e eksitimit të makinave sinkrone

Gjendja e eksitimit të gjeneratorit sinkron përcakton tensionin në bornat e tij dhe fuqinë reaktive. Eksituesi paraqet në vetvete një burim tensioni të vazhduar ose të drejtuar me, të cilin ushqehet përshtjella e rotorit.

Gjeneratori sinkron, rregullatori automatik i eksitimit, lidhja e kundërt kryesore dhe një sërë hallkash të tjera, të cilët kanë për qëllim të mbajnë vlerën e tensionit të gjeneratorit në vlera të paracaktuara, formojnë sistemin e rregullimit automatik të tensionit (SRAT) të gjeneratorit sinkron (GS). Ky term i përgjigjet realitetit kur gjeneratori punon i izoluar, ndërsa kur ai është i lidhur me sistemin energjetik quhet sistem i rregullimit automatik të eksitimit (SRAE), sepse në këto raste tensioni në bornat e gjeneratorit imponohet nga sistemi.

Sistemet e eksitimit mund të ndahen në dy grupe kryesore:

- 1) Sisteme eksitimi me makina rrotulluese
- 2) Sisteme eksitimi statike

2.3.1.1 Sistemet e eksitimit me makina rrotulluese

Sistemet e eksitimit me makina rrotulluese ndahen në dy grupe kryesore. Në njërin grup përdoren si eksitues gjeneratorët e rrymës së vazhduar GRV. Ndërsa në grupin tjetër bëjnë pjesë sistemet e eksitimit me eksitues të rrymës alternative.

Figura 2.3 ilustron disa nga tipet e sistemeve të eksitimit që përdoren në HEC-et e Shqipërisë. P.sh., në fig. 2.3a GRV, që është në bosht me vetë gjeneratorin sinkron, i jep eksitim këtij të fundit. Në këtë rast, rregullimi i tensionit të eksitimit bëhet duke vepruar në përshtjellën e vetëeksitimit apo në përshtjellë shtesë. Siç shihet, në këtë rast stadi përfundimtar paraqet një përforcues magnetik.

Në figurën 2.3b ushqimi i përshtjellës së eksitimit të gjeneratorit të rrymës së vazhduar bëhet nga një urë e komanduar me tiristorë, e cila ushqehet nga një gjenerator i rrymës alternative GN (me magnet permanent). Ky gjenerator është në të njëjtin bosht me GS.

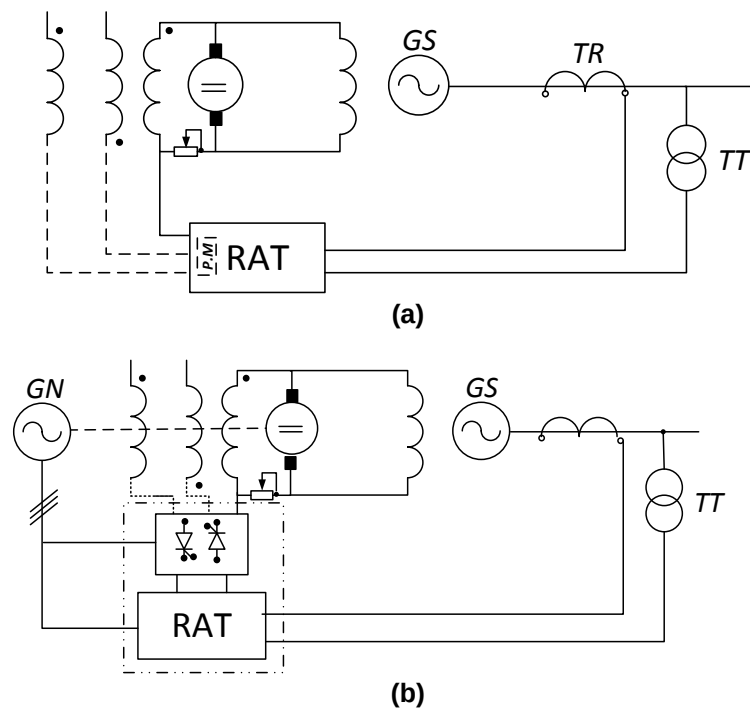


Fig. 2.3. Sistemet e eksitimit me GRV

Grupi i sistemeve të eksitimit me eksitues të rrymës alternative ilustrohet në figurën 2.4. Në variantin e parë (fig 2.4a) eksitimi i GS bëhet me ndihëm e një urë me dioda, që ushqehet nga një eksitues i rrymës alternative.

Në fig. 2.4b eksituesi alternativ EA është me përshtjellë të rrymës alternative të rrotullueshme, me urën me dioda dhe pajisjet ndihmëse (rezistenca, reaktanca, kondensatorë e pjestues dhe siguresa), që montohen në një tambur të rrotullueshëm. Në këtë mënyrë arrihet një lidhje e drejtpërdrejtë në pjesën e rrotullueshme nëpërmjet EA dhe eksitimit të GS.

Dinamika e këtyre sistemeve është e njëjtë. Për rastin kur përdoret eksituesi alternativ mund të merren gradientë më të lartë të tensionit të eksitimit sesa me GRV. Kjo paraqet interes për rastin e lidhjeve të shkurtra në sistem. Por, EA nuk mund të japë shtesë negative eksitimi në proceset kalimtare, që shoqërohen me çeksitim. Në këto raste, dinamika e tyre është më e keqe se ajo e sistemeve me GRV me rrymë eksitimi shtesë reversibël [1].

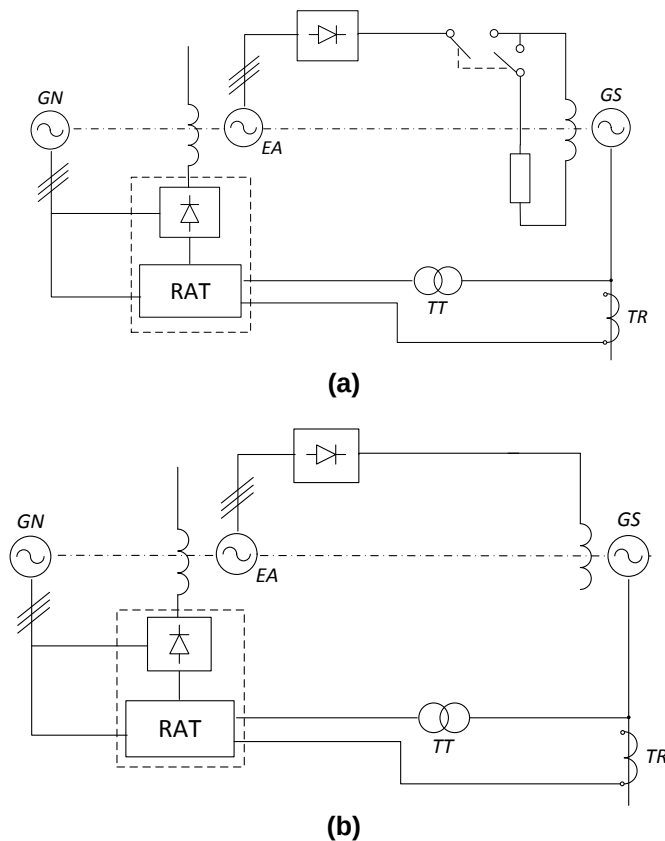


Fig. 2.4. Sistemet e eksitimit me GRA

2.3.1.2 Sistemet statike të eksitimit

Sistemet e eksitimit statik kanë gjetur përdorim në disa nga centralet e prodhimit të energjisë elektrike të Shqipërisë. Avantazhi kryesor i këtyre sistemeve qëndron në faktin se: me anën e tyre realizohet një rregullim mjaft i shpejtë i tensionit, përveç epërsisë së tyre si konstruktive dhe të mirëmbajtjes.

Dy nga sistemet statike, që kanë gjetur përdorim të gjerë në centralet e Shqipërisë, janë këto, që ilustrohen në figurën 2.5. Eksituesi i figurës 2.5a njihet edhe si eksitues me urë gjysmë të komandueshme. Ai përbëhet nga tre dioda nga njëri krah dhe tre tiristorë nga krah tjetër. Ndërsa në figurën 2.5b kemi të bëjmë me një urë plotësisht të komandueshme, e cila përmban nga të dy anët e saj tiristorë. Në të dy rastet ura ushqehet nga një transformator i veçantë, parësori i të cilit lidhet me shinat e nevojave vetjake ose të vetë GS.

Rasti (b) është më i përshtatshëm, sepse në rastin e proceseve kalimtare bën të mundur që të zbatohen edhe tensione negative. Pra, krijohet mundësia për një çëksitim të shpejtë pa hapur qarkun e eksitimit të gjeneratorit sinkron.

Nga të metat e këtyre sistemeve përmendim se për lidhje të shkurtra pranë burimit kur tensioni në GS bie nga 30% deri në 50% efektiviteti i tyre bie në mënyrë të konsiderueshme.

Si rrjedhim, në sistemin energjitik duhet të kemi një kombinim të sistemeve statike të eksitimit me sisteme eksitimi me makina të rrotullueshme. [1]

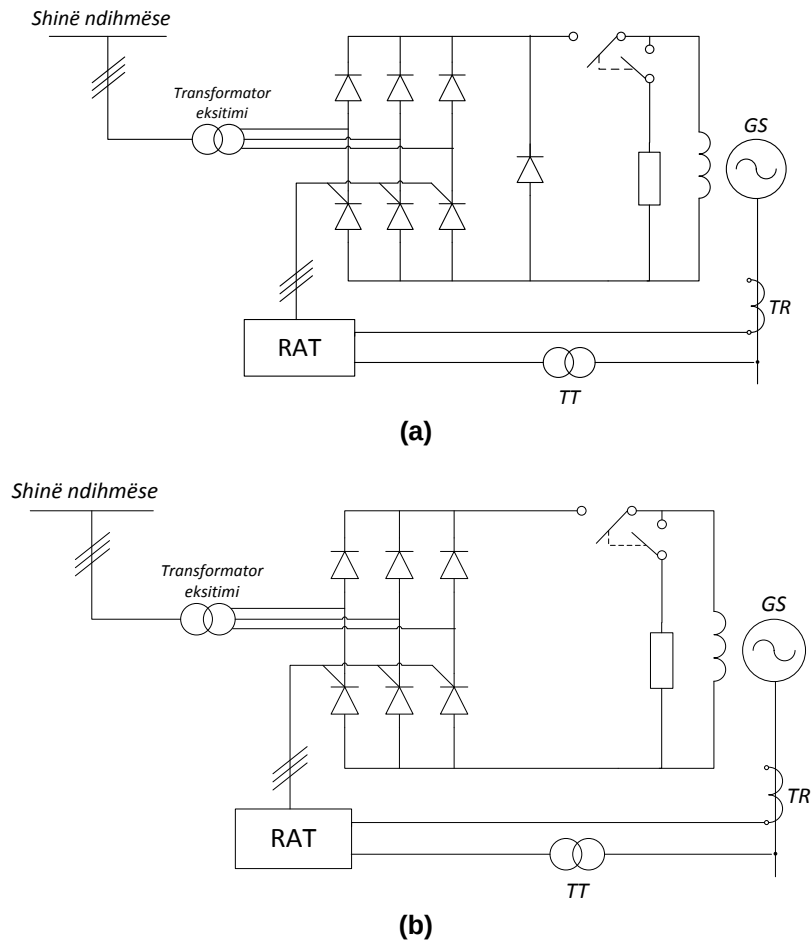


Fig. 2.5. Sistemet statike të eksitimit

2.3.1.3 Karakteristikat e rregullimit të sistemit të eksitimit të GS

Karakteristikat e rregullimit të gjeneratorit sinkron ndahen në varësi, se çfarë vlere merr tensioni në bornat e gjeneratorit pas një procesi kalimtar. Nëse tensioni kthehet përsëri në vlerën fillestar, kemi të bëjme me karakteristikën *astatike* dhe nëse jo, atëherë karakteristika quhet *statike*.

Karakteristika e rregullimit përfaqëson varësinë e vlerave të stabilizuara të tensionit V_G ndaj vlerave të stabilizuara të ngacmimeve shqetësuese I_r .

Pra, karakteristika astatike është një drejtës paralele me boshtine I_r . Ndërsa ajo statike paraqitet me një vijë të pjerët me ekuacion:

$$V_G = V_{Go} + k_s I_r \quad (2.8)$$

ku k_s - është koeficienti i statizmit, i cili gjendet:

$$k_s = \frac{V_G - V_{Gn}}{I_r - I_{rn}} = \frac{\Delta V_\infty}{\Delta I_\infty} \quad (2.9)$$

Në figurën 2.6 ilustron varësia e tensionit nga rryma reaktive për koeficient statizmi të ndryshëm.

Koeficienti i statizmit paraqet gabimin statik të sistemit të rregullimit automatik SRA për ngacmime shqetësuese, që ndryshojnë në forëm shkalle $\Delta I_{r\infty} = 1(t)$.

SRAT me karakteristikë statike të rregullimit kanë veçorinë që çdo vlerë ngarkese i përket një vlerë e caktuar e tensionit të gjeneratorit. Kështu, SRAT me $k_s \neq 0$ gjatë ndryshimit të ngarkesës nuk e mbajnë konstant tensionin në bornat e gjeneratorit. [1]

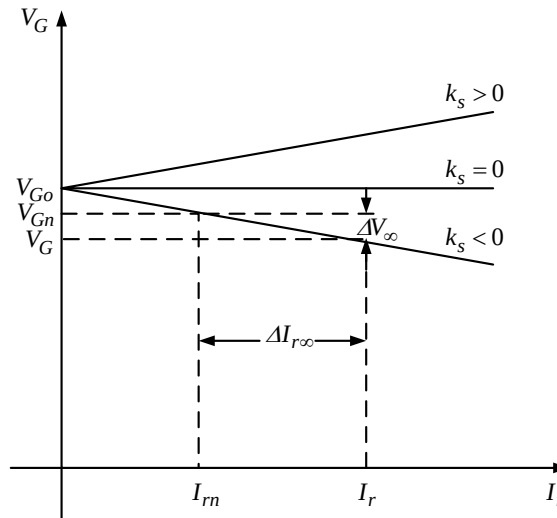


Fig. 2.6. Karakteristikat e rregullimit

2.3.1.4 Agregati turbinë-gjenerator si objekt rregullimi

Studimi i agregatit turbinë-gjenerator si objekt rregullimi zakonisht bëhet për rastin, kur ai punon me ngarkesë të izoluar. Modeli i agregatit ndahet në modelin e turbinës dhe modelin e gjeneratorit sinkron. Në modelin e gjeneratorit bën pjesë edhe konstantja T_m e inercisë së masave rrotulluese të rrotorëve të turbinës.

Për modelin e turbinës nuk po jepen sqarime në këtë punim (nuk na intereson), por ajo që vlen të theksohet është fakti se në boshtin e gjeneratorit sinkron vepron një moment mekanik rrotullues M_{mek} , që krijohet nga shndërrimi i energjisë së bartësit të energjisë në energji mekanike. Këtë moment e marrim në konsideratë nëpërmjet fuqisë mekanike P_m . Nëse ngarkesa e gjeneratorit është P_{ng0} dhe në çastin e kohës $t = t_0$ kemi një rritje të ngarkesës me ΔP_{ng} , atëherë si rezultat i veprimit të sistemit të rregullimit të shpejtësisë do të kemi një shtesë të fuqisë mekanike me ΔP_{mek} .

Diferenca midis shtesës në fuqinë mekanike me shtesën e ngarkesës shkon:

- 1) Për rritjen e energjisë kinetike në njësinë e kohës:

$$\frac{d}{dt}(E_k) = \frac{d}{dt}\left(E_{k_0} \frac{f^2}{f_0^2}\right) = E_{k_0} \frac{d}{dt} \left[\frac{f_0 + 2\Delta f_0 + \Delta f^2}{f_0^2} \right] = 2 \frac{E_{k_0}}{f_0} \frac{d\Delta f}{dt} \quad (2.10)$$

- 2) Për rritjen e ngarkesës me madhësinë:

$$D_N \Delta f \quad (2.11)$$

ku:

$$D_N = \left. \frac{\partial P_{ng}}{\partial f} \right|_{f_0} \quad [\text{MW/Hz}]$$

Njihet me emërtimin *energji rrotulluese* e ngarkesës (që varet nga frekuenca, e tipit motorik).

Në formë të përmbledhur do të kishim:

$$\Delta P_{mek} - \Delta P_{ng} = \frac{2E_{k_0}}{f_0} \Delta \dot{f} + D_N \Delta f \quad (2.12)$$

Kalojmë në njësi reaktive duke pjestuar me fuqinë nominale S_n :

$$\Delta P_{mek} - \Delta P_{ng} = T_m \frac{\Delta \dot{f}}{f_0} + k_N \frac{\Delta f}{f_0} \quad (2.13)$$

ku:

$$T_m = \frac{J\Omega_0^2}{S_n} \text{ dhe } k_N = f_0 \frac{D_N}{S_n} \quad (2.14)$$

k_N - paraqet efektin rregullues të ngarkesës.

Zakonisht në vend të k_N përdoret i anasjellti i tij, që njihet me emërtimin *statizëm i ngarkesës*. Ky parametër shënohet me b_N :

$$b_N = \frac{1}{k_N} = \frac{1}{f_0} \cdot \frac{S_n}{D_N} \quad (2.15)$$

Skema strukturore e gjeneratorit sinkron të lidhur me ngarkesë lokale, referuar ekuacionit (2.13) ilustron në figurën 2.7a. Për rastin e punimit pa ngarkesë do të kishim $\Delta P_{ng}=0$ dhe $k_N=0$. Pra, gjeneratori në këtë rast paraqitet me një nyje integruese me konstante T_m (figura 2.7b). [1]

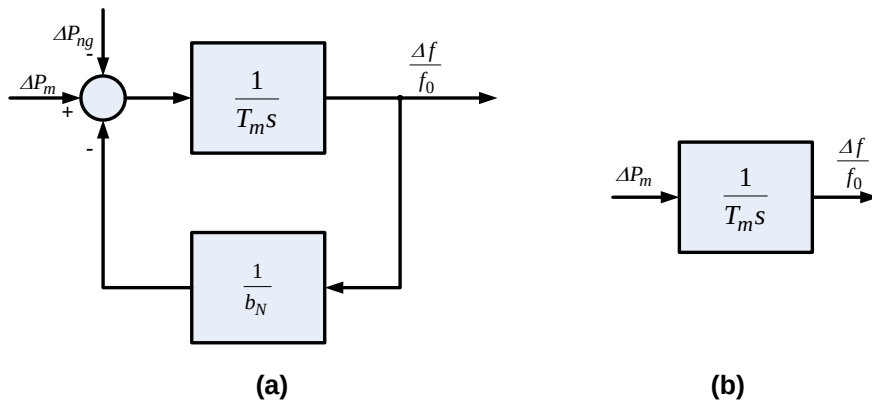


Fig. 2.7. Modeli i GS: (a) në regjim me ngarkesë lokal, (b) në punim pa ngarkesë

2.4 Mjetet e përdorura

2.4.1 Hyrje

Në kapitullin e parë, në tabelën 1 u paraqitën disa arkitektura për disa rregullatorë tipik në kohë reale. Nga kjo tabelë vihet re se: po të zgjedhim për realizimin e sistemit të kontrollit në kohë reale kombinimin PC dhe bord për marrje të dhënash, pavarësisht se kemi shfrytëzim të ulët, ne mund të arrijmë fleksibilitet të lartë me kosto të ulët. Për më tepër mund të testojmë algoritme komplekse dhe të realizojmë gjithashtu prototipe, për një kohë të shkurtër. Si rrjedhim, për zgjidhjen e detyrës, do zgjidhet ky kombinim për ndërtimin e sistemit virtual, që do të kontrollojë në kohë reale vlerën e tensionit në bornat e gjeneratorit sinkron model 8241 të firmës Lab-Volt.

Në këtë paragraf do të ilustruhet se cilët janë komponentët e një sistemi virtual, i cili mund të monitorojë dhe kontrollojë një objekt të caktuar. Në fig. 2.8 jepet blloksema e një sistemi laboratorik, i cili mbështetet nga kompjuteri në kohë reale. [2]

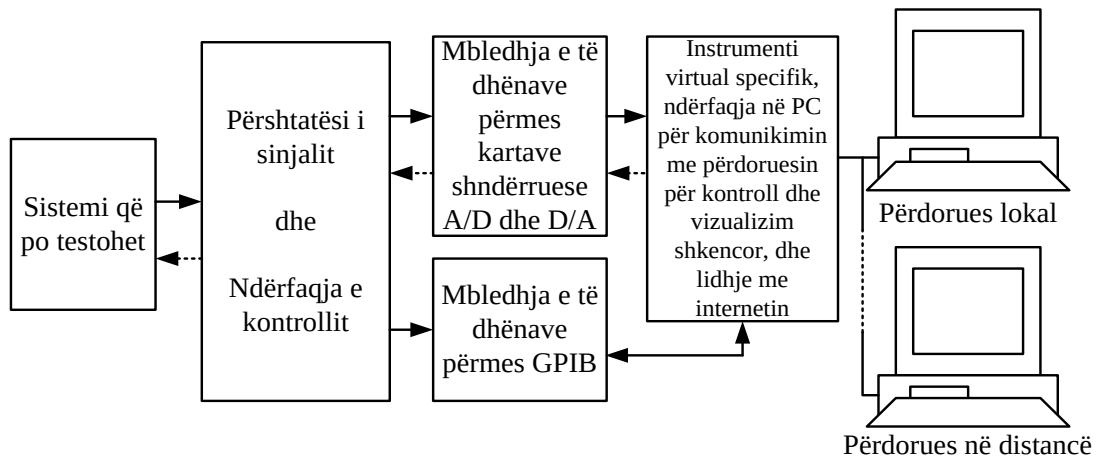


Fig. 2.8. Bllokskema e një sistemi laboratorik me bazë PC

Në rastin konkret në vend të sistemit nën test do të kemi një gjenerator sinkron në rolin e objektit të rregullimit. Nga bornat e statorit të tij do të merren vlerat e tensioneve fazore, rrymave fazore, dhe shpejtësia e rrotullimit të përshtjellës së eksitimit, që ndodhet në rotor (pra edhe frekuenca). Si rrjedhim mund të llogarisim fuqinë aktive P , atë reaktive Q , fuqinë e plotë S , $\cos\phi$, etj.

Marrja e të dhënave do të bëhet me ndihmën e një moduli të ndërtuar eksperimentalisht ku bëjnë pjesë: gjashtë sensorë me efekt Hall dhe qarqet ndihmëse për përshtatjen e sinjaleve, në përputhje me hyrjet e kartës për mbledhjen e të dhënave A/D. Në këtë bllok bëjnë pjesë edhe sinjalet dalëse D/A nga po kjo kartë, sepse ajo punon si konvertues në dy drejtime. Pikërisht, daljet e saj analoge japin komandat në blloqet ekzekutuese, të cilët në rastin konkret janë dy shndërrues statik nga tension alternativ të pa ndryshuar në tension të vazhduar variabël.

Njëri bllok ekzekutues komandon tensionin e induktit të një motori të rrymës së vazhduar me eksitim të pavarur dhe si rrjedhim shpejtësinë e rrotullimit të tij. Motori nga ana tjetër është i lidhur me një rrip transmissiion të dhëmbëzuar me gjeneratorin sinkron, të cilit do t'i kontrollojmë tensionin. Ky motor luan rolin e turbinës. Me anën e tij do të kontrollojmë frekuencën e gjeneratorit sinkron kur ai punon me ngarkesë lokale të izoluar nga sistemi. Blloku i dytë ekzekutues do të kontrollojë vlerën e tensionit të përshtjellës së eksitimit të gjeneratorit sinkron dhe si rrjedhim edhe tensionin në bornat e tij.

Një pjesë tjetër e rëndësishme e konturit është kompjuteri, që do të punojë në kohë reale. Për specifikimet e tij nuk po flasim në këtë pjesë pasi me fuqitë procesuese të kompjuterave personalë në kohën kur po hartohet ky punim, pothuajse të gjithë kompjuterat personalë e ofrojnë këtë mundësi. Kjo, sepse siç do ta shohim më vonë, një rol themelor luan edhe arkitektura softuerike, që do të implementojmë duke përdorur një gjuhë grafike programimi të fuqishme, LabVIEW. [3]

Aplikacioni i kontrollit dhe i monitorimit të objektit të rregullimit (GS) është ndërtuar në ambientin LabVIEW. Ky aplikacion është hartuar dhe ndërtuar në një formë të tillë që të jetë në gjendje, të monitorojë madhësitë e dëshiruara dhe të mundësojë ndryshimin e vlerave referuese të shpejtësisë së motorit të rrymës së vazhduar dhe të tensionit të gjeneratorit sinkron. Ai bën të mundur punën në kontur të hapur ose të mbyllur si dhe implementimin e tipeve të ndryshëm të rregullatorëve, të cilët dalin direkt nga procesi i analizës mbi modelin e objektit të rregullimit (GS) dhe implementohen direkt mbi të, pa u sintetizuar fizikisht.

Pra, ideja është ajo e një stende eksperimentale, e cila përbëhet nga të gjithë elementët, që përbëjnë konturin e mbyllur për rregullimin e frekuencës dhe tensionit të një gjeneratori sinkron. Këto elementë janë simuluar dhe ndërtuar fizikisht në Laboratorin e Matjeve Elektrike të FIE.

Në figurën 2.9 ilustron sistemi i kontrollit të frekuencës dhe shpejtësisë të GS. Për ligjin e rregullimit të zgjedhur do të flitet në kapitujt e tjerë, pasi është menduar që projektimi i sistemit të kontrollit, të bëhet mbi modelin matematik të GS dhe më tej të provohet tek stenda eksperimentale, e ngritur për këtë qëllim.

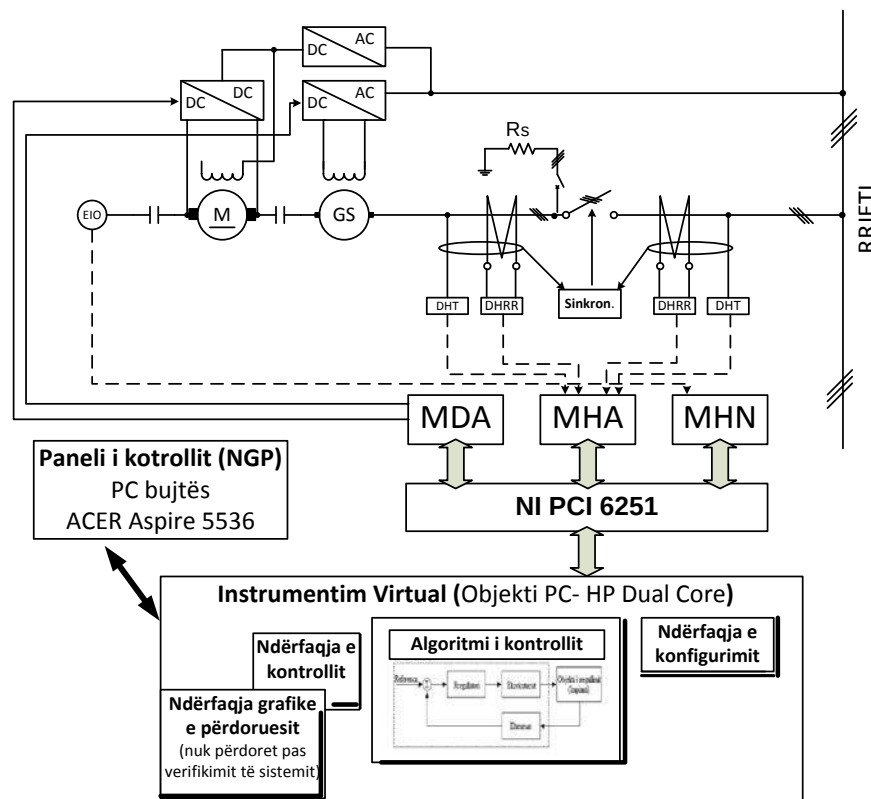


Fig. 2.9. Sistemi i kontrollit në kohë reale i GS model 8241 të Lab-Volt

ku:

MDA-moduli i daljeve analoge

MHA-moduli i hyrjeve analoge

MHN-moduli i hyrjeve numerike

DHT-dhënës tensioni

DHRR-dhënës rryme

EIO-enkoder inkremental optoelektronik

2.4.2 Elementët e konturit të mbyllur për rregullimin e tensionit të GS

2.4.2.1 Softueri LabVIEW

LabVIEW është një gjuhë programimi grafike, e cila përdor ikonat në vend të rreshtave të tekstit për të krijuar aplikacione. Në ndryshim nga gjuhët e programimit në formë teksti, ku udhëzimet përcaktojnë ekzekutimin e programit, LabVIEW përdor programimin e bazuar mbi fluksin e të dhënave, në të cilin është po ky fluks, që përcakton edhe ekzekutimin.

Në LabVIEW mund të realizohet një ndërfaqe përdoruesi duke përdorur një bashkësi veglash dhe objektsh. Ndërfaqja e përdoruesit është e njohur si paneli frontal. Ne mund të ndërtojmë kodin duke përdorur paraqitjen grafike të funksioneve për të kontrolluar objektet nga paneli frontal. Realizimi i kodit kryhet nga diagrama bllok. Diagrama bllok ngjason në njëfarë mënyre me një bllokskemë.

LabVIEW është tërësisht i plotësuar për të komunikuar me harduerë të tipit GPIB, VXI, PXI, RS-232, RS-485, dhe mbledhësit e të dhënave DAQ (data acquisition). LabVIEW përmban edhe karakteristika të brendshme për lidhjen e programit aplikativ në ueb duke përdorur *LabVIEW Web Server* dhe softuerët standartë, siç është protokollu TCP/IP dhe ActiveX.

Programet e realizuara në LabVIEW quhen Instrumenta Virtualë (Virtual Instruments, VI). VI-të përmbajnë tre komponentë kryesorë - panelin frontal, diagramën bllok dhe ikonën me panelin e konektorëve [4]. Një informacion plotësues për softin LabVIEW gjendet në **Shtojcën A** të këtij punimi.

Me ndihmën e softuerit LabVIEW mund të ndërtohen instrumenta virtualë, që përmbushin nevojat tona specifike. Kjo gjuhë programimi është mjaft fleksibël dhe modulare. Kështu që, jo vetëm mund të krijohet një gamë e gjerë aplikacionesh për çdo disiplinë, e në veçanti për ato inxhinierike, por jep mundësinë, që të shtohen tek aplikacioni funksione të tjera në të ardhmen, për shkak të modularitetit, që ofron ky program.

2.4.2.2 Karta PCI 6251/BNC 2120

Zgjedhja e softuerit LabVIEW për zgjidhjen e detyrës së këtij punimi, është bërë në radhë të parë për shkak të lehtësisë, që ofron ai për ndërfaqësimin e kompjuterit me botën reale. Prodhuesi i softit LabVIEW (*National Instruments*) së bashku me rreth 60 prodhues të tjerë, nga ku përmendim **Texas Instruments**, **Agilent**, etj., prodhojnë karta A/D dhe D/A, karta multifunksionale dhe instrumenta matës. Në ditët e sotme numërohen rreth 1500 produkte të tilla.

Në figurën 2.9 pjesët, që ndërfaqësojnë sistemin virtual për kontrollin e objektit të rregullimit, janë modulet analoge dhe numerike, të cilat në rasin konkret janë të integruara në të njëjtën kartë konvertuese multifunksionale. Karta e zgjedhur për kontrollin në kohë reale të gjeneratorit sinkron model 8241-05 të firmës **Lab-Volt**, është PCI 6251 nga **National Instruments**.

Pamja e saj ilustruhet në figurën 2.10. Specifikimet e kësaj karte gjenden në referencën [9]. Vlen të përmendet rezolucioni i lartë prej 16 bit dhe frekuenca e kampionimit deri në 1.25 MS/s, kur përdoret vetëm një hyrje analoge.



Fig. 2.10. Karta multifunksionale PCI 6251

Për lidhjen e kësaj karte me dhënësat dhe ekzekutuesit është përdorur konektorin BNC 2120. Figura 2.11 paraqet pamjen e këtij konektori, që disponon Laboratori i Matjeve Elektrike pranë FIE. Specifikimet e tij jepen po në referencën [9].



Fig. 2.11. Konektori BNC 2120

2.4.2.3 Blloku i dhënësive dhe qarqet përshtatës

2.4.2.3.1 Matësi i shpejtësisë këndore

Siç shihet edhe nga figura 2.9 marrja e informacionit për vlerën e shpejtësisë së sistemit motor-gjenerator bëhet nëpërmjet një enkoderi. Për rastin konkret është zgjedhur enkoderin inkremental, që paraqitet në figurën 2.12. Natyrisht, që mënyrat e numërimit të impulseve, që gjeneron ky enkoder janë të ndryshme. Ajo mund të bëhet si me ndihmën e qarqeve analoge ashtu edhe me ndihmën e kartave A/D dhe D/A.

Matja e shpejtësisë së pjesës së lëvizshme, në rastin konkret, është bërë me ndihmën e një ndërfaqjeje të programuar në softin LabVIEW. Paneli frontal i

matësit virtual të shpejtësisë jepet në figurën 2.13, ndërsa kodi grafik i tij jepet në figurën 2.14. [5]

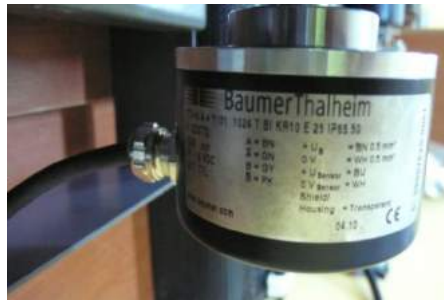


Fig. 2.12. Enkoderi Baumer

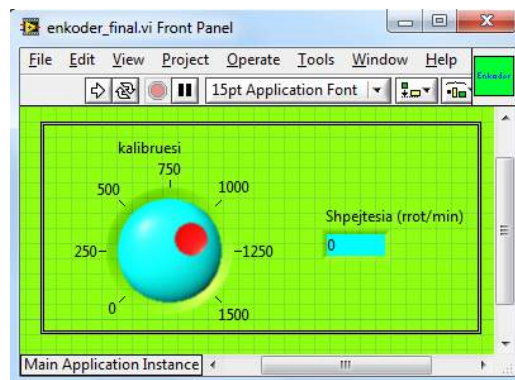


Fig. 2.13. Paneli frontal i matësit të shpejtësisë

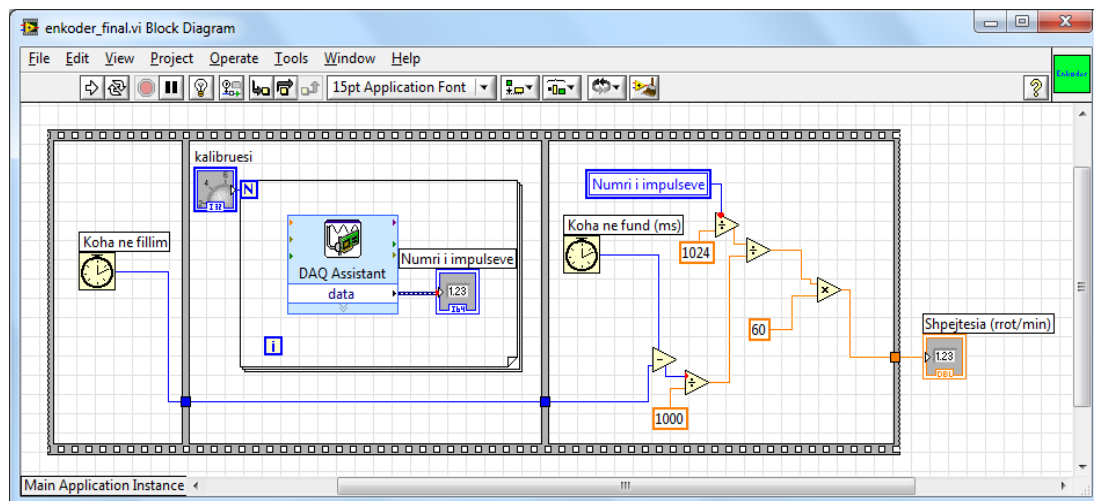


Fig. 2.14. Kodi grafik i matësit virtual të shpejtësisë

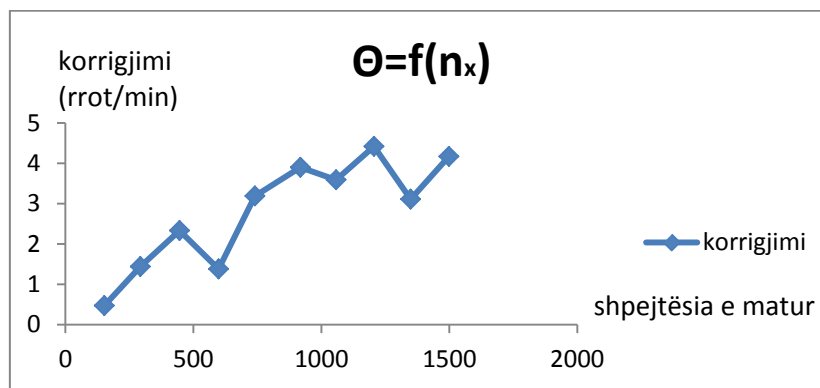
Në tabelën 2.1 jepen llogaritjet nga eksperimenti i nxjerrjes së klasës së përpikërisë të matësit të shpejtësisë. Ajo del e barabartë me gabimin maksimal të referuar dhe sipas standartit rezulton $K=0,5$.

Në figurën 2.15 paraqitet edhe grafiku i varësisë së korrigjimeve të vlerave të matura në funksion të shpejtësisë, që tregon matësi i shpejtësisë në panelin frontal, nga ku shihet se për vlera në rritje të shpejtësisë, korrigjimi (gabimi) rritet.

Tabela 2.1. Përcaktimi i klasës së përpikërisë të matësit virtual të shpejtësisë

n_x	n_0	G_s	Korrigjimi	$G_{st}(\%)$	$G_{st}(\%)$
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.000
152.23	152.70	-0.47	0.47	-0.31	-0.032
292.86	294.30	-1.44	1.44	-0.49	-0.096
446.17	448.50	-2.33	2.33	-0.51	-0.155
598.62	600.00	-1.38	1.38	-0.23	-0.092
740.51	743.70	-3.19	3.19	-0.43	-0.213
918.30	922.20	-3.90	3.90	-0.42	-0.260
1057.35	1061.10	-3.59	3.59	-0.34	-0.240
1205.78	1210.20	-4.42	4.42	-0.36	-0.295
1348.69	1351.80	-3.11	3.11	-0.23	-0.207
1498.23	1502.40	-4.17	4.17	-0.28	-0.278

$K=0,5$
Sipas standartit

**Fig. 2.15.** Grafiku i korrigjimeve të matësit virtual të shpejtësisë

2.4.2.3.2 Moduli i matjes së tensioneve dhe rrymave fazore

Në figurën 2.9 paraqiten dhënësata e rrymës dhe tensionit, të domosdoshëm për marrjen e informacionit për vlerat e rrymave dhe tensioneve në dalje të gjeneratorit. Për këtë arsye është ndërtuar një modul, i cili është projektuar me specifikat e sistemit, kontrolli i të cili është edhe qëllimi i këtij punimi. Ky modul përbëhet nga tre dhënësata tensioni dhe tre dhënësata rryme me efekt Hall, të prodhuar nga firma zvicerane LEM. Moduli ka edhe qarqe përshtatëse, të cilët rregullojnë nivelet e tensioneve në dalje të modulit, si për kompesimin për offset-in e dhënësave ashtu edhe për arritjen e niveleve të pranueshme të tensioneve në dalje, në përputhje me hyrjet e kartës konvertuese PCI 6251.

Në tabelën 2.2 ilustron kalibrimi i modulit. Vlerat nominale të këtyre koeficientëve janë përdorur në ambientin LabVIEW, për të ndërtuar instrumentin virtual, i cili monitoron vlerat e tensioneve dhe rrymave, që masin dhënësata e modulit. Theksojmë se për rastin e sistemeve me ngarkesë simetrike, disa nga këta dhënësata mund të shfrytëzohen edhe për matje të parametrave të tjerë, siç mund të jetë tensionet dhe rrymat e motorit të rrymës së vazhduar, që luan rolin e turbinës në këtë punim.

Në figurën 2.16 jepet ky modul dhe eksperimenti i nxjerrjes së koeficientëve të tensioneve dhe rrymave fazore.

Tabela 2.2. Përcaktimi i koeficientëve të dhënësive të tensionit dhe rrymës

U ₁		U ₂		U ₃		K _{u1}	K _{u2}	K _{u3}	
Hyrje	Dalje	Hyrje	Dalje	Hyrje	Dalje				
V	V	V	V	V	V	66,702	71,080	69,517	K _{mes}
30,7	0,467	30,32	0,424	30,76	0,439	65,738	71,509	70,068	
59,76	0,909	60,01	0,839	60,55	0,864	65,742	71,525	70,081	
90,4	1,377	90,7	1,273	90,4	1,292	65,649	71,249	69,969	
120,4	1,807	120,2	1,684	120,2	1,719	66,629	71,377	69,924	
150,5	2,272	150	2,106	150,3	2,158	66,241	71,225	69,647	
180,3	2,701	180,1	2,547	180,5	2,602	66,753	70,710	69,369	
210,1	3,1	210,4	2,962	210,3	3,036	67,774	71,033	69,268	
240,4	3,596	240,2	3,404	240,1	3,506	66,852	70,564	68,482	
230,6	3,345	230	3,261	230	3,341	68,938	70,530	68,841	K _n
I ₁		I ₂		I ₃		K _{i1}	K _{i2}	K _{i3}	
Hyrje	Dalje	Hyrje	Dalje	Hyrje	Dalje				
mA	V	mA	V	mA	V	0,1208	0,1250	0,1249	K _{mes}
26,2	0,219	26,2	0,208	26,2	0,216	0,1196	0,1259	0,1212	
50,52	0,417	50,52	0,408	50,52	0,411	0,1211	0,1238	0,1229	
76,2	0,626	76,2	0,609	76,2	0,602	0,1217	0,1251	0,1265	
101	0,828	101	0,809	101	0,806	0,1219	0,1248	0,1253	
125,8	1,04	125,8	1,01	125,8	1	0,1209	0,1245	0,1258	
150,7	1,24	150,7	1,2	150,7	1,2	0,1215	0,1255	0,1255	
175	1,46	175	1,4	175	1,4	0,1298	0,1250	0,125	
202,6	1,68	202,6	1,62	202,6	1,61	0,1205	0,1250	0,1258	
225,4	1,87	225,4	1,8	225,4	1,79	0,1205	0,1252	0,1259	
250,2	2,07	250,2	2	250,2	1,99	0,1208	0,1251	0,1257	K _n
277,5	2,3	277,5	2,23	277,5	2,22	0,1206	0,1244	0,125	
297,5	2,46	297,5	2,39	297,5	2,38	0,1209	0,1244	0,125	
408	3,38	408	3,27	408	3,26	0,1207	0,1247	0,1251	

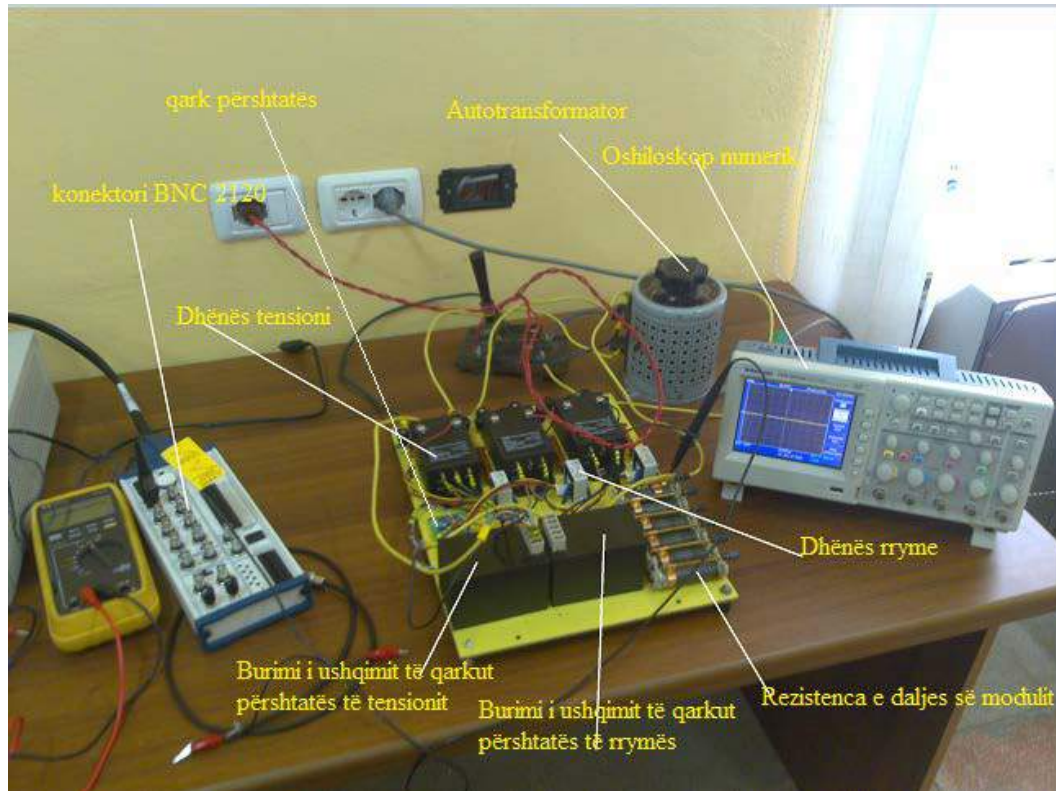


Fig. 2.16. Pamje nga eksperimenti i nxjerrjes eksperimentale të koeficientëve të bllokut të dhënësive të rrymave dhe tensoneve fazore

Gjithashtu, ata mund të përdoren për matjen e tensionit dhe rrymës së pëstjellës së eksitimit të gjeneratorit sinkron. Kjo, mund të ndihmojë në vendosjen e limiteve në kapacitetin gjenerues të sistemit motor-gjenerator dhe mbrojtjen e tij në rast të avarive të mundshme, pasi të gjithë blloqet ekzekutues pilotohen nga sistemi virtual i ndërtuar në softin LabVIEW. Pavarësisht se mbrojtja e sistemit nuk është qëllim i këtij punimi, kjo mund të shihet si një dritare për punë të mëtejshme nga pedagogë dhe kërkues të fushës përkatëse.

Në fig. 2.17 jepen edhe karakteristikat e dhënësive nga ku shihet një linearitet mjaft i mirë i tyre.

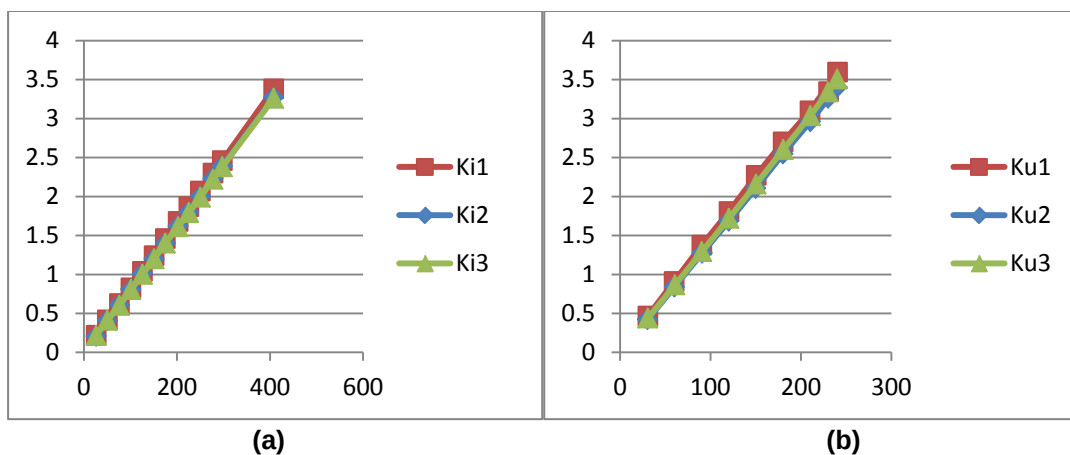


Fig. 2.17. Varësitë eksperimentale hyrje/dalje, (a) dhënësat e tensionit, (b) dhënësat e rrymës

2.4.2.4 Blloku ekzekutues

2.4.2.4.1 Hyrje

Siç u pa edhe në kapitullin e parë, një pjesë e rëndësishme e konturit të mbyllur në kohë reale ishte edhe transmissioni elektrik. Pra, zgjedhja e ekzekutuesit kushtëzon jo vetëm arritjen e kërkesë, që vendos teknologjia, por edhe performancën e algoritmit të kontrollit të gjeneruar nga softueri i kompjuterit në kohë reale.

Një variant që sugjerohet, është përdorimi i një “skeme hibride” [6] ku një pjesë e detyrës t’i lihet një qarku analog dhe pjesa tjetër t’i lihet të llogaritet nga softueri dhe të gjenerohet nga karta konvertuese. Në këtë mënyrë programi nuk ngarkohet me llogaritje të tepërta dhe kështu procesori i kompjuterit në kohë reale, të kryejë një proces sa më deterministik.

Kjo mënyrë është shumë fleksibël, nëse në të ardhmen mendohet që algoritmi i kontrollit të testuar me sukses, të ekzekutohet edhe në platforma me bazë mikrokontrollerin, të cilat kanë kapacitete të limituara.

Në paragrafët në vijim do të bëjmë një përmbledhje të shndërrueseve statikë, të cilët janë përdorur në këtë punim.

2.4.2.4.2 Shndërruesit statikë (AC-DC dhe DC-DC)

Në figurën 2.9 sinjalet e komandimit të modulit të daljeve analoge (MDA) jepen në dy shndërruesa statikë alternativë-vazhduar.

- SHSA-V (Shndërruesit Statikë Alternativë - Vazhduar)

Shndërruesish statikë alternativ-vazhduar kanë në hyrje burim tensioni sinusoidal dhe në dalje një qark të rrymës së vazhduar. Elementët elektronikë, që ata përmbajnë, janë komponentë të pakomandueshëm në kyçje (dioda) ose të komandueshëm në kyçje (kryesisht tiristorë) dhe për pasojë, ndahen në dy grupe të mëdha: SHSA-V të pakomanduar dhe të komanduar. [7]

Në ndërtimin e bllokut të ushqimit të vazhduar është përdorur skema njëfazore me dy alternanca të pakomanduar. Në figurën 2.18 jepet skema me dy alternanca. Kondensatorit C zbut valëzimet e tensionin në dalje. Vlera e kapacitetit të tij zgjidhet në funksion të rrymës së ngarkesës.

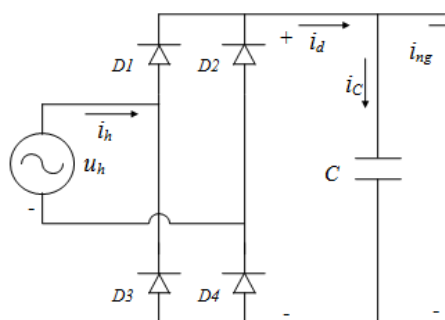


Fig. 2.18. Skema e SHS A-V me dy alternanca të pakomanduara

- SHSV-V (Shndërruesit Statikë Vazhduar - Vazhduar)

Këto lloje shndërruesish statikë, janë të ngjashëm me transformatorët e rrymës alternative. Ata prodhojnë një sinjal të vazhduar në dalje të njëjtë me atë të vazhduar në hyrje, por me vlerë mesatare të rregullueshme.

SHSV-V mund të grupohen në:

- **ulës** (*buck ose step-down*),
- **rritës** (*boost ose step-up*),
- **ulës-rritës** (*buck-boost*)

Parimi i punës së këtyre shndërruesve mbështetet në copëtimi e sinjalit në hyrje të skemës, për të përfutur në dalje një sinjal me natyrë të njëjtë, por me vlerë mesatare, që do të varet nga raporti i copëtimit ndaj periodës së funksionimit. [7]

SHS V-V mund të përdoren te rregullatorët, që e ekzekutojnë komandën me çelësa elektronikë, për të konvertuar një tension të vazhduar normalisht të parregullueshëm në një tension të vazhduar të rregullueshëm. Rregullimi arrihet zakonisht me ndihmën e **modulimit në gjerësi të impulsit MGJI** (pulse width modulation PWM) me frekuencë të pandryshueshme dhe çelësi elektronik; zakonisht *BJT*, *MOSFET* ose *IGBT*.

Për rregullimin e tensionit të vazhduar në dalje të konvertuesit dc-dc ekzistojnë teknika të ndryshme. Metoda më efektive për rregullimin e këtij tensioni është futja e MGJI-së në skemën e SHS V-V. Teknikat, që përdoren gjerësisht, janë: 1) MGJI e vetme (single PWM), 2) MGJI e shumëfishtë (multiple PWM) dhe 3) MGJI- sinusoidale (sinusoidal PWM). [8]

Duke qenë se sinjali i referencës për blloqet ekzekutuese, që do të përdoren në këtë punim do të jenë tensione të vazhduara, të cilat do të vijnë nga kompjuteri me ndihmën e konvertuesit nga numerik në analog (D/A), mëposhtë do të flasim vetëm për dy teknikat e para.

MGJI e vetme dhe ajo e shumëfishtë: Me anë të këtyre teknikave merret vetëm një impuls ose shumë impulse për gjysmëperiodë. Gjerësia e impulsit ndryshohet me qëllim që të rregullojë tensionin në dalje të SHSV-V. Në figurën 2.19a dhe 2.19b tregohet mënyra sesi gjenerohen impulsset e kontrollit të portës së çelësit elektronik të fuqisë, i cili do të rregullojë tensionit në dalje të konvertuesit V-V për rastin kur (fig. 2.19a) merret një impuls për periodë dhe rastin kur (fig. 2.19b) merren shumë impulse për periodë.

Impulset, për portën e çelësit të fuqisë, gjenerohen duke krahasuar një sinjal reference drejtkëndor me amplitudë V_r me një sinjal trekëndor mbartës me amplitudë V_t . Në gjysmëperiodën pozitive, kur sinjali referues është më i madh se ai bartës, amplituda e sinjalit në dalje të krahasuesit arrin vlerën nominale. Ndërsa, në gjysmëperiodën negative vlera e nominale e tensionit në dalje merret, kur sinjali bartës është më i madh se ai referues.

Frekuenca e sinjalit referues përcakton edhe frekuencën themelore të tensioni në dalje.

Duke ndryshuar V_r nga 0 deri në V_t , mund të ndryshojmë gjerësinë e impulsit kT (ku $k=T_{on}/T$) nga 0 në T . Raporti V_r/V_t është variabli i kontrollit, që njihet me emrin **indeks i modulimit M**. [8]

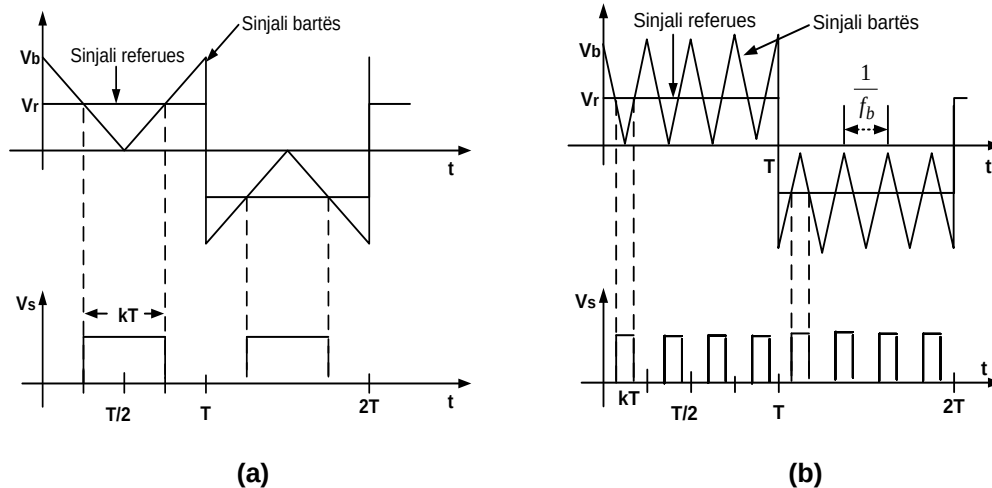


Fig. 2.19. MGJI, (a) modulimi në gjerësi të një impulsi, (b) modulimi në gjerësi të shumë impulseve

2.4.2.4.3 Simulimi dhe ndërtimi në laborator i ekzekutuesve

Në këtë paragraf do të jepen skemat konkrete, të përdorura si ekzekutues në këtë punim. Ato janë ndërtuar në ambjentet e Laboratorit të Matjeve Elektrike të FIE. Fillimisht ato u konceptuan dhe u simuluan me ndihmën e softuerit Multisim të **National Instruments**. Pasi u morën rezultatet e simulimeve, skemat u ndërtuan fizikisht.

Gjatë realizimit fizik pati disa probleme teknike, të cilat u zgjidhën me sukses duke u kthyer tek skemat e simulimeve dhe duke provuar mospërputhjet e hasura midis përgjigjeve të skemave të realizuara fizikisht, dhe atyre të simuluar.

Natyrisht që provat mbi ekzekutuesit real do të ishin të rrezikshme, sepse një pakujdesi e vogël mund t'i dëmtonte përfundimisht ato. Kështu që, ndryshimet u bënë në skemat e simuluar derisa u morën përgjigjet jo shumë të sakta, që kishin rezultuar nga provat eksperimentale. Si rrjedhim u deduktuan elementët, që krijonin këto pasaktësi dhe u përmirësuan në skemat reale. Rezultatet finale të provave eksperimentale ishin mjaft të kënaqëshme.

Në vijim po jepen disa nga simulimet dhe eksperimentet fizike të realizuara në laborator:

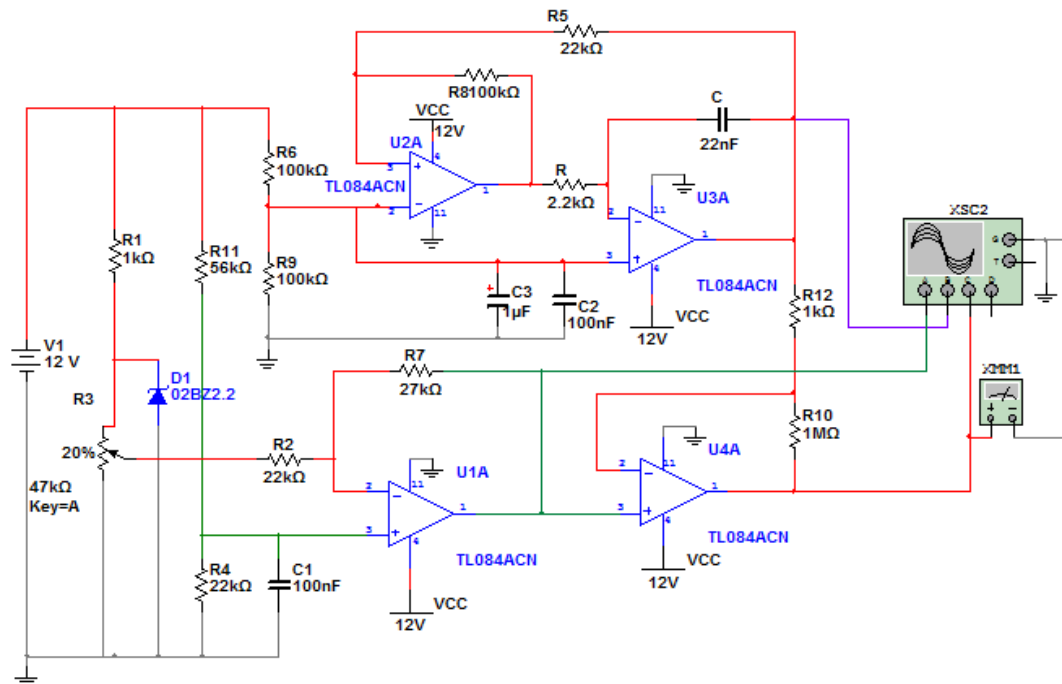


Fig. 2.20. Skema e MGJI-së në Multisim

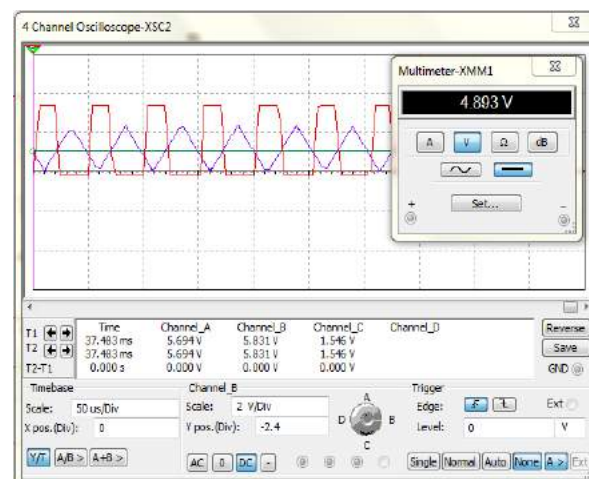


Fig. 2.21. Simulimi i MGJI-së me $f=20\text{kHz}$



Fig. 2.22. Eksperimenti i MGJI-së me $f=20\text{kHz}$

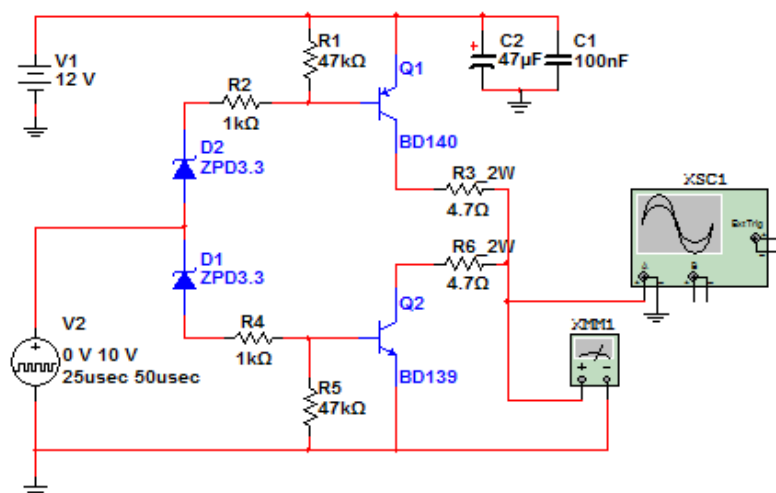


Fig. 2.23. Skema e drajveri të qarkut të fuqisë me dalje 2A në Multisim

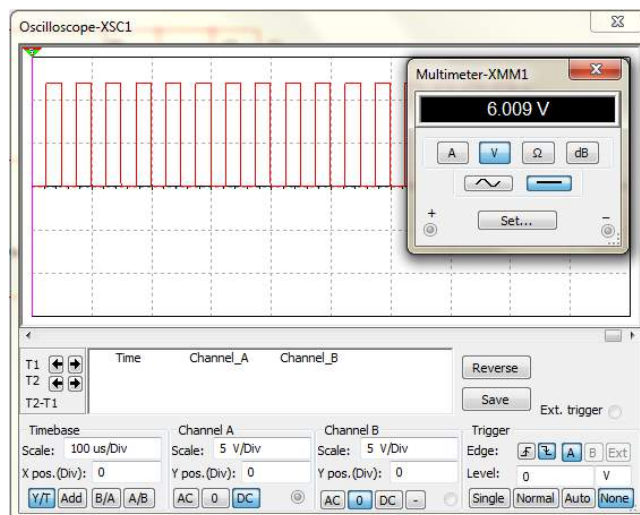


Fig. 2.24. Simulimi i drajveri



Fig. 2.25. Eksperimenti i drajverit

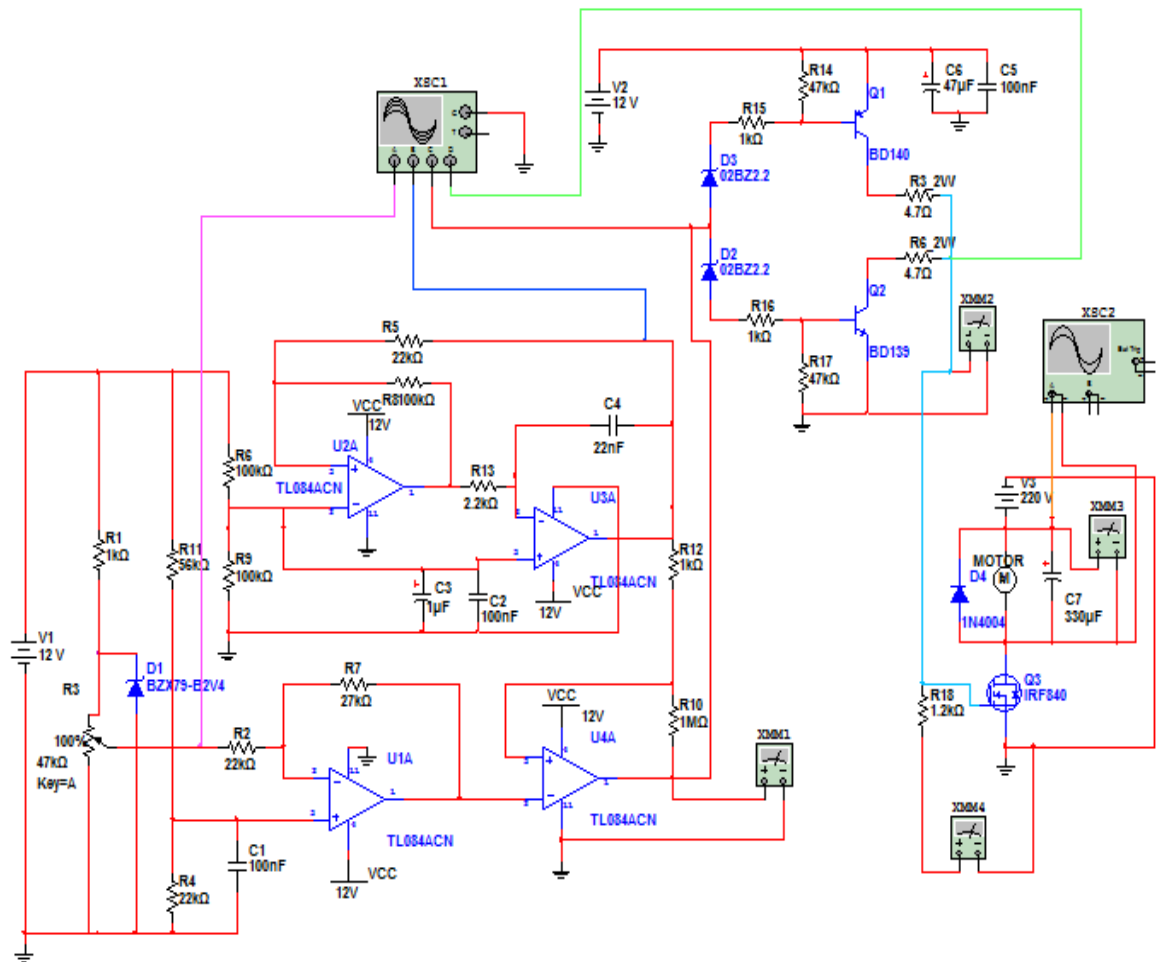


Fig. 2.26. Skema e plotë SHS V-V në ambientin e softit Multisim

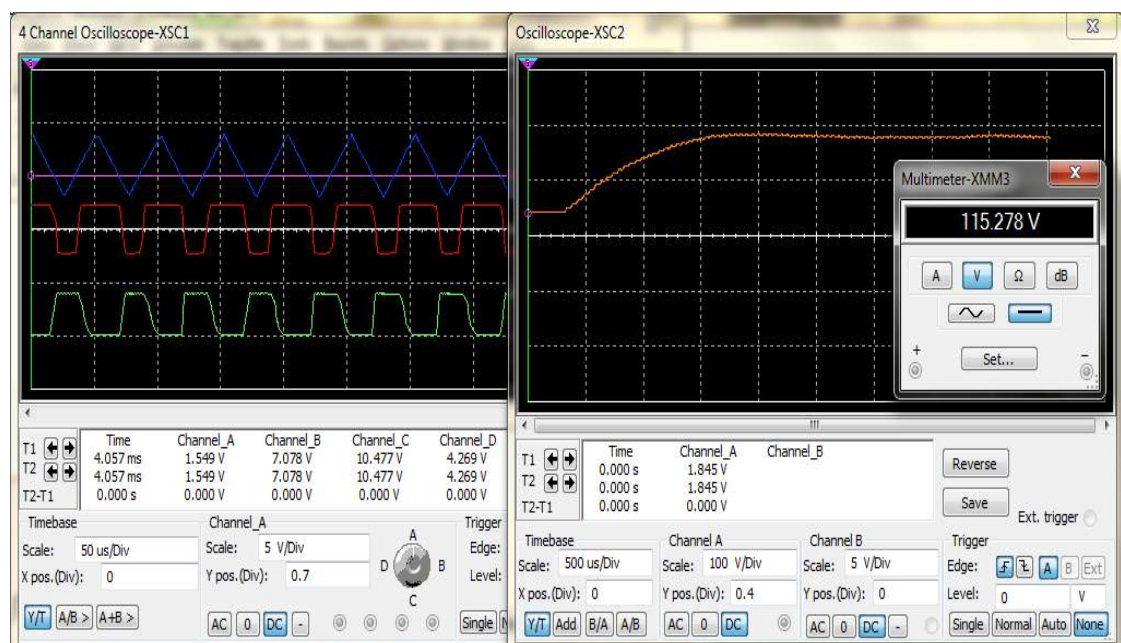


Fig. 2.27. Simulimi i SHS V-V në ambientin Multisim

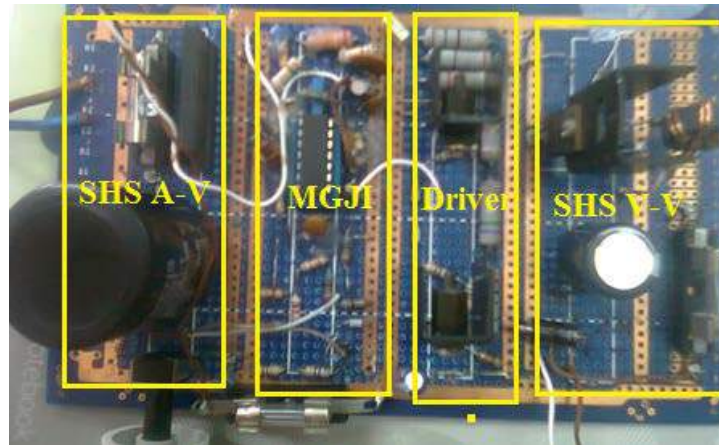


Fig. 2.28. Realizimi fizik i ekzekutuesit me hyrje tension alternativ 178 V dhe dalje tension të vazhduar variabël në kufijtë $U= 0\div 250V$ dhe rrymë $I=8A$.

Figurat 2.20 ÷ 2.28 paraqesin blloqet kryesore, që përbëjnë ekzekutuesin. Disa pjesë nuk janë paraqitur, sepse nuk paraqesin interes. P.sh. transformatori në hyrje me fuqi 500VA dhe me tensione 230V/178V.

Në punim janë implementuar dy ekzekutues të ngjashëm, nga të cilët njëri është përdorur për të ushqyer me tension konstant të vazhduar përshtjellën e eksitimi, të lidhur në paralel të MRV dhe me tension variabël përshtjellën e induktit të po këtij motori. Në këtë mënyrë merret një varësi proporcionale midis tensionit në indukt dhe shpejtësisë në boshtin e tij. Skematikisht kjo marrëdhënie paraqitet në figurën 2.29.

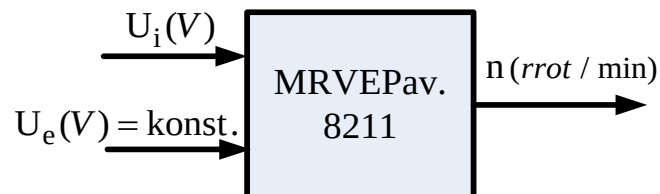


Fig. 2.29. Hyrjet dhe dalja e zgjedhur për MRVEPav. 8211

Ekzekutuesi tjetër është me fuqi pak më të vogël (6A). Ai ushqen me tension të vazhduar variabël përshtjellën e eksitimit të gjeneratorit sinkron. Për gjeneratorin marrëdhënia hyrje-dalje paraqitet në figurën 2.30.

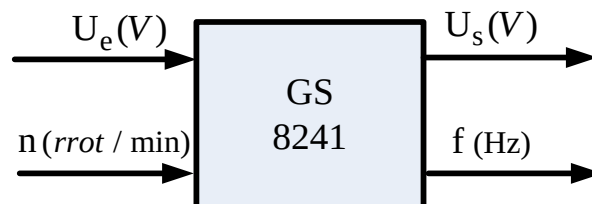


Fig. 2.30. Hyrjet dhe daljet e zgjedhura për GS 8241

Provat e ekzekutuesve mbi objektet përkatëse dhanë rezultate të kënaqëshme.

2.4.2.5 Motori i rrymës së vazhduar

Motori i rrymës së vazhduar imiton turbinën e agregatit të prodhimit të energjisë elektrike. Me ndihmën e këtij motori mund të kontrollojmë frekuencën e madhësive në dalje të gjeneratorit.



Fig. 2.31. Motori i rrymës së vazhduar model 8211 i firmës Lab-Volt

Motori i zgjedhur në këtë punim paraqitet në figurën 2.31. Ai ka një fuqi mekanike në bosht prej $P_n=175W$, tension nominal $U_n=220V$ dhe një shpejtësi rrotullimi $n_n=1500$ rrot/min. Ky motor është plotësisht i përshtatshëm për t'u lidhur me gjeneratorin sinkron, që është objekt i kontrollit të këtij punimi.

2.4.2.6 Gjeneratori sinkron

Në figurën 2.32 paraqitet gjeneratori sinkron, që do të shërbejë si objekt rregullimi në këtë punim. Ai është i lidhur me rrip transmissioni të dhëmbëzuar me motorin e mësipërm. Disa nga parametrat e tij janë $S_n=110VA$, tension nominal $U_n=220V$, rrymë faze $I_n=0.17A$, një shpejtësi rrotullimi $n_n=1500$ rrot/min dhe numër çift polesh $p=2$.



Fig. 2.32. Gjeneratori sinkron model 8241 i firmës Lab-Volt

Ky gjenerator ka në rotor një pështjellë qetësimi në formë kafazi dhe pole të dukshme për të imituar karakteristikat e gjeneratorëve të fuqive të mëdha.

2.4.3 Disa konsiderata

Në paragrafin 2.4.2 u bë një përshkrim i hollësishëm i të gjithë elementeve, që përbëjnë konturin e mbyllur, përveç sistemit virtual për kontrollin dhe monitorimin e gjeneratorit sinkron, i cili është edhe qëllimi i këtij punimi.

Pra, deri tani është krijuar infrastruktura e nevojshme (stenda eksperimentale e mbështetur nga kompjuteri në kohë reale) ku do të impementohen në kohë reale strategjitë e kontrollit, për të cilat do të flitet në kapitujt në vijim të këtij punimi.

2.5 Bibliografia

- [1] Gëzim Karapici, *Automatika e sistemeve elektroenergjetike 1*, SHBLU, 1998
- [2] G. Dume, Th. Koblara, G. Karapici, Advantages of integrating LabVIEW software in education, National Conference – 60 Years PUT, *Polytechnic University of Tirana*, 2011, API-A028.
- [3] Nesim Ertugrul, *LabVIEW for electric circuits, machines, drives and laboratories*, Prentice Hall, 2002.
- [4] National Instruments Corporation, *LabVIEW Corso base I*, NI, 2000
- [5] G. Dume, A. Spahiu, G. Sharko, Real-time control of DC motor based on LabVIEW software, *Takimi i VIII Vjetor Ndërkombëtar*, Instituti Alb-Shkenca, 2013.
- [6] F.B. Hills, Application Studies of Combined Analog-Digital computation techniques, *Massachusetts Institute of Technology*, 1963.
- [7] A. Xhuvani, *Elektronika e Fuqisë*, SHBLU, 2003.
- [8] M. K. Abuzalata, Pulse-Width-Modulation DC Chopper using LabView Software, *American Journal of Applied Sciences*, 2012.
- [9] National Instruments Corporation, *M Series User Manual*, NI, 2008.

KAPITULLI III

Modelimi i makinës sinkrone me softin LabVIEW

3. Identifikimi i modelit të makinës sinkrone

3.1 Njohuri të përgjithshme mbi makinën sinkrone

Makinat sinkrone trefazore janë ndër makinat elektrike më të njohura dhe më të përhapura, që rrotullohen me shpejtësi sinkrone. Megjithëse janë relativisht më të shtrenjta se makinat asinkrone, ato janë më të preferuara për shkak se: për fuqi të mëdha kanë rendimentit më të lartë. Gjeneratorët sinkronë trefazorë përdoren gjerësisht në prodhimin e energjisë elektrike dhe në transimisionet elektrike. [1]

Makinat sinkrone përbëhen nga dy pjesë kryesore: indukti dhe induktuesi. Indukti ka bërthamën magnetike të formuar nga fletë çeliku elektroteknik të izoluara nga njëra-tjetra, në kanalet e së cilës vendoset pështjella e rrymës alternative (përshtjella e induktit). Kjo pështjellë zakonisht është trefazore. Induktuesi përfaqëson një bashkësi elektromagnetësh me numër të njëjtë polësh me atë të pështjellës së induktit. Pështjellat e këtyre elektromagnetëve formojnë pështjellën e eksitimit të makinës sinkrone, e cila ushqehet me rrymë të vazhduar. Lidhja e pështjellave të elektromagnetëve bëhet në mënyrë të tillë, që të kalohet në mënyrë alternative nga poli nord në sud e më pas në polin nord, e kështu me rradhë.

Në makinat sinkrone, si rregull, pështjella e rrymës alternative (indukti) vendoset në stator, kurse ajo e eksitimit vendoset në rotor. Vendosja e kundërt haset në makinat me fuqi të vogël ($10 \div 15$ kW). Vlerat e tensionit dhe rrymës së pështjellës së induktit janë nga disa herë në disa dhjetra herë më të mëdha se ato të pështjellës së eksitimit. Prandaj vendosja e pështjellës së induktit në rotor vështirëson realizimin e kontakteve rrëshqitëse (furça-unaza), që lidhin këtë pështjellë me rrjetin si dhe ul sigurinë e saj, pasi gjatë punës ndodhet vazhdimisht nën veprimin e forcave centrifugale dhe të dridhjeve, që ka makina. [2]

Pështjellat e statorit janë të shpërndara uniformisht për çdo çift polësh dhe akset e fazat kanë një kënd midis tyre prej $2\pi/3$ radianë elektrik.

Forma e rotorit të makinës sinkrone mund të jetë me pole të dukshme ose të padukshme. Pikërisht nga forma e rotorit makinat sinkrone ndahen në dy tipe: 1) makina sinkrone me pole të dukshme dhe 2) makina sinkrone me pole të padukshme. Tipi i parë përdoret në aplikacione ku kërkohet shpejtësi e ulët, ku raporti diametër-gjatësi mund të jetë i madh, në mënyrë që të mund të vendosim një numër të madh polësh. Makinat sinkrone me pole të dukshme përdoren shpesh si hidrogjeneratorë për shkak të shpejtësisë së ulët të turbinave hidraulike. Në figurën 3.1a jepet pamja skematike e një makine sinkrone me pole të dukshme ku numri i çift poleve është 2 ($2p=4$).

Makinat sinkrone me pole të padukshme kanë një rotor cilindrik dhe preferohen në aplikacione me shpejtësi të mëdha, ku raporti diametër-gjatësi i rotorit duhet të mbahet i vogël, me qëllim që të mbajë brenda limiteve të lejuara sforcimet, që lindin për shkak të forcave centrifugale. Rotorët cilindrikë të makinave sinkrone me dy dhe katër pole përdoren në gjeneratorë me avull, për t'u përshtatur me shpejtësinë, me të cilat punojnë turbinat me avull. Pamja skematike e një makine sinkrone me pole të padukshme jepet në figurën 3.1b.

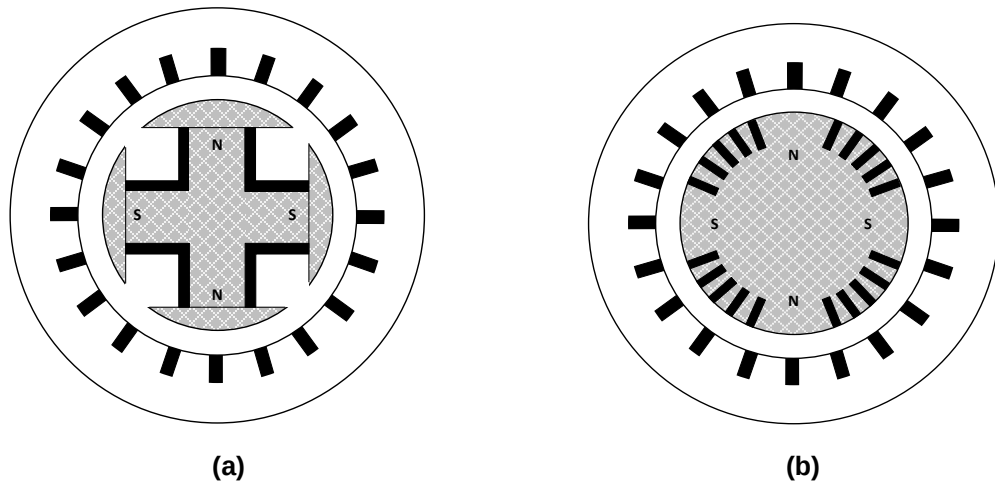


Fig. 3.1. (a) makina sinkrone me pole të dukshme, (b) makina sinkrone me pole të padukshme

Në skemën e makinës sinkrone, që ka vetëm një çift polesh, aksi i polit nord quhet boshti gjatësor ose **boshti d** . Aksi tërthor, apo **boshti q** përcaktohet në drejtimin 90 gradë elektrik në përparim me aksin gjatësor. Gjatë punimit pa ngarkesë, kur kemi vetëm fushën e eksitimit forca magnetomotore (f.m.m) është përgjatë aksit d , ndërsa tensioni i brendshëm i statorit dL_{af} / dt do të jetë sipas aksit q .

Shprehja matematike e modelit, që nxirret nga trajtimi i mëposhtëm, bazohet në konceptin e makinës sinkrone ideale me dy pole. Fusha magnetike e krijuar nga rrymat e pështjellave pranohet sinusoidale e shpërndarë sipas periferisë së hapësirës ajrore. Ky pranim nuk merr parasysh harmonikat për shkak të hapësirës, të cilat kanë një efekt të dorës së dytë në sjelljen e makinës sinkrone. Pranohet gjithashtu se kanalet e statorit nuk sjellin ndonjë variacion të dukshëm në induktivitetet e pështjellave të rotorit me ndryshimin e këndit të tij. Megjithëse në këtë model nuk është marrë parasysh në mënyrë eksplicite ngopja (saturimi), ajo mund të merret parasysh duke rregulluar reaktancat përgjatë dy akseve me ndihmën e faktorëve të saturimit ose duke futur komponente kompensuese në fushën magnetike të qarkut të eksitimit.

Duke qenë se makinat sinkrone përdoren gjerësisht për prodhimin e energjisë elektrike, ekziston një literaturë e gjerë për modelimin dhe përcaktimin e parametrave të tyre. [3]

Megjithëse për të ndërtuar një model sa më të saktë të makinës sinkrone mund të studiohet në imtësi qarku magnetik, në përgjithësi përqasja me qark magnetik të çiftuar ëshë më e thjeshtë për t'u kuptuar dhe si rrjedhim gjerësisht edhe më e përdorura.

Për të simuluar makinën elektrike do të na duhet jo vetëm një model, që ta përfaqësojë, por edhe parametra të zgjedhur me kujdes. Një model mund të përfaqësojë ose jo objektin tonë. Kjo gjë varet nga qëllimi dhe nga sa i përshtatet modeli atij qëllimi. Modele të ndërlikuara, zakonisht kërkojnë më shumë të dhëna sesa mund të disponohen, një mundim më të madh për ta programuar dhe një kohë më të madhe gjatë ekzekutimit në kompjuter. Modelet e ndërlikuara, të cilët kërkojnë parametra, që nuk mund të përftohen lehtësisht nga testet, duhet të shmangen.

Megjithëse rotor mund të ketë fizikisht vetëm një pështjellë eksitimi, në modelin e tij zakonisht shtohen pështjella të tjera, që përfaqësojnë ato të qetësimit dhe efektet e rrymave në çelikut e rotorit. Në makinën sinkrone me pole të dukshme, zakonisht përdoren dy pështjella shtesë, njëra sipas boshtit gjatësor dhe tjetra sipas atij tërthor. Eksperienca përgjatë viteve me simulimet e sistemit të fuqisë ka treguar se: shumica e gjeneratorëve sinkronë mund të përfaqësohen në mënyrë të kënaqëshme me një model të bazuar në një makinë ekuivalente të idealizuar me një ose dy pështjella qetësimi, përveç pështjellës së eksitimit. Pështjellat e qetësimit në modelin ekuivalent të makinës mund të përdoren, për të përfaqësuar pështjellat e qetësimit ose efektin shuarës të rrymave Fuko në hekurin masiv të poleve të rotorit. Figura 3.2 paraqet modelin e qarkut elektrik të një makine sinkrone të idealizuar, i cili përdoret gjerësisht në analizën e makinave sinkrone. [1]

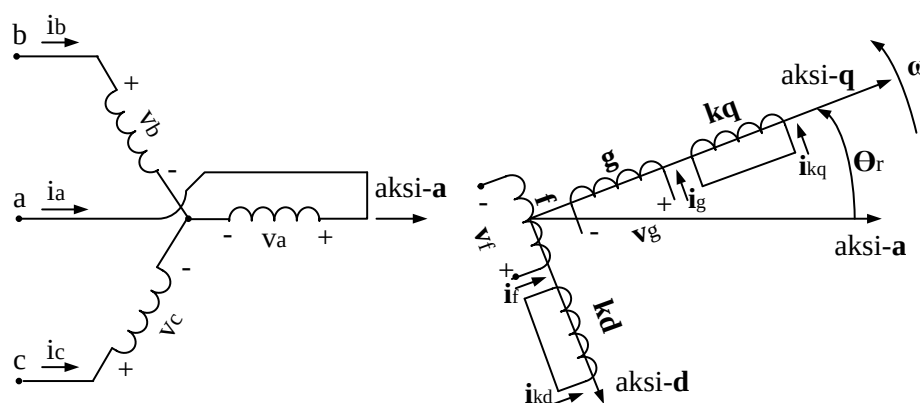


Fig. 3.2. Qarku përfaqësues i një makine sinkrone ideale

3.2 Transformimi i Parkut

Në analizën e makinës sinkrone ekziston një transformim nga tre fazë në dy fazë i njohur me emrin **Transformimi i Parkut**. Transformimi jepet në formën e ekuacionit:

$$[\mathbf{f}_{dq0}] = [\mathbf{T}_{dq0}(\theta_d)][\mathbf{f}_{abc}] \quad (3.1)$$

ku matrica e transformimit në rrafshin $dq0$ përcaktohet si:

$$[\mathbf{T}_{dq0}(\theta_d)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos(\theta_d - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_d + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_d & -\sin(\theta_d - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_d + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

dhe inversi i saj:

$$[\mathbf{T}_{dq0}(\theta_d)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_d & -\sin \theta_d & 1 \\ \cos(\theta_d - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_d - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_d + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_d + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

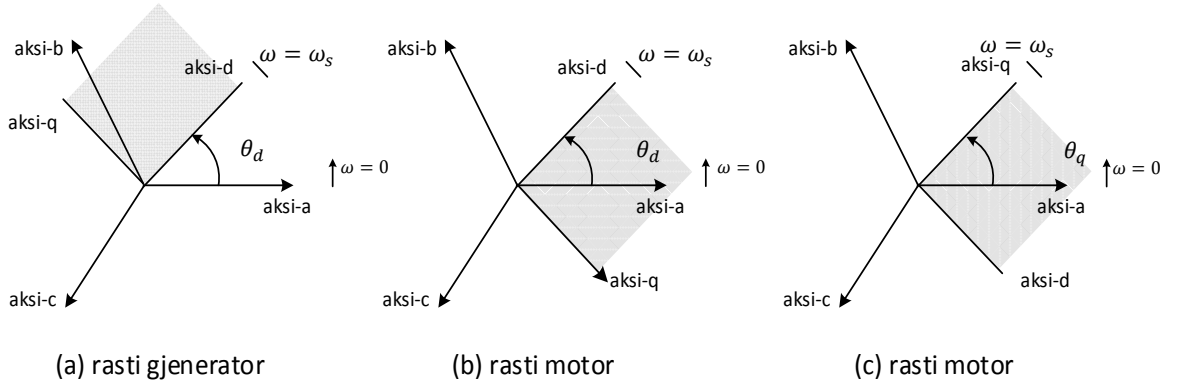


Fig. 3.3. Marrëdhënia midis madhësive në rrafshin dq me ato në abc

Transformimi i Parkut përdoret për të transformuar madhësitë e statorit të një makine sinkrone nga rrafshi i kohës në rrafshin dq , i cili është i fiksuar në rotor, me aksin d pozitiv në një drejtim me aksin magnetik të pështjellës së eksitimit. Aksi q përcaktohet si pozitiv me një kënd $\pi/2$ përpara boshtit d . Tensioni i pështjellës së eksitimit është përgjatë boshtit pozitiv q dhe i barabartë me $\omega L_{af} i_f$.

Disa autorë e përcaktojnë boshti q si të vendosur pas boshtit d me $\pi/2$. Duke e përcaktuar në këtë mënyrë, aksi q përkon me tensionin e induktuar, i cili është i kundërt me tensionin e brendshëm. Në këtë rast transformimi do të ishte:

$$[T_{dq0}(\theta_d)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos(\theta_d - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_d + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_d & \sin(\theta_d - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_d + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Një përdorim tjetër i transformimit $qd0$ ku boshti q është përpara aksit d , është ai i shprehur në lidhje me këndin θ_q midis boshtit q dhe atij të fazës a (fig. 3.3c):

$$[f_{qd0}] = [T_{qd0}(\theta_q)][f_{abc}] \quad (3.5)$$

ku:

$$[T_{dq0}(\theta_q)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_q & \cos(\theta_q - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_q + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_q & \sin(\theta_q - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_q + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

dhe inversi i tij jepet nga shprehja:

$$[T_{dq0}(\theta_q)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_q & \sin \theta_q & 1 \\ \cos(\theta_q - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_q - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_q + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_q + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Marrëdhënia midis θ_q dhe θ_d përcaktohet nga transformimi origjinal i Parkut me shprehjen:

$$\theta_q = \theta_d + \frac{\pi}{2} \quad (3.8)$$

Duke zëvendësuar shprehjen e mësipërme në $[T_{qd0}(\theta_q)]$ dhe duke përdorur formulat e shndërrimeve trigonometrike:

$$\begin{aligned} \cos(\theta_d + \frac{\pi}{2}) &= -\sin \theta_d \\ \sin(\theta_d + \frac{\pi}{2}) &= \cos \theta_d \end{aligned} \quad (3.9)$$

Shihet se transformimet $[\mathbf{T}_{qd0}(\theta_q)]$ dhe $[\mathbf{T}_{dq0}(\theta_d)]$ janë në parim e njëjta gjë, përveç renditjes së variablave d dhe q . [1]

3.3 Modeli matematik

Përpara se të nxirren ekuacionet matematike të modelit të qarkut të paraqitur në figurën 3.2, le të shohim pak se ç'ndodh me induktivitetet për pozicione të ndryshme të rotorit. Në përgjithësi, përshkueshmëritë magnetike përgjatë aksit d dhe atij q nuk janë të njëjta. Duke qenë se f.m.m.-të e pështjellave të rotorit janë gjithmonë të drejtuara përgjatës boshtit d ose atij q , drejtimi i f.m.m.-së rezultante i pështjellave të statorit kundrejt këtyre dy akseve do të variojë me faktorin e fuqisë ($\cos\phi$). Një përjasje e zakonshme, për trajtimin e efektit magnetik të f.m.m.-së rezultante, është ajo e llogaritjes së saj duke e ndarë në dy komponente sipas boshtit d dhe boshtit q . Le të merret, për shembull, parasysh vetëm efektin magnetik të rrymës së fazës a që rrjedh në stator. Siç tregohet edhe në figurën 3.4, zbërthimi në komponente F_d i f.m.m.-së të fazës a jep komponentet e fluksit $\phi_d = P_d F_a \sin \theta_r$ dhe $\phi_q = P_q F_a \sin \theta_r$ respektivisht sipas akseve d dhe q .

Fluksi vetjak i fazës a është:

$$\begin{aligned}\lambda_{aa} &= N_s (\theta_d \sin \theta_r + \theta_q \cos \theta_r) \\ &= N_s F_a (P_d \sin^2 \theta_r + P_q \cos^2 \theta_r) \\ &= N_s F_a \left(\frac{P_d + P_q}{2} - \frac{P_d - P_q}{2} \cos 2\theta_r \right)\end{aligned}\quad (3.10)$$

Shprehja e mësipërme e λ_{aa} -së është e formës $A - B \cos 2\theta_r$.

Në mënyrë të ngjashme fluksi reciprok në komponentet ϕ_d dhe ϕ_q të fazës b , e cila është $2\pi / 3$ në përparim faze, mund të shkruhet si:

$$\begin{aligned}\lambda_{ba} &= N_s F_a \left\{ P_d \sin \theta_r \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + P_q \cos \theta_r \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \right\} \\ &= N_s F_a \left\{ -\frac{P_d + P_q}{4} - \frac{P_d - P_q}{4} \cos \left(\theta_r - \frac{\pi}{3} \right) \right\}\end{aligned}\quad (3.11)$$

Shprehja e fluksit reciprok λ_{ba} është e formës $-(A/2) - B \cos 2(\theta_r - \frac{\pi}{3})$. Amplituda e harmonikës së tij të dytë është e njëjtë si tek shprehja e λ_{aa} , por pjesa konstante është sa gjysma e të njëjtës pjesë tek shprehja e fluksit vetjak të fazës a .

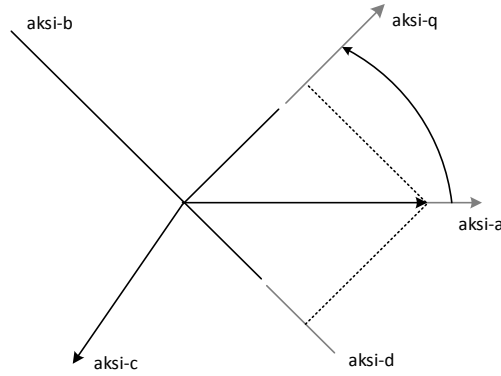


Fig. 3.4. Komponentet e forcës magnetomote sipas akseve d dhe q

Duke u mbështetur në mardhënien funksionale të λ_{aa} me këndin e rotorit θ_r , mund të deduktojmë se induktiviteti vetjak i pështjellës së fazës a të statorit ka formën:

$$L_{aa} = L_0 - L_{ms} \cos 2\theta_r \quad (3.12)$$

Në mënyrë të ngjashme, induktivitetet vetjake të fazave b dhe c (L_{bb} , L_{cc}) do të jenë të njëjta, por duke zëvendësuar θ_r , respektivisht me $(\theta_r - \frac{2\pi}{3})$ dhe $(\theta_r - \frac{4\pi}{3})$.

Nga shprehja 3.11 mund të deduktohet se:

$$L_{ab} = L_{ba} = -\frac{L_0}{2} - L_{ms} \cos 2(\theta_r - \frac{\pi}{3}) \quad (3.13)$$

Në mënyrë të ngjashme, duke zëvendësuar θ_r respektivisht me $(\theta_r - \frac{2\pi}{3})$ e $(\theta_r - \frac{4\pi}{3})$, induktivitetet reciproke të fazave b dhe c (L_{bc} , L_{ca}) do të jenë të njëjta.

Duke përdorur marrëveshjen për regjimin motor të makinës sinkrone (fig. 3.2), tensioni në secilën nga shtatë pështjellat balancohet nga një rënie tensioni në rezistencën aktive të çdo bobine dhe termin $d\lambda / dt$ përkatës. Ekuacionet e tensioneve për pështjellat e statorit dhe rotorit mund të shkruhen në formën:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_s \\ \mathbf{v}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s & 0 \\ 0 & \mathbf{r}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Lambda_s \\ \Lambda_r \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

ku:

$$\mathbf{v}_s = [v_a, v_b, v_c]^t$$

$$\mathbf{v}_r = [v_f, v_{kd}, v_g, v_{kq}]^t$$

$$\mathbf{i}_s = [i_a, i_b, i_c]^t$$

$$\mathbf{i}_r = [i_f, i_{kd}, i_g, i_{kq}]^t$$

$$\mathbf{r}_s = \text{diag} [r_a, r_b, r_c]$$

$$\mathbf{r}_r = \text{diag} [r_f, r_{kd}, r_g, r_{kq}]$$

$$\Lambda_s = [\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c]^t$$

$$\Lambda_r = [\lambda_f, \lambda_{kd}, \lambda_g, \lambda_{kq}]^t$$

Simbolet e parametrave për çdo fazë janë:

r_s - rezistenca e pështjellës së fazës së statorit

r_f - rezistenca e pështjellës së eksitimit sipas aksit d

r_g - rezistenca e pështjellës së eksitimit sipas aksit q

r_{kd} - rezistenca e pështjellës së qetësimit sipas aksit d

r_{kq} - rezistenca e pështjellës së qetësimit sipas aksit q

L_{ls} - induktiviteti i shpërndarjes i pështjellës së statorit

L_{lf} - induktiviteti i shpërndarjes i pështjellës së eksitimit sipas aksit d

L_{lg} - induktiviteti i shpërndarjes i pështjellës së eksitimit sipas aksit q

L_{lkd} - induktiviteti i shpërndarjes i pështjellës së qetësimit sipas aksit d

L_{lkq} - induktiviteti i shpërndarjes i pështjellës së qetësimit sipas aksit q

L_{md} - induktiviteti i magnetizimit i pështjellës së statorit sipas aksit d

L_{mq} - induktiviteti i magnetizimit i pështjellës së statorit sipas aksit q

L_{mf} - induktiviteti i magnetizimit i pështjellës së eksitimit sipas aksit d

L_{mg} - induktiviteti i magnetizimit i pështjellës së eksitimit sipas aksit q

L_{mkd} - induktiviteti i magnetizimit i pështjellës së qetësimit sipas aksit d

L_{mkq} - induktiviteti i magnetizimit i pështjellës së qetësimit sipas aksit q

Ekuacionet e fluksit të plotë për pështjellat e statorit dhe të rotorit mund të shprehen si:

$$\begin{aligned}\Lambda_s &= \mathbf{L}_{ss} \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_r \\ \Lambda_r &= [\mathbf{L}_{sr}]^t \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{rr} \mathbf{i}_r\end{aligned}\quad (3.15)$$

ku

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_0 - L_{ms} \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ls} + L_0 - L_{ms} \cos 2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2(\theta_r - \pi) \\ -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2(\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_0 - L_{ms} \cos 2\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}\quad (3.16)$$

$$\mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_{lf} + L_{mf} & L_{\beta kd} & 0 & 0 \\ L_{kdf} & L_{lkd} + L_{mkd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{lg} + L_{mg} & L_{gkq} \\ 0 & 0 & L_{kqg} & L_{lkq} + L_{mkq} \end{bmatrix}\quad (3.17)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{sf} \sin \theta_r & L_{skd} \sin \theta_r & L_{sg} \cos \theta_r & L_{skq} \cos \theta_r \\ L_{sf} \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{skd} \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sg} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{skq} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sf} \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{skd} \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sg} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{skq} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}\quad (3.18)$$

Nga ekuacionet 3.16 dhe 3.18 shihet qartë se elementet e $\mathbf{L}_{ss}$ dhe $\mathbf{L}_{sr}$ janë funksion i këndit të rotorit, i cili ndryshon në lidhje me kohën me shpejtësinë nominale të rrotullimit të rotorit. Këto koeficientë, që varen nga koha, paraqesin vështirësi në llogaritje, kur ekuacioni 3.14 përdoret për llogaritjen e madhësive të fazës në mënyrë të drejtpërdrejtë. Për llogaritjen e rrymave të fazave nga flukset e plota, duhet të llogariten në çdo iteracion edhe inversi i matricës së induktiviteteve, që variojnë në kohë. Llogaritja në çdo hap rrit në mënyrë të ndjeshme kohën e përgjithshme dhe për më tepër mund të bëhen shkak për paqëndrueshmëri të zgjidhjes numerike. [1]

3.3.1 Transformimi në rrafshin qd0

Për të kapërcyer këtë vështirësi, do të transformohen madhësitë e statorit në rrafshin *qd0*, i cili (siç u tregua) është i fiksuar në rotor e si rrjedhim ekuacionet e tensioneve kanë koeficientë të pavarur nga koha. Në makinën sinkrone të idealizuar akset e përshtjellave të rotorit janë sipas akseve q dhe d,

kështu që transformimi $qd0$ mjafton të zbatohet vetëm mbi madhësitë e pështjellave të statorit. Në formë vektoriale përcaktohet matrica e zgjeruar e transformimit si mëposhtë:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{qd0}(\theta_r) & 0 \\ 0 & \mathbf{U} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

ku $\mathbf{U}$ është matrica njësi dhe:

$$\mathbf{T}_{qd0}(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta_r & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Për lehtësi po shënohen tensionet, rrymat dhe fluksi kryesor i statorit të transformuara si mëposhtë:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{qd0} &= \mathbf{T}_{qd0}(\theta_r) \mathbf{v}_s \\ \mathbf{i}_{qd0} &= \mathbf{T}_{qd0}(\theta_r) \mathbf{i}_s \\ \Lambda_{qd0} &= \mathbf{T}_{qd0}(\theta_r) \Lambda_s \end{aligned} \quad (3.21)$$

me

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{qd0} &= [v_q, v_d, v_0]^t \\ \mathbf{i}_{qd0} &= [i_q, i_d, i_0]^t \\ \Lambda_{qd0} &= [\lambda_q, \lambda_d, \lambda_0]^t \end{aligned} \quad (3.22)$$

Duke aplikuar transformimin $\mathbf{T}_{qd0}(\theta_r)$ vetëm tek madhësitë e statorit në ekuacionin (3.14), ekuacionet e tensioneve të statorit bëhen:

$$\mathbf{v}_{qd0} = \mathbf{T}_{qd0} \mathbf{r}_s \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \mathbf{i}_{qd0} + \mathbf{T}_{qd0} \frac{d}{dt} \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \Lambda_{qd0} \quad (3.23)$$

Nëse marrim $r_a = r_b = r_c = r_s$, atëherë termi i parë reduktohet në formën:

$$\mathbf{T}_{qd0} \mathbf{r}_s \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \mathbf{i}_{qd0} = r_s \mathbf{i}_{qd0} \quad (3.24)$$

Termi i dytë në të djathtë të ekuacionit (3.23) mund të shpërthehet si:

$$\mathbf{T}_{qd0} \frac{d}{dt} \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \Lambda_{qd0} = \mathbf{T}_{qd0} \left[\left(\frac{d}{dt} \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \right) \Lambda_{qd0} + \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \frac{d}{dt} \Lambda_{qd0} \right] \quad (3.25)$$

Duke zëvendësuar në matricën e transformimit shprehjen (3.21) dhe pas thjeshtimeve, mund të shihet se:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \Lambda_{qd0} = \omega_r \begin{bmatrix} -\sin \theta_r & \cos \theta_r & 0 \\ -\sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \\ -\sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \end{bmatrix} \Lambda_{qd0}$$

dhe që:

$$\mathbf{T}_{qd0} \left[\frac{d}{dt} \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \right] \Lambda_{qd0} = \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Lambda_{qd0}$$

ku ω_r paraqet $d\theta_r / dt$ në rad. el./sek.

Termi i fundit në ekuacionin (3.25) thjeshtohet në:

$$\mathbf{T}_{qd0} \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \frac{d}{dt} \Lambda_{qd0} = \frac{d}{dt} \Lambda_{qd0}$$

Duke i zëvendësuar të gjithë këto rezultate në ekuacionin (3.23), ekuacionet e tensioneve të statorit të transformuara në rrafshin qd0 të rotorit për makinën sinkrone ideale, merr formën e thjeshtuar:

$$\mathbf{v}_{qd0} = r_s \mathbf{i}_{qd0} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Lambda_{qd0} + \frac{d}{dt} \Lambda_{qd0}$$

3.3.2 Fluksi i plotë në funksion të rrymave të pësjellave

Relacioni korrespondues midis fluksit të plotë Λ_{qd0} dhe rrymave në rrafshin qd0 mund të përftohet duke transformuar madhësitë e statorit si:

$$\Lambda_{qd0} = \mathbf{T}_{qd0} \mathbf{L}_{ss} \mathbf{T}_{qd0}^{-1} + \mathbf{T}_{qd0} \mathbf{L}_{sr} \quad (3.26)$$

Mund të provohet që ekuacioni (3.26) jep shprehjen e fluksit të plotë të statorit, ku të gjitha induktivitetet, që paraqiten janë të pavarura nga këndi i rotorit θ_r :

$$\begin{aligned}
\lambda_q &= \left\{ L_{ls} + \frac{3}{2}(L_0 - L_{ms}) \right\} i_q + L_{sg} i_g + L_{skq} i_{kq} \\
\lambda_d &= \left\{ L_{ls} + \frac{3}{2}(L_0 - L_{ms}) \right\} i_d + L_{sfd} i_f + L_{skd} i_{kd} \\
\lambda_0 &= L_{ls} i_0
\end{aligned} \tag{3.27}$$

Me zgjedhjen e transformimit në rrafshin dq me qendër në rotor, variablat e pështjellave të rotorit nuk kanë nevojë “transformim rrotullues”. Kështu që shprehjet e komponenteve të fluksit të plotë të pështjellave të rotorit janë:

$$\begin{aligned}
\lambda_f &= \frac{3}{2} L_{sf} i_d + L_{ff} i_f + L_{fkd} i_{kd} \\
\lambda_{kd} &= \frac{3}{2} L_{skd} i_d + L_{fkd} i_f + L_{kdkd} i_{kd} \\
\lambda_g &= \frac{3}{2} L_{sg} i_q + L_{gg} i_g + L_{gkq} i_{kq} \\
\lambda_{kq} &= \frac{3}{2} L_{skq} i_f + L_{gkq} i_g + L_{kqkq} i_{kq}
\end{aligned} \tag{3.28}$$

3.3.3 Madhësitë e rotorit të shprehura në stator

Nga shprehja 3.28, termat pranë komponenteve të rrymave të statorit i_d dhe i_q shumëzohen me 3/2, të cilat bëjnë që matricat me koeficientë induktivë, të jenë josimetrike. Duke zëvendësuar komponentet e rrymave të rotorit me shprehjet e mëposhtme, ekuacionet e fluksit të plotë kanë matrica me koeficientë induktivë simetrike.

$$\begin{aligned}
i_f &= \frac{2}{3} i_d \\
i_{kd} &= \frac{2}{3} i_{kd} \\
i_g &= \frac{2}{3} i_q \\
i_{kq} &= \frac{2}{3} i_{kq}
\end{aligned} \tag{3.29}$$

Induktivitetet ekuivalente të magnetizimit të pështjellave të statorit sipas akseve d dhe q përcaktohen si:

$$\begin{aligned}
 L_{md} &= \frac{3}{2}(L_0 + L_{ms}) \\
 &= \frac{3}{2} \left\{ N_s^2 \frac{P_d + P_q}{2} - N_s^2 \frac{P_d - P_q}{2} \right\} = \frac{3}{2} N_s^2 P_d
 \end{aligned} \tag{3.30}$$

dhe

$$L_{mq} = \frac{3}{2}(L_0 + L_{ms}) = \frac{3}{2} N_s^2 P_q \tag{3.31}$$

Nëse flukset e plota të statorit dhe rotorit shprehen në lidhje me rrymat ekuivalente të rotorit dhe induktivitetet magnetizuese (shprehjet 3.29-3.31), merren:

$$\begin{aligned}
 \lambda_q &= (L_{ls} + L_{mq}) i_q + \frac{3}{2} L_{sg} i_{-g} + \frac{3}{2} L_{skq} i_{-kq} \\
 \lambda_d &= (L_{ls} + L_{md}) i_d + \frac{3}{2} L_{sf} i_{-f} + \frac{3}{2} L_{skd} i_{-kd} \\
 \lambda_0 &= L_{ls} i_0 \\
 \lambda_f &= \frac{3}{2} L_{sf} i_d + \frac{3}{2} (L_{lf} + L_{mf}) i_{-f} + \frac{3}{2} L_{fk d} i_{-kd} \\
 \lambda_{kd} &= \frac{3}{2} L_{skd} i_d + \frac{3}{2} L_{fk d} i_{-f} + \frac{3}{2} (L_{lk d} + L_{mk d}) i_{-kd} \\
 \lambda_g &= \frac{3}{2} L_{sg} i_q + \frac{3}{2} (L_{lg} + L_{mg}) i_{-g} + \frac{3}{2} L_{gkq} i_{-kq} \\
 \lambda_{kq} &= \frac{3}{2} L_{skq} i_q + \frac{3}{2} L_{gkq} i_{-g} + \frac{3}{2} (L_{lkq} + L_{mkq}) i_{-kq}
 \end{aligned} \tag{3.32}$$

Duke përdorur një raport të përshtatshëm dredhash, madhësitë e rotorit mund të shprehen të referuara në stator:

$$\begin{aligned}
 i'_f &= \frac{N_f}{N_s} i_{-f} = \frac{2}{3} \frac{N_f}{N_s} i_f \\
 i'_{kd} &= \frac{N_{kd}}{N_s} i_{-kd} = \frac{2}{3} \frac{N_{kd}}{N_s} i_{kd} \\
 i'_{kq} &= \frac{N_{kq}}{N_s} i_{-kq} = \frac{2}{3} \frac{N_{kq}}{N_s} i_{kq}
 \end{aligned} \tag{3.33}$$

$$\begin{aligned}
 v'_f &= \frac{N_s}{N_f} v_f \quad v'_{kd} = \frac{N_s}{N_{kd}} v_{kd} \\
 v'_g &= \frac{N_s}{N_g} v_g \quad v'_{kq} = \frac{N_s}{N_{kq}} v_{kq}
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

$$\begin{aligned}\lambda'_f &= \frac{N_s}{N_f} \lambda_f \quad \lambda'_{kd} = \frac{N_s}{N_{kd}} \lambda_{kd} \\ \lambda'_g &= \frac{N_s}{N_g} \lambda_g \quad \lambda'_{kq} = \frac{N_s}{N_{kq}} \lambda_{kq}\end{aligned}\tag{3.35}$$

$$\begin{aligned}r'_f &= \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_f} \right)^2 r_f \quad r'_{kd} = \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_{kd}} \right)^2 r_{kd} \\ r'_g &= \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_g} \right)^2 r_g \quad r'_{kq} = \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_{kq}} \right)^2 r_{kq}\end{aligned}\tag{3.36}$$

Induktivitetet e pështjellave (nga shprehjet 3.30 dhe 3.31) mund të shprehen si mëposhtë:

$$\begin{aligned}L_{sf} &= N_s N_f P_d = \frac{2}{3} \frac{N_f}{N_s} L_{md} & L_{skd} &= N_s N_{kd} P_d = \frac{2}{3} \frac{N_{kd}}{N_s} L_{md} \\ L_{sg} &= N_s N_g P_q = \frac{2}{3} \frac{N_g}{N_s} L_{mq} & L_{skq} &= N_s N_{kq} P_d = \frac{2}{3} \frac{N_{kq}}{N_s} L_{mq} \\ L'_{ff} &= \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_f} \right)^2 L_{lf} + L_{md} & L_{mf} &= N_f^2 P_d = \frac{2}{3} \left(\frac{N_f}{N_s} \right)^2 L_{md} \\ L'_{kdkd} &= \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_{kd}} \right)^2 L_{lk d} + L_{md} & L_{mkd} &= N_{kd}^2 P_d = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right)^2 L_{md} \\ L_{fkd} &= N_f N_{kd} P_d = \frac{2}{3} \left(\frac{N_f N_{kd}}{N_s^2} \right) L_{mq} & L_{gkq} &= N_g N_{kq} P_d = \frac{2}{3} \left(\frac{N_g N_{kq}}{N_s^2} \right) L_{mq} \\ L'_{gg} &= \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_g} \right)^2 L_{lg} + L_{mq} & L_{mg} &= N_g^2 P_d = \frac{2}{3} \left(\frac{N_g}{N_s} \right)^2 L_{mq} \\ L'_{kqkq} &= \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_{kq}} \right)^2 L_{lkq} + L_{mq} & L_{mkq} &= N_{kq}^2 P_d = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kq}}{N_s} \right)^2 L_{mq}\end{aligned}\tag{3.37}$$

Induktivitetet reciproke L_{md} dhe L_{mq} në akset d dhe q përcaktojnë edhe flukset reciproke sipas këtyre boshteve. Çdo fluks tjetër njihet si fluks shpërndarjeje. Në literaturë induktivitetet e shprehura:

$$\begin{aligned}L_d &= L_{md} + L_{ls} \\ L_q &= L_{mq} + L_{ls}\end{aligned}\tag{3.38}$$

njihen përkatësisht me emëritmet induktiviteti sinkron sipas boshit d dhe atij q .

3.3.4 Ekuacionet e tensioneve në rrafshin $qd0$ me referim në rotor

Ekuacionet e marrëdhënies së madhësive në rrafshin $qd0$ me referim në rotor, ku të gjitha madhësitë e rotorit janë me referim në stator janë:

$$\begin{aligned}
 v_q &= r_s i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \lambda_d \frac{d\theta_r}{dt} \\
 v_d &= r_s i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \lambda_q \frac{d\theta_r}{dt} \\
 v_0 &= r_s i_0 + \frac{d\lambda_0}{dt} \\
 v'_f &= r'_f i'_f + \frac{d\lambda'_f}{dt} \\
 v'_{kd} &= r'_{kd} i'_{kd} + \frac{d\lambda'_{kd}}{dt} \\
 v'_g &= r'_g i'_g + \frac{d\lambda'_g}{dt} \\
 v'_{kq} &= r'_{kq} i'_{kq} + \frac{d\lambda'_{kq}}{dt}
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

ku flukset e plota jepen nga shprehjet:

$$\begin{aligned}
 \lambda_q &= L_q i_q + L_{mq} i'_g + L_{mq} i'_{kq} \\
 \lambda_d &= L_d i_d + L_{md} i'_f + L_{md} i'_{kd} \\
 \lambda_0 &= L_{ls} i_0 \\
 \lambda'_f &= L_{md} i_d + L_{md} i'_{kd} + L'_{ff} i'_f \\
 \lambda'_{kd} &= L_{md} i_d + L_{md} i'_f + L'_{kd} i'_{kd} \\
 \lambda'_g &= L_{mq} i_q + L'_{gg} i'_g + L_{mq} i'_{kq} \\
 \lambda'_{kq} &= L_{mq} i_q + L_{mq} i'_g + L'_{kq} i'_{kq}
 \end{aligned} \tag{3.40}$$

Bazuar në ekuacionet e mësipërme ndërtohet qarku ekuivalent i makinës sinkrone. Kjo gjë ilustron në figurën 3.5.

Një nga kufizimet është fakti që induktivitetet reciproke të pështjellave të statorit dhe rotorit janë marrë të njëjta. Nëse parametrat janë përcaktuar në mënyrën e duhur, vihet re se ky përafrim influencon shumë pak në madhësitë e statorit. Nga ana tjetër është vënë re se mund të ketë mospërputhje të jo të papërfillshme midis variablave të matura dhe të simuluar të rotorit, sidomos tek rryma e eksitimit. [4]

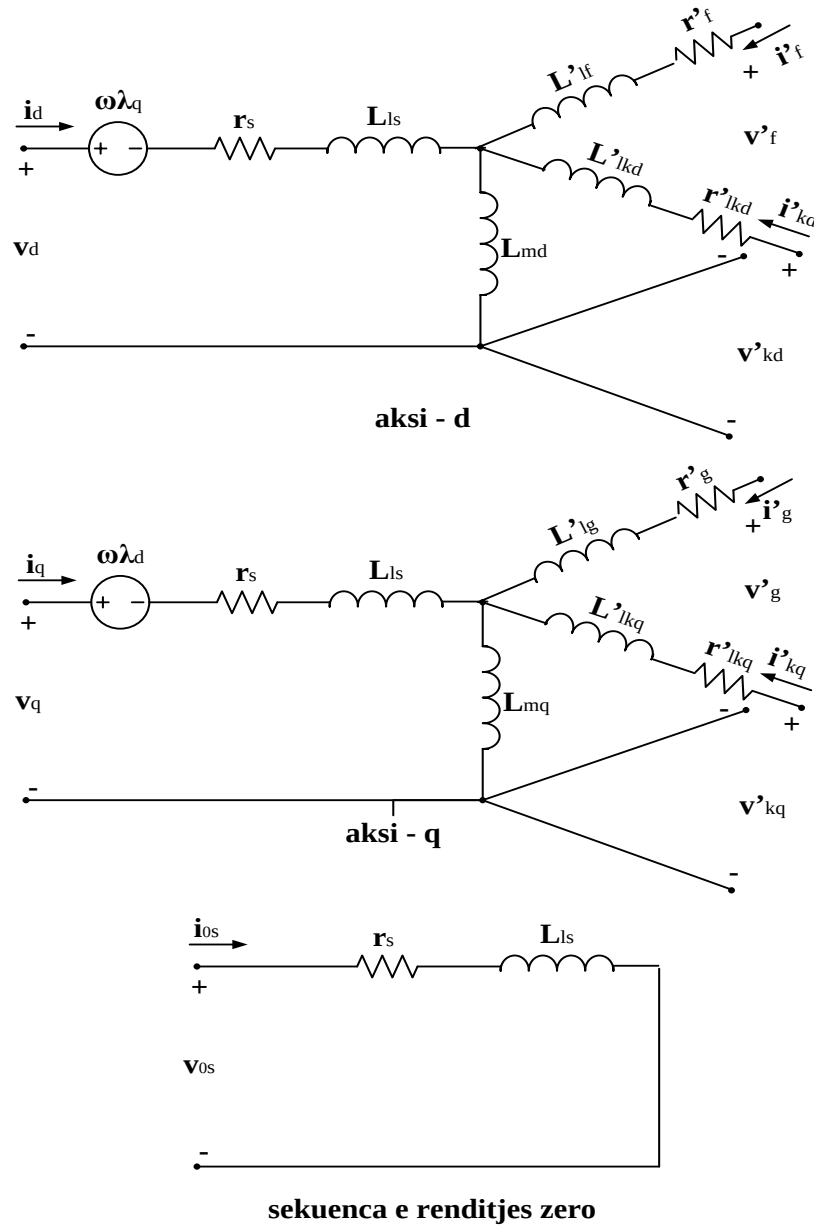


Fig. 3.5. Qarku ekuivalent i makinës sinkrone ideale në rrafshin qd0

3.3.5 Momenti elektromagnetik

Shprehja e momentit elektromagnetik që zhvillon makina nxirret nga pjesa e fuqisë elektrike, që kalon nëpërmjet hapësirës ajrore. Fuqia e plotë në makinën sinkrone jepet nga shprehja:

$$P_{in} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c + v_f i_f + v_g i_g \quad (3.41)$$

Kur madhësitë fazore të statorit transformohen në rrafshin qd0 me qendër në rotor, i cila rrotullohet me shpejtësi $\omega_r = d\theta_r/dt$, ekuacioni 3.41 bëhet:

$$\begin{aligned}
P_{in} &= \frac{3}{2}(v_q i_q + v_d i_d) + 3v_0 i_0 + v_f i_f + v_g i_g \\
&= \frac{3}{2} \left(r_s (i_q^2 + i_d^2) + i_q \frac{d\lambda_q}{dt} + i_d \frac{d\lambda_d}{dt} + \omega_r (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \right) \\
&\quad + 3i_0^2 r_0 + 3i_0 \frac{d\lambda_0}{dt} + i_f^2 r_f + i_f \frac{d\lambda_f}{dt} + i_g^2 r_g + i_g \frac{d\lambda_g}{dt}
\end{aligned} \tag{3.41}$$

Duke eliminuar termat që kanë të bëjnë me humbjet në pështjella dhe në qarkun magnetik merret ekuacioni:

$$P_{em} = \frac{3}{2} \omega_r (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \tag{3.41}$$

Nëse shprehja e fuqisë elektromagnetike jepet në varësi të shpejtësisë këndore mekanike të rrotullimit të rotorit merret:

$$P_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \omega_{rm} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \tag{3.41}$$

Përfundimish, shprehja e momentit elektromagnetik për një makinë sinkrone me **P** pole jepet nga shprehja:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \tag{3.42}$$

3.4 Simulimi i makinës sinkrone trefazore

Ekuacionet e pështjellave të modelit të makinës sinkrone të paraqitura në paragrafin e mësipërm, mund të përdoren në simulime, ku tensionet janë hyrjet dhe rrymat daljet.

Duke qenë se në këtë punim projektimi i rregullatorit është menduar, që të bëhet mbi bazën e modelit matematik të objektit të rregullimit (gjeneratori sinkron), atëherë ndërtimi i modelit dhe verifikimi i tij paraqesin interes, të studiohen me hollësi.

Në paragrafin 2.4.2.1 u paraqitën disa nga avantazhet, që ofronte softueri LabVIEW, nga ku përmendim: komunikimin me thjeshtësi me botën reale përmes kartave A/D dhe D/A. Kështu që, modeli i gjeneratorit sinkron në ambientin LabVIEW paraqet një interes të madh jo vetëm për arritjen e objektivit të këtij punimi, por edhe hap një dritare për të gjithë studiuesit, të cilët duan të studiojnë në fusha të caktuara, ku studimi i sjelljes së gjeneratorit sinkron paraqet interes, si p.sh. tek sistemet elektrike të fuqisë. [5]

Ndërveprimi me botën reale i modelit në softuerin LabVIEW, mund të ndihmojë inxhinierët dhe specialistët për zgjidhjen e shpejtë dhe me një kohë

të shkurtër të problemeve, të cilat do të ishin të rrezikshme apo të pamundura të kryheshin mbi objektin real. [6]

Në paragrafin në vijim do të paraqitet modeli dinamik i gjeneratorit sinkron i ndërtuar me softuerin LabVIEW. Në literaturën [7] është bërë një përshkrim i hollësishëm i procedurës së modelimit të gjeneratorit sinkron në ambientin LabVIEW.

3.4.1 Modelimi i gjeneratorit sinkron në LabVIEW

Fluksi i rrjedhjes së variablave në makinën sinkrone trefazore jepet në figurën 3.6. Ekuacionet e përdorura tek modeli i makinës sinkrone në LabVIEW nxirren me lehtësi nga shprehjet e paraqitura në paragrafin 3.3. Këto ekuacione jepen tek **shtojca B** e këtij punimi.

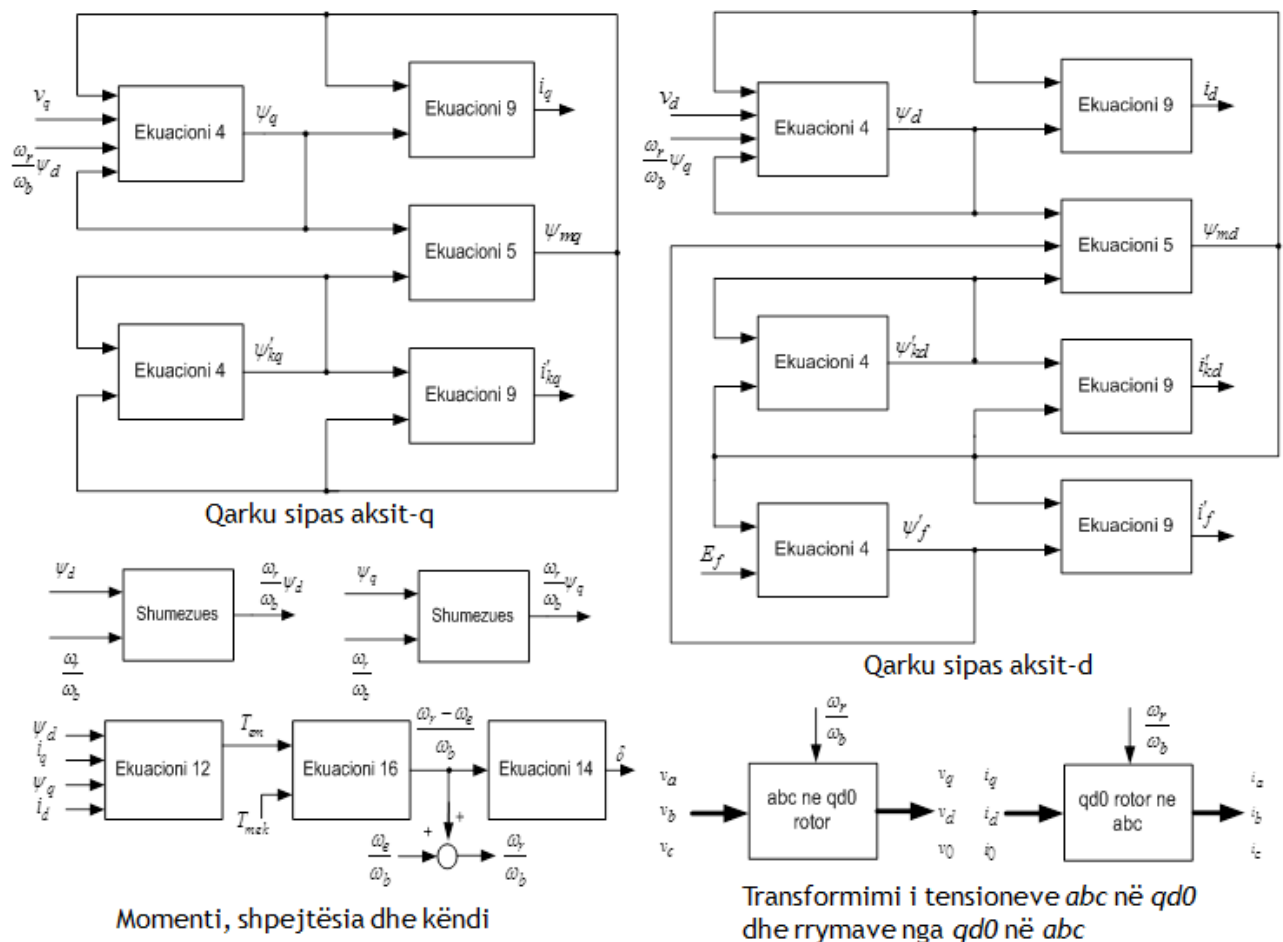


Fig. 3.6. Fluksi i rrjedhjes së variablave në makinën sinkrone trefazore

Në figurën 3.7 jepet paneli frontal i modelit të gjeneratorit sinkron në ambientin LabVIEW. Ai përbëhet nga tre dritare, të cilat mund të zgjidhen duke klikuar me butonin e majtë të miut (mouse) mbi butonat "Input", "Graph1" ose "Graph2".

Tek ky version i aplikacionit të ndërtuar në ambientin LabVIEW, vlerat e parametrave të gjeneratorit sinkron nuk mund të futen nga paneli frontal por tek kodi grafik (blloksema) e modelit. Parametrat futen në formën e madhësive konstante në hyrje të sekuencës inicializuese (në të majtë të dritares), e cila paraqitet në figurë 3.8. Tek kjo pjesë e programit llogariten parametrat për regjim nominal të gjeneratorit.

Pas ekzekutimit të kësaj sekuence programi kalon në llogaritjen e parametrave të dëshiruar të gjeneratorit. Llogaritja e parametrave në dalje të gjeneratorit si dhe afishimi grafik i tyre bëhet tek sekuenca e dytë, ku ndodhet e dhe modeli i gjeneratorit sinkron.

Blokskema e modelit të gjeneratorit sinkron në ambientin LabVIEW paraqitet e detajuar në figurën 3.9.

Hyrjet e modelit janë: V_m - tensionet abc të statorit, M_{mek} (T_{mech})- momenti mekanik në bosht të rotorit dhe E_f - tensioni i përshtjellës së eksitimit të gjeneratorit.

Si dalje janë zgjedhur: P_{gen} - fuqia aktive e gjeneruar, Q_{gen} - fuqia reaktive e gjeneruar, $|V_t|$ - amplituda e tensionit të statorit, $|I_t|$ - amplituda e rrymës së statorit, δ - këndi i fuqisë, M_{em} (T_{em}) - vlera e castit e momentit elektromagnetik, i_e (i_f)- rryma e eksitimit, i_a - vlera e çastit të rrymës së fazës a.

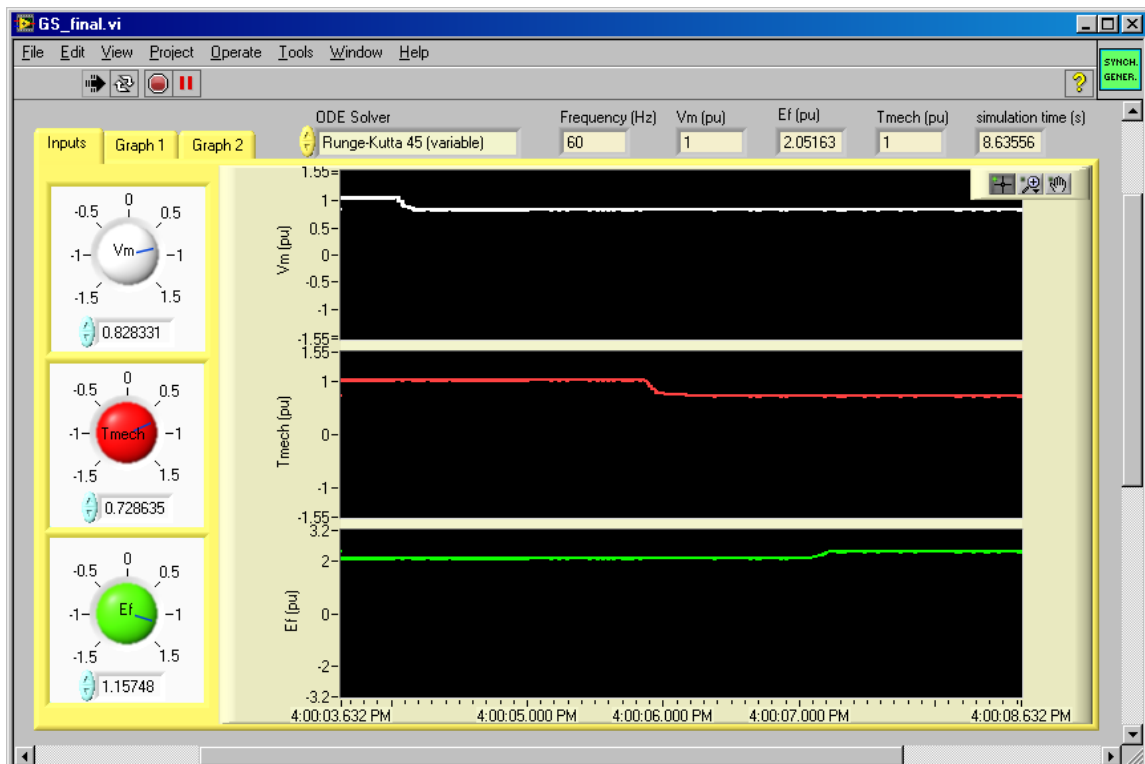
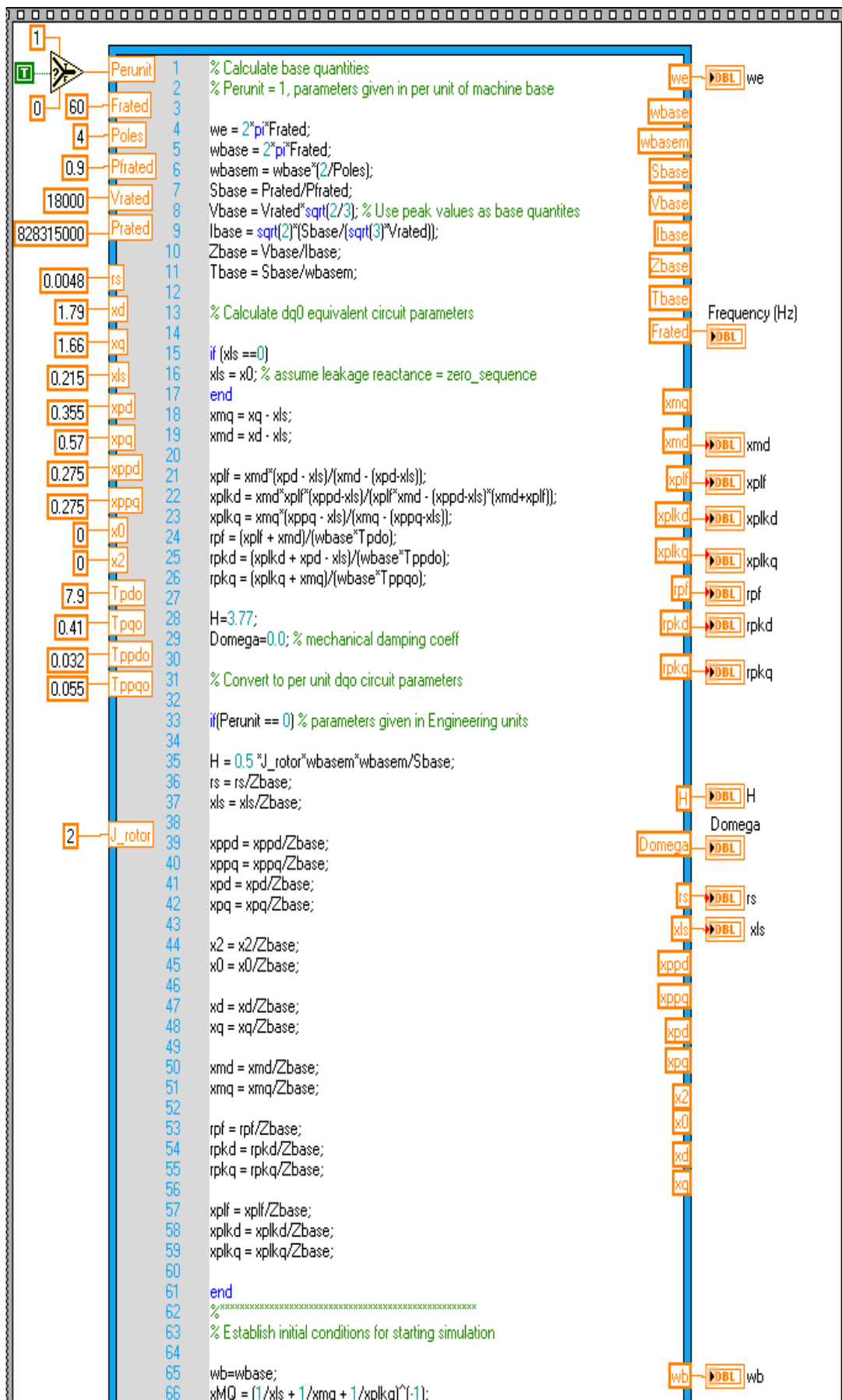


Fig. 3.7. Paneli frontal i modelit të gjeneratorit sinkron në LabVIEW



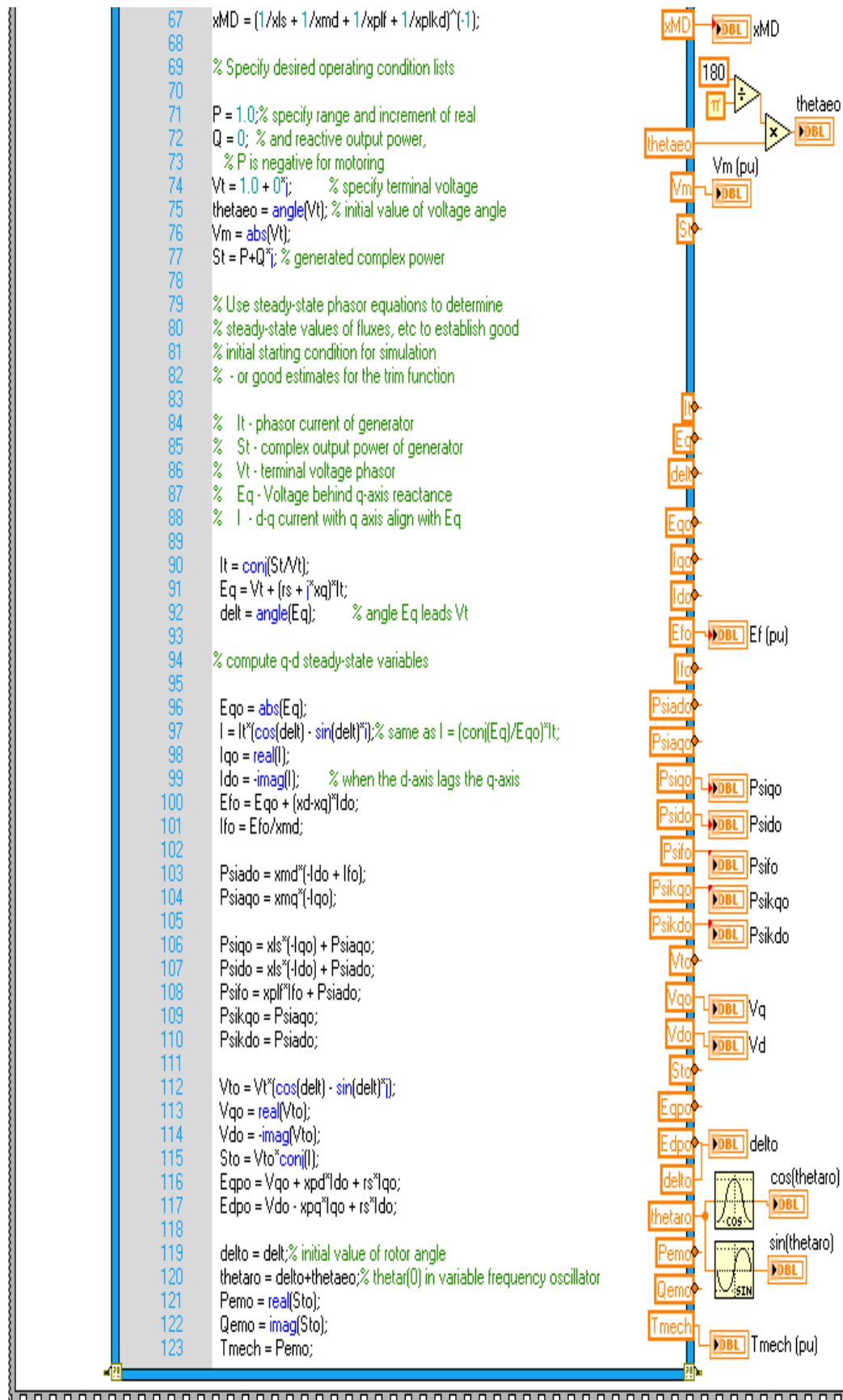


Fig. 3.8. Llogaritja e parametrave për regjimin nominal të GS; burimi [7]

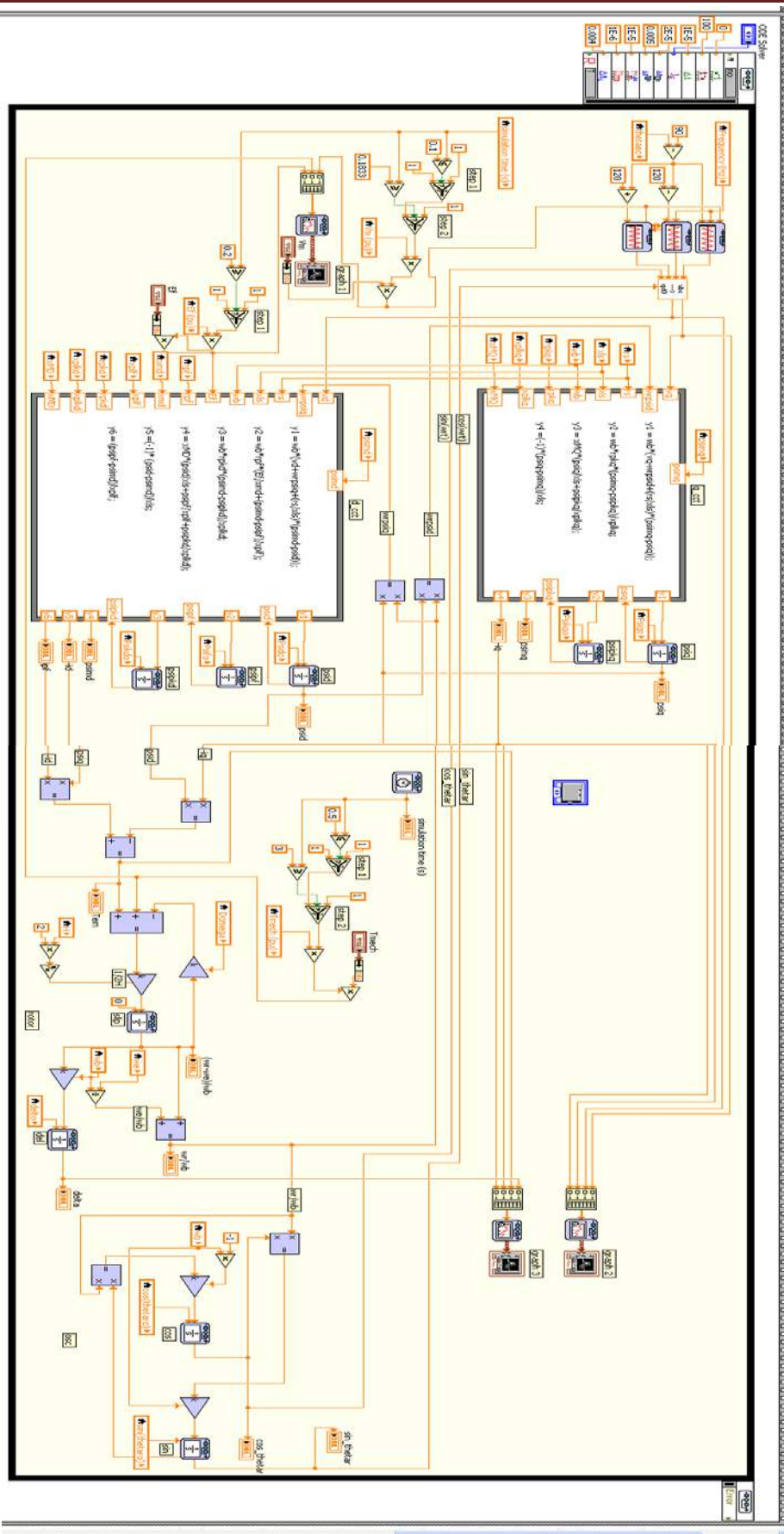


Figura 3.9. Bllokskema e gjeneratorit sinkron në LabVIEW

3.4.2 Verifikimi i modelit të gjeneratorit sinkron në LabVIEW

Në këtë paragraf do të bëhet një krahasim i modelit të gjeneratorit sinkron të propozuar (fig. 3.7) me një model, që përdor të njëjtët ekuacione, i modeluar në ambientin Simulink/Matlab, detaje të të cilit mund të gjenden në literaturën [1]. Ky model është verifikuar në literaturën [8]. Kështu që do të përdoren të njëjtët parametra, kushte fillestare dhe ngacmime për të dy modelet.

Modeli i ndërtuar nga [1] jepet në figurën 3.10. Siç shihet, ky model ka si hyrje dhe dalje të njëjtat madhësi si modeli i gjeneratorit sinkron të ndërtuar në softuerin LabVIEW. Kështu që për kushte të njëjta priten përgjigje të ngjashme.

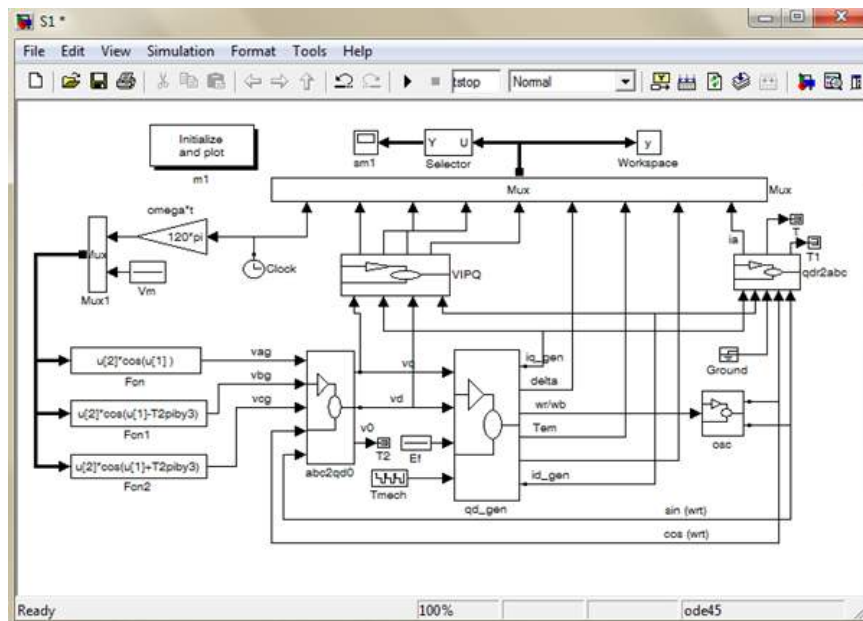


Fig. 3.10. Bllokskema e gjeneratorit sinkron në Matlab/Simulink; burimi [1]

Le të kalojmë tek verifikimi i modelit të ndërtuar në ambientin LabVIEW.

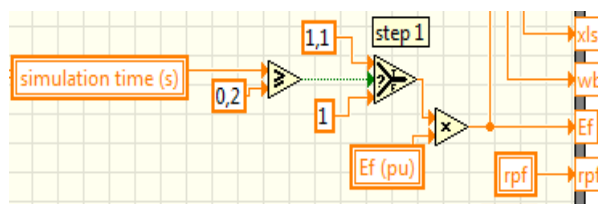


Fig. 3.11. Rritja shkallë me 10% e E_f në $t = 0,2$ sek.

Fillimish do të mbahet konstant tensioni i shinave, që lidhet gjeneratori dhe momenti mekanik në bosht të makinës sinkrone, ndërsa tensioni i eksitimit rritet në kohën $t=0.2$ sek. në formë shkalle me 10%. Në figurën 3.11 jepet ajo pjesë e kodit grafik e shtuar në model për të simuluar këtë ndryshim, ndërsa

në figurën 3.12 jepen përgjigjet e simulimeve në Matlab/Simulink dhe LabVIEW për këtë ndryshim.

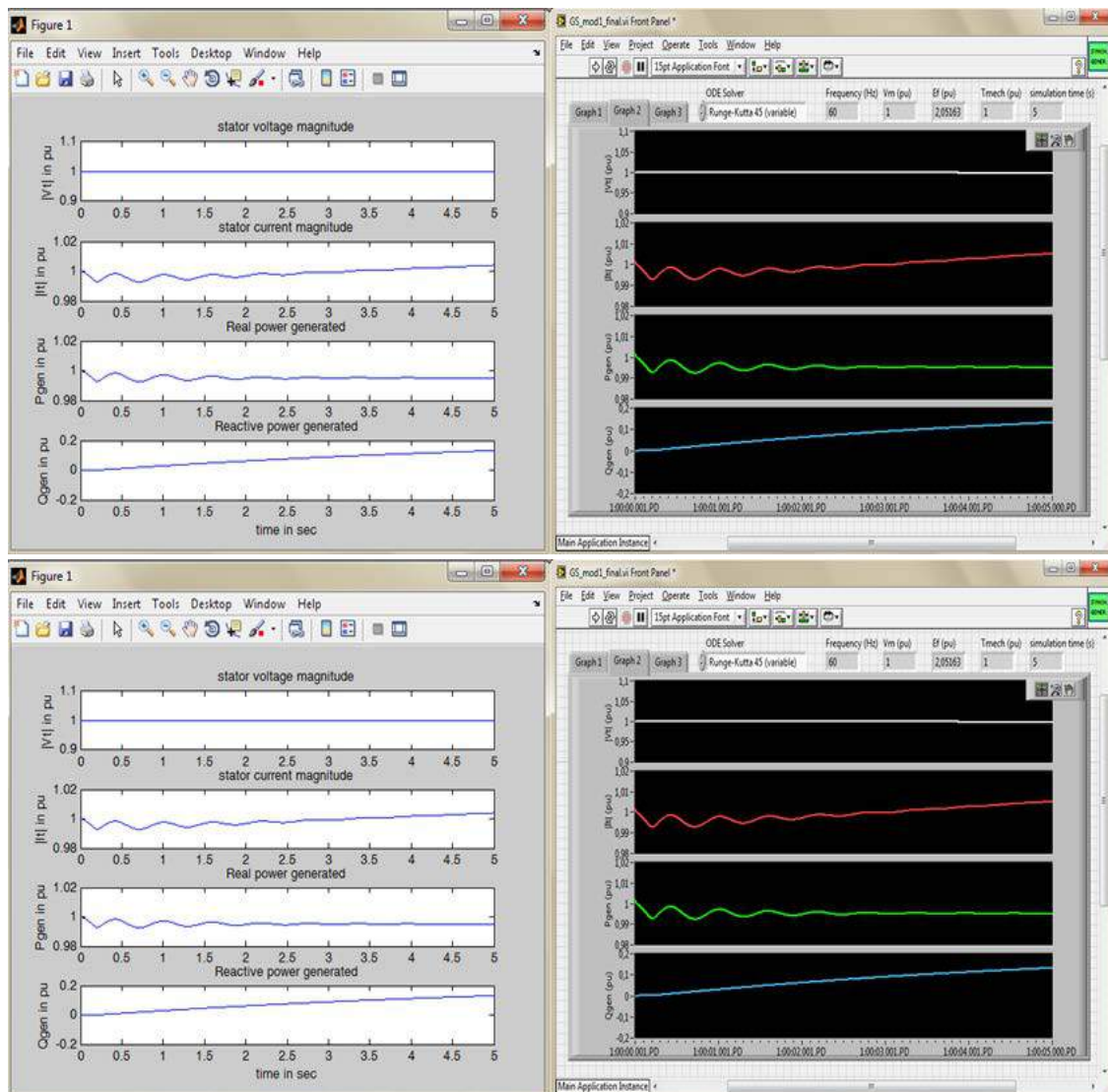


Fig. 3.12. Krahasimi i modelit të gjeneratorit sinkron në Matlab/Simulink me modelin në LabVIEW për një rritje shkallë me 10% të E_f në $t = 0,2$ sek.

Siç shihet, përgjigjet e të dy modeleve, për çdo dalje, janë identike. Si rrjedhim, saktësia e modelit të ndërtuar në ambientin LabVIEW për ndryshime në tensionin e eksitimit u verifikua.

Së dyti, do të mbahet konstant tensioni i shinave ku lidhet gjeneratori dhe tensioni i eksitimit, ndërsa momenti mekanik zbret në formë shkalle nga 1 nj.r.(p.u.) në 0 nj.r. në $t=0.5$ sek (makina po gjeneron në sistem fuqi nominale me $\cos\phi=1$). Më pas, në momentin e kohës $t=3$ sek., momenti mekanik ndryshon në formë shkalle nga 0 nj.r. në -1nj.r. Në figurën 3.13 jepet ajo pjesë e kodit grafik e shtuar në model për të simuluar këtë ndryshim, ndërsa në figurën 3.14 jepen përgjigjet e simulimeve në Matlab/Simulink dhe LabVIEW për këtë ndryshim.

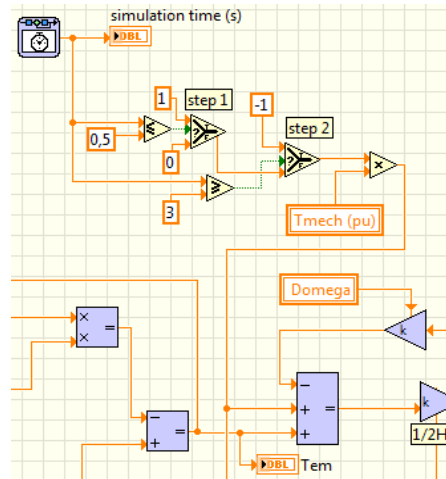


Fig. 3.13. Zvogëlimi në formë shkalle i T_{mech} nga 1nj.r. në 0 nj.r. për $t=0,5\text{sek}$ dhe më pas në -1nj.r. për $t=3\text{sek}$.

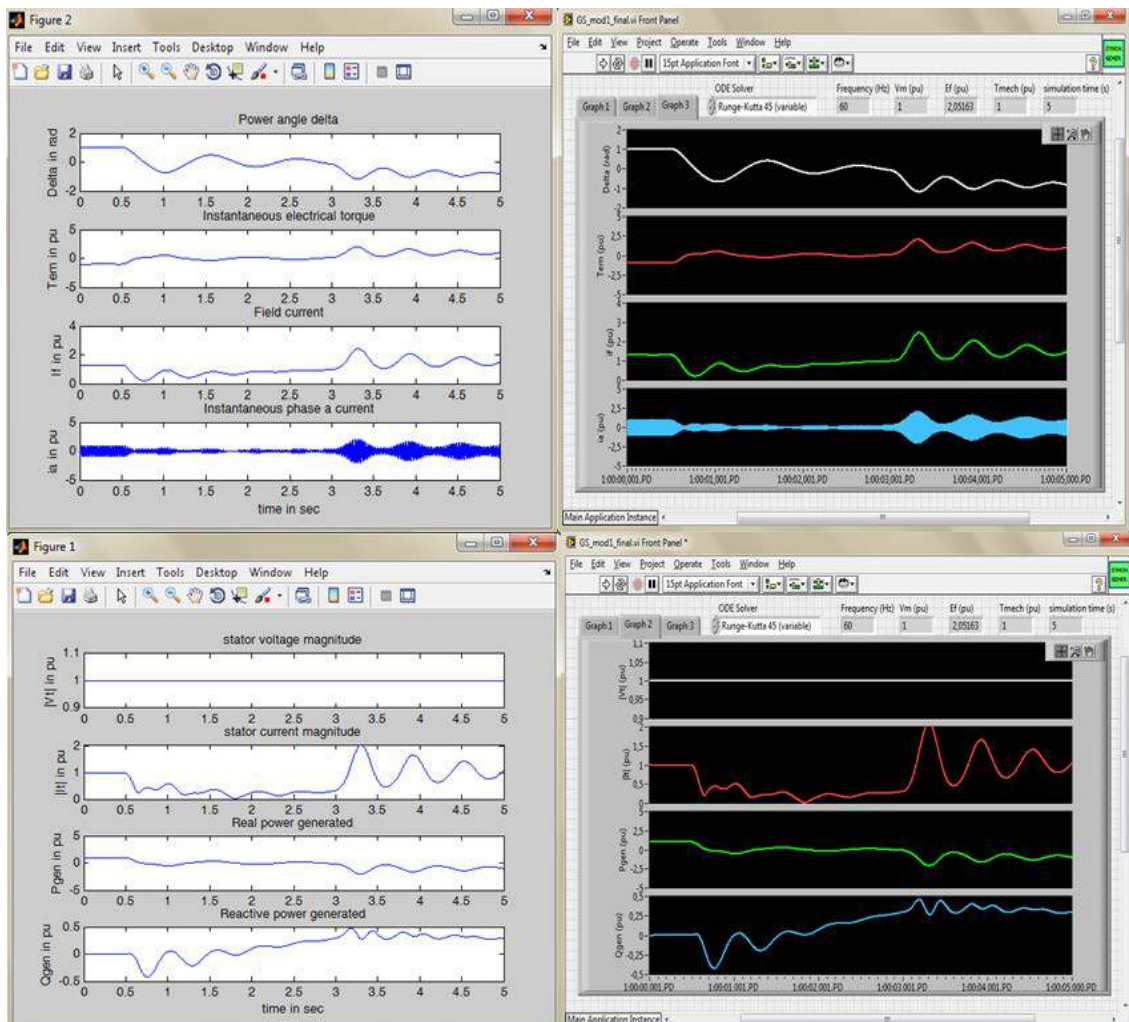


Fig. 3.14. Krahassimi i modelit të gjeneratorit sinkron në Matlab/Simulink me LabVIEW për një zbritje shkallë në 0 nj.r. të T_{mech} në $t = 0,5\text{sek}$. dhe më pas në -1nj.r. për $t = 3\text{sek}$.

Siç shihet, përgjigjet e të dy modeleve për çdo dalje janë sërish identike. Si rrjedhim, saktësia e modelit të ndërtuar në ambientin LabVIEW për ndryshime në momentin mekanik në bosht të makinës sinkrone u verifikua.

Së fundi, do të mbahet konstant momenti mekanik në bosht të makinës sinkrone dhe tensioni i eksitimit, ndërsa tensioni i shinave (makina po gjeneron në sistem fuqi nominale me $\cos\phi=1$) shkon në $t=0.1$ sek. nga 1 nj.r. në 0 nj.r. (lidhje e shkurtër trefazore) dhe më pas mbas 5 ciklesh në vlerën fillestare:

$$t = t_{l.sh. fill.} + t_{l.sh.} = t_{l.sh. fill.} + \frac{n_{cikle}}{F_n} = 0.1833 \text{ sek.}$$

Në figurën 3.15 jepet ajo pjesë e kodit grafik e shtuar në model për të simuluar këtë ndryshim, ndërsa në figurën 3.16 jepen përgjigjet e simulimeve në Matlab/Simulink dhe LabVIEW për këtë ndryshim.

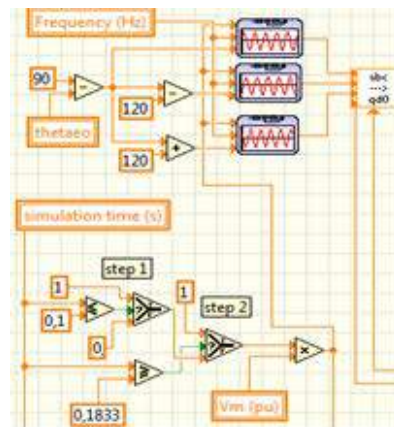


Fig. 3.15. Zbritje shkallë në 0 nj.r. e V_m në $t=0.1$ sek. dhe më pas në vlerën fillestare për $t=0.1833$ sek.

Siç shihet, përgjigjet e të dy modeleve për çdo dalje edhe në këtë rast janë identike. Si rrjedhim, saktësia e modelit të ndërtuar në ambientin LabVIEW për ndryshime në tensionin e shinave, ku lidhet gjeneratori sinkron me sistemin, u verifikua.

Tani që saktësia e modelit të gjeneratorit sinkron të ndërtuar në softin LabVIEW u verifikua për çdo hyrje, mund të përmirësojmë edhe ndërfaqen e modelit. Mënyra sesi objektet vendosen në panelin frontal ndihmon përdoruesit, që shfrytëzojnë aplikacionin. Vendosja e tyre mund të ndihmojë edhe programuesit, që aksesojnë panelet frontale të subVI-ve. [9]

Paneli frontal, i dhënë mësipër në figurën 3.7, është ndërfaqja grafike finale e modelit të gjeneratorit sinkron, që propozohet. Siç shihet, në të ndodhen tre doreza me, të cilat simulohen ndryshimet në hyrjet e modelit. Këto vlera mund të ndryshohen gjatë kohës së simulimit dhe në iteracionin pasardhës LabVIEW llogarit variablat e modelit për gjëndjen e re. Kështu p.sh. mund të

simulohet një lidhje e shkurtër trefazore, në çdo moment të dëshiruar. Duke shfrytëzuar modularitetin e softuerit LabVIEW është ndërtuar edhe një bllok (subVI). Në këtë mënyrë modeli i gjeneratorit sinkron në LabVIEW mund të futet në një aplikacion tjetër për studime të mëtejshme.

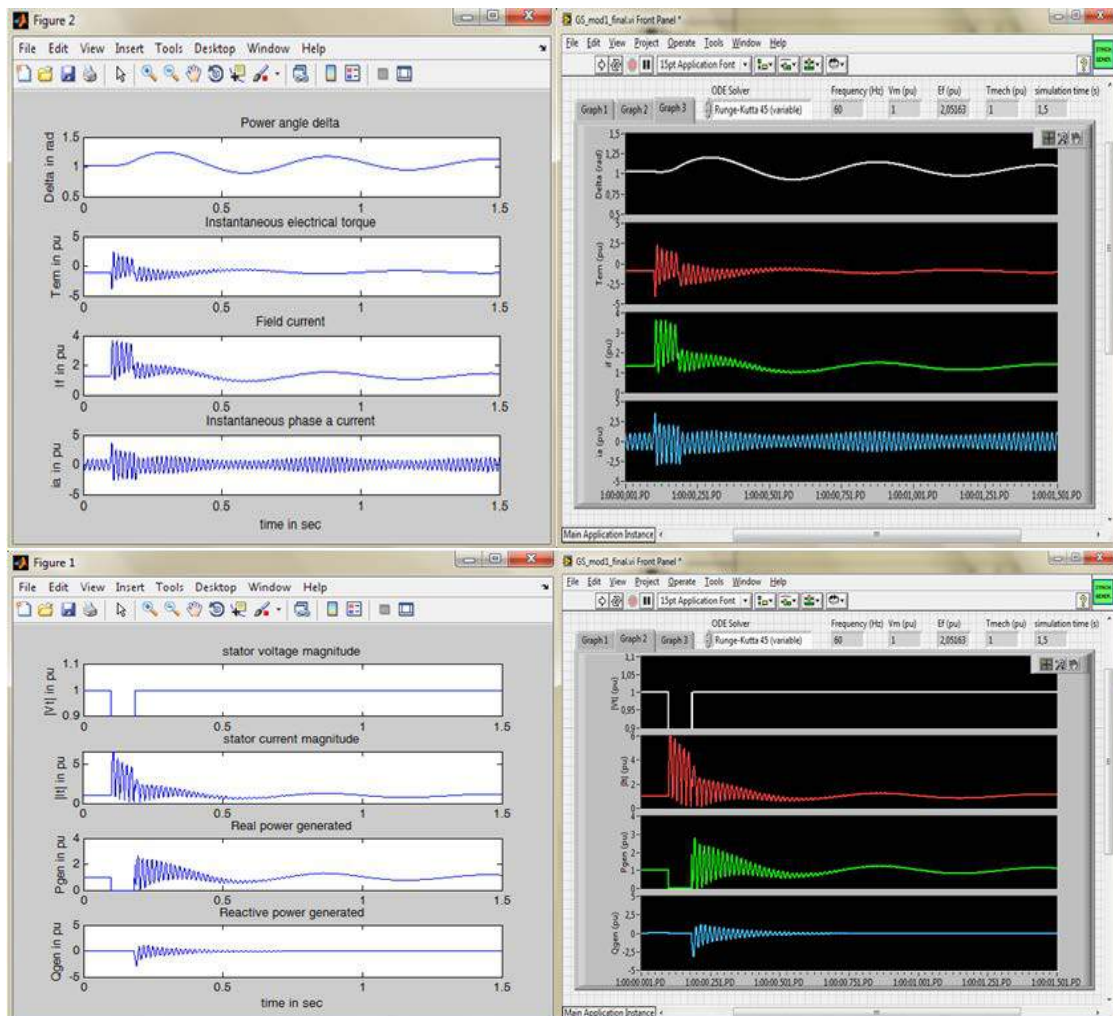


Fig. 3.16. Krahësimi i modelit të gjeneratorit sinkron në Matlab/Simulink me modelin në LabVIEW për një lidhje të shkurtër trefazore në $t=0.1\text{sek}$ deri në $t=0.1833\text{sek}$.

3.4.3 Klasifikimi i modeleve të gjeneratorit sinkron

Në paragrafin e mësipërm u ndërtua modeli i gjeneratorit sinkron në ambientin LabVIEW. Ky model doli nga një analizë e hollësishme teorike e makinës sinkrone.

Shpeshherë, në varësi të kërkesave të studimit në të cilin merr pjesë gjeneratori sinkron, studiuesit përdorin shkallë të ndryshme të kompleksitetit të modelit. Kështu që, modeli mund të jetë i rendeve të ndryshme.

Në tabelën 3.1 ilustrohen tipe të ndryshme të modelit të gjeneratorit sinkron [10]. Kjo tabelë ngjan me një matricë, e cila mund të shërbejë për të

përshkruar modele të rendeve nga ato të rendit të parë deri në rendin e tretë, përsa i përket rrënjëve të ekuacionit karakteristik, i cili përshkruan sjelljen e gjeneratorit në regjime kalimtare. Tek kjo matricë mund të paraqiten 12 lloje të ndryshme modelesh përfaqësues sipas akseve **q** dhe **d**, dhe 1 ekuacion sipas aksit **d** për “fluksin e plotë konstant”. Modeli më i ndërlikuar duhet të ketë një pështjellë eksitimi, dy pështjella qetësimi ekuivalente sipas aksit **d** dhe tre pështjella qetësimi ekuivalente sipas aksit **q**. Disa nga kombinimet e mundshme midis numrit të pështjellave ekuivalente sipas aksit **q** dhe **d** nuk janë marrë parasysh.

Tabela 3.1. Modelet e gjeneratorit sinkron për shkallë të ndryshme të kompleksiteti

Aksi q Aksi d ↓	Nuk ka pështjellë qetësimi ekuivalente	Një pështjellë qetësimi ekuivalente	Dy pështjella qetësimi ekuivalente	Tre pështjella qetësimi ekuivalente
Fluksi i plotë konstant	MODELI 0.0	-	-	-
Vetëm me pështjellë eksitimi	MODELI 1.0 	MODELI 1.1 	1.2	1.3
Me pështjellë eksitimi dhe një pështjellë qetësimi ekuivalente	2.0	MODELI 2.1 	MODELI 2.2 	2.3
Me pështjellë eksitimi dhe dy pështjella qetësimi ekuivalente	3.0	3.1	MODELI 3.2 	MODELI 3.3

Duke u bazuar në eksperiencën e specialistëve të fushës së makinave elektrike dhe sistemeve elektrike të fuqisë dhe në një intuitë të përgjithshme, besohet se numri i strukturave (modeleve), që mund të përdoren me sukses

në simulime, për analizën e qëndrueshmërisë së sistemeve elektrike të fuqisë, është shtatë. Gjashtë prej tyre paraqiten në tabelën 3.1, ndërsa i shtati është modeli i fluksit të plotë konstant.

3.5 Bibliografia

- [1] Chee-Mun Ong, *Dynamic simulation of electrical machinery*, Prentice Hall, 1998
- [2] Reis Çani, *Makinat Sinkrone*, SHBLU, 1972
- [3] P. Kundur, *Power System Stability and Control*, McGraw-Hill Inc., 1993
- [4] M. I. Canay, Causes of Discrepancies on Calculation of Rotor Quantities and Exact Equivalent Diagram of Synchronous Machines, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS 88, 1969
- [5] Zh. Li, Y. Yang, X. Bao, Simulation and Analysis of the Third-order Model of Synchronous Generator Based on MFC, *Proceedings of the 2009 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, August 9 - 12, Changchun, China, pp 4252
- [6] R.W. Larsen, *LabVIEW for Engineers*, Pearson Educations Inc., 2011.
- [7] G. Dume, Synchronous generator model based on LabVIEW software, *WSEAS Transactions on Advances in Engineering Education*, Issue 2, Volume 10, 2013.
- [8] R. Sadikovic, *Single-machine infinite bus system*, Internal report, Zurich, 2003.
- [9] P. A. Blume, *The LabVIEW style book*, Pearson Education Inc., 2007
- [10] Task Force on Definitions and Procedures, Current usage & suggested practices in power system stability simulations for synchronous machines, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. EC-1, No. 1, 1986, pp 77-93

KAPITULLI IV

Projektimi i Sistemit të Kontrollit të Gjeneratorit Sinkron me softin LabVIEW

4. Projektimi i sistemit të kontrollit

Projektimi i sistemit të kontrollit është një proces, që përfshin, ndërtimin e modeleve matematike, të cilët përshkruajnë një sistem fizik, analizimin e modeleve për të kuptuar sjelljen dinamike të nyjeve të sistemit të modeluar dhe ndërtimin e një rregullatori për të përfutur disa sjellje në dinamikë të caktuara të sistemit fizik. Sistemet e kontrollit përmbajnë disa komponente, të cilët drejtojnë, komandojnë dhe rregullojnë sistemin fizik, apo objektin e rregullimit, siç njihet ndryshe. Në përgjithësi, kur flasim për një sistem kontrolli, kemi parasysh dhënësat, rregullatorin, ekzekutuesit si dhe referencën. Referenca përfaqëson për sistemin një kusht, që ne i specifikojmë.

Në figurën 4.1 paraqitet një sistem dinamik i përbërë nga rregullatori dhe objekti i rregullimit. Ai përfaqëson një sistem në lak të mbyllur, i njohur ndryshe si sistem me lidhje të kundërt. Në një sistem me lak të mbyllur, sistemi i kontrollit monitoron daljet e objektit të rregullimit dhe përshtat hyrjet e i tij, për të të marrë një përgjigje në dalje afër asaj vlere, që ne dëshirojmë, të specifikuar me anë të referencës. [1]

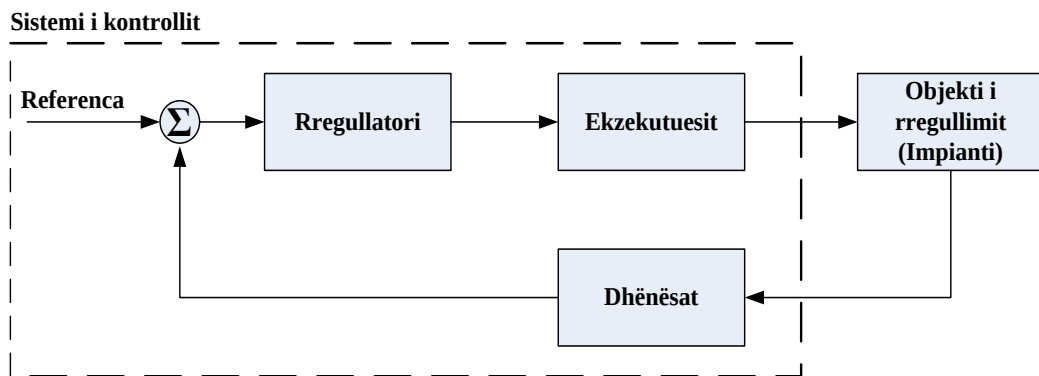


Fig. 4.1. Sistemi dinamik

4.1 Kontrolli linear analog

4.1.1 Hyrje

Në këtë pjesë të këtij kapitulli, do të paraqiten shkurtimisht rregullatorët PID, të cilët siç dihet, janë ndër rregullatorët më të njohurit në kontrollin e proceseve fizike. Konceptet bazë të teorisë së kontrollit linear si funksion transmetues, bllokskema strukturore dhe funksionale si dhe paraqitja në hapësirën e gjëndjes, do të pranohen si të njohura.

4.1.2 Rregullatorët PID

Në figurën 4.2 jepet bllokskema e një sistemi të mbyllur me lidhje të kundërt. Forma e thjeshtuar e funksionit transmetues të rregullatorit PID është:

$$C(s) = \frac{u(s)}{\varepsilon(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (4.1)$$

Ndërsa një formë më e saktë, e cila merr parasysh realizimin fizik të veprimit derivues është:

$$C(s) = \frac{u(s)}{\varepsilon(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{Ts + 1} \right) \quad (4.2)$$

ku: $T = T_d/K_d$ dhe K_d - koeficienti dinamik

Tre parametrat e rregullueshëm të rregullatorit PID janë:

1. K_p - koeficienti propocional
2. T_i - konstantja e kohës e veprimit integrues
3. T_d - konstantja e kohës e veprimit derivues

Një mënyrë tjetër, e përdorur gjerësisht në ambientet industriale, e shkrimit të funksionit transmetues të rregullatorëve PID, është:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (4.3)$$

ku: $K_i = K_p/T_i$ është koeficienti integral dhe $K_d = K_p T_d$ është koeficienti derivativ

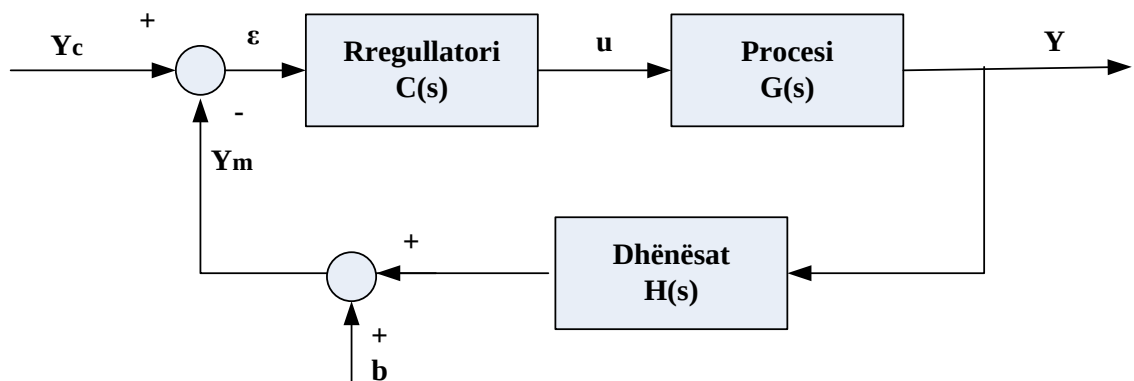


Fig. 4.2. Bilokskema e një sistemi me lidhje të kundërt

Në figurën e mësipërme kemi këto madhësi:

- Y_c - referenca
- Y - dalja
- ε - sinjali i shmangies ($Y_c - Y$)
- u - sinjali i kontrollit
- Y_m - sinjali i matur
- b - zhurmat e matjes

Blloku që përfaqëson procesin, përfshin edhe ekzekutuesit, vetë procesin dhe

laqet e ndonjë rregullatori ekzistues.

4.1.2.1 Veprimi proporcional $C(s)=K_p$

Veprimi u përpjestohet në funksion të rezultatit të arritur dhe reduktohet kur gabimi ε zvogëlohet. Veprimi proporcional shprehet me anë të koeficientit K_p ose me anë të bandës proporcionale P_b si:

$$P_b (\%) = \frac{100}{K_p}$$

Koncepti i bandës proporcionale lidhet me natyrën fizike të veprimit u . Në praktikë, veprimi u është i kufizuar në amplitudë deri në vlerën $u_{\max}$ (saturimi i ekzekutuesve ose kufizime të paramenduara për shkak të konsumit të energjisë). Diapazoni i ndryshimit në të cilin shprehja $u=K_p \cdot \varepsilon$ është e vërtetë, quhet “banda proporcionale”.

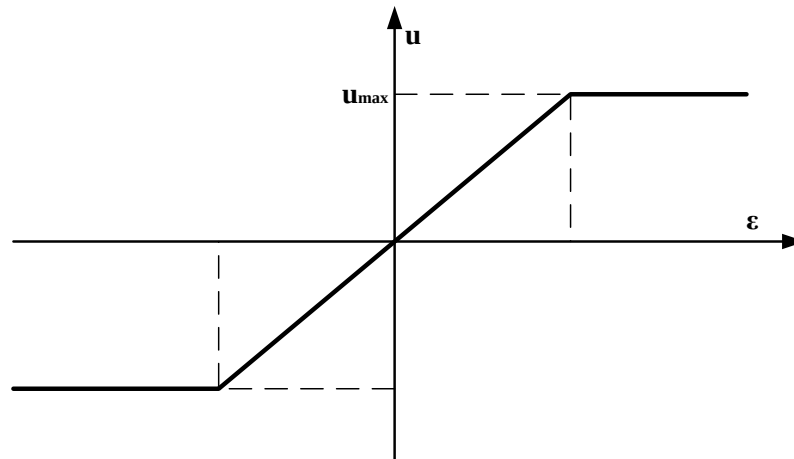


Fig. 4.3. Banda proporcionale

Nëse K_p është i madh, veprimi është i shpejtë dhe më i fuqishëm, por mund të kemi mbirregullim dhe oshilime. Ndërsa kur K_p është i vogël, do të kemi një përgjigje të ngadaltë dhe të butë.

4.1.2.2 Veprimi Integral $C(s)=1/T_i \cdot s=K_i/s$

Dalja e nyjes është proporcionale me integralin e e hyrjes. Shprehja është:

$$S(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt$$

ku: T_i përfaqëson kohën e nevojshme, që ndryshimi i daljes të jetë i njëjtë me ndryshimin e hyrjes. Zakonisht T_i është e rendit të minut-it ose sekond-it. Ndërkohë K_i (inversi i T_i), përfaqëson numrin e herëve në njësi të kohës, që

dalja përsërit hyrjen. Pra, nëse T_i është në minuta, K_i do të jetë në min^{-1} apo në cikle për minutë (RPM).

Efkti kryesor i këtij veprimi është se: në regjim të stabilizuar gabimi statik bëhet zero ($\varepsilon = 0$ kur $u \neq 0$). Nërsa në regjim dinamik kemi një rritje të kohës së procesit kalimtar dhe rritjen e mundësisë për të patur paqendrueshmëri.

4.1.1.1 Veprimi derivues $C(s) = K_d \cdot s$

Në këtë rast, dalja e bllokut derivues është proporcionale me derivatin e hyrje. Duke quajtur K_d koeficientin proporcional, kemi:

$$S(t) = K_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt}$$

Efkti kryesor i këtij veprimi është se: në regjim dinamik sjell një efekt stabilizues dhe rrit shpejtësinë e përgjigjes (paraprin përgjigjen duke marrë parasysh drejtimin e ndryshimit të gabimit ε). Në regjim të stabilizuar veprimi derivues nuk shfaqet.

Duhet të theksohet se veprimi derivues mund të sjellë pasoja shumë të dëmshme, për shkak të përforcimit të zhurmave në frekuenca të larta dhe ndryshimit me kërcim të daljes së rregullatorit, gjatë ndryshimit të vlerës së sinjalit referues.

4.1.3 Disa tipe strukturash të rregullatorëve PID

Në tabelën 4.1 jepen disa tipe strukturash të rregullatorëve PID, që hasen në praktikë [2].

Tabela 4.1. Strukturat klasike të rregullatorëve PID

Nr.	Struktura	Funksioni transmetues	Emërtimi
1		$K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$	E perzier (seri/paralel)

2		$K_p + \frac{1}{T_i s} + T_d s$	Paralel
3		$k_1(1 + T_d s) + k_2 \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right)$	Paralel
4		$u = k'_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) Y_c - (1 + T_d s) k'_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) Y_m$	Derivuar gjatë matjes

4.1.4 Zgjedhja e kriterëve për rregullim

Zgjedhja e treguesve të cilësisë është një problem, me të cilin përballen çdo ditë operatorët dhe inxhinierët e kontrollit. Shpesh herë nevojiten metoda të thjeshta, që realizohen shpejt dhe kanë një saktësi të mjaftueshme. Kjo kërkesë, i vë gjithnjë në pozitë, teoricienët dhe ekspertët e fushës së kontrollit automatik.

Është e qartë se zgjedhja e treguesve të cilësisë varet nga performanca e dëshiruar e sistemit. Përgjigja e sistemit mund të jetë aperiodike ose me oshilim e me një mbirregullim të caktuar.

Treguesit të cilët përdoren për të vlerësuar cilësinë e kontrollit zakonisht janë:

- Mbirrregullimi - $m_r = \frac{y_{\text{maks}} - y_{\infty}}{y_{\infty}} 100\%$
- Koha e rritjes (t_r) - koha për të cilën përgjigjja arrin vlerën përfundimtare (y_{∞}) për herë të parë

- Koha e rregullimit (t_s) - koha që i duhet sistemit të rregullimit që përgjigjja kalimtare të arrijë vlerën përfundimtare të paracaktuar dhe të qëndrojë brenda kufijë të lejuar të tolerancës (zakonisht $\Delta y = 5\% y_\infty$).

Në figurën e mëposhtme ilustrohen konceptet e mësipërme.

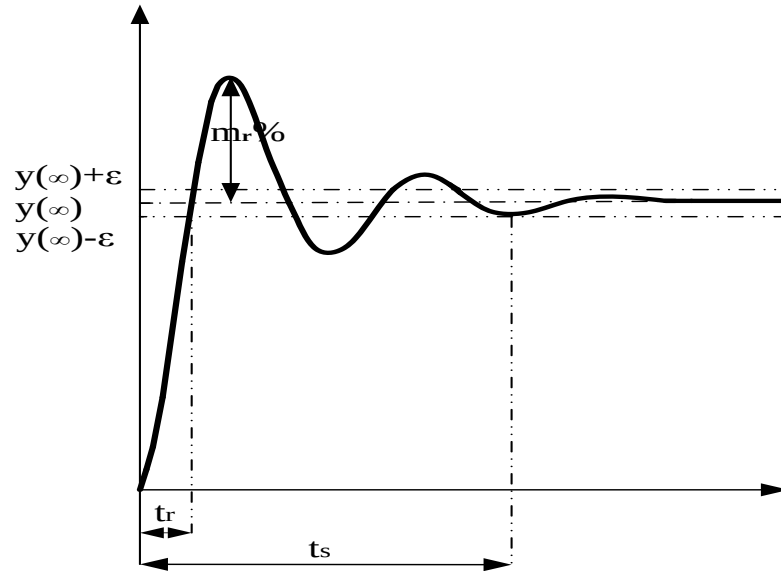


Fig. 4.4. Ilustrimi i disa nga treguesit e cilësisë, që përdoren për vlerësimin e kontrollit

Si vlera të këtyre treguesve të cilësisë zakonisht merren:

1. Përgjigje aperiodike ($m_r = 0\%$), me t_r minimale
2. Përgjigje oshiluese me $m_r = 20\%$ me t_r minimale
3. Minimum i vlerës së integralit të katrorit të gabimit:

$$IGK = \int_0^{\infty} \varepsilon^2(t) dt$$

4. Minimum i vlerës së integralit të gabimit absolut (IAE):

$$IGA = \int_0^{\infty} |\varepsilon(t)| dt$$

5. Minimum i vlerës së integralit të gabimit absolut shumfishuar me vlerën e kohës (IAET):

$$IGAt = \int_0^{\infty} |\varepsilon(t)| t dt$$

i cili jep peshën në rritje të vlerës absolute të gabimit përgjatë evoluimit të tij të përkohshëm.

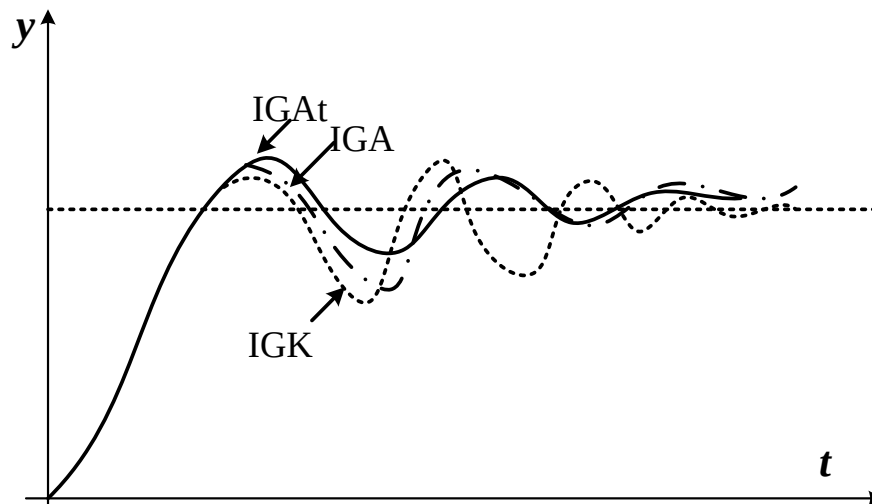


Fig. 4.5. Përgjigja kalimtare sipas tre kritereve integrale të ndryshme [3]

Në tabelën 4.2 jepen në formë të përmblendhur ndikimi i veprimit proporcional, integral dhe derivues tek madhësitë e përgjigjes kalimtare, për të cilat jemi të interesuar.

Tabela 4.2. Vetitë e rregullatorëve P, I, D.

Tipi i rregullatorit	Koha e rritjes	Mbirregullimi	Koha e stabilizimit	Gabimi në gjendje të stabilizuar
Proporcional	Zvogëlohet	Rritet	Ndryshim i vogël	Zvogëlohet
Integral	Zvogëlohet	Rritet	Rritet	Eliminohet
Derivativ	Ndryshim i vogël	Zvogëlohet	Zvogëlohet	Ndryshim i vogël

4.1.5 Zgjedhja e tipit të rregullatorit

Zgjedhja e tipit të rregullatorit varet nga qëndrueshmëria e procesit në lak të hapur. Në të vërtetë, rregullat e mëposhtme krijojnë mundësinë e zgjedhjes së strukturës së rekomanduar për rregullatorin.

4.1.1.2 Procesi i qëndrueshëm

Nëse sistemi modelohet në formën e një sistemi të rendit të parë me kohë vonese (forma Broïda):

$$G(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{1 + Ts} \quad (4.4)$$

atëherë për përcaktimin e koeficientëve K , T dhe τ , vizatohet tangentja mbi lakore, që kalon nga pika e infleksionit dhe më tej përcaktohet konstantja e kohës T dhe vonesa τ . Përforcimi K gjendet drejtpërdrejt nga raporti i vlerës përfundimtare të daljes me atë të hyrjes.

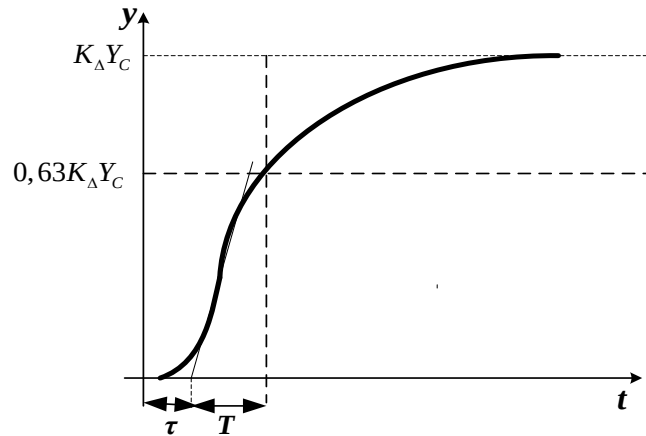


Fig. 4.6. Modelimi për sistemet e qëndrueshme sipas **Broïda**

Raporti T/τ jep mundësinë e zgjedhjes së strukturës më të mirë të rregullatorit. Kjo gjë ilustron në tabelën 4.3

Tabela 4.3. Rregullim i pocetit të qëndrueshëm në lak të hapur

$\frac{T}{\tau}$	2	5	10	20
Tipi i rregullatorit	Prediktivi i Smith-it	PID	PI	P
				Rregullimi dypozicional (ON/OFF)

4.1.1.3 Procesi i paqëndrueshëm

Në rast se sistemi modelohet në formën e një nyje integruese me vonesë (forma Ziegler-Nichols):

$$G(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{s} \quad (4.5)$$

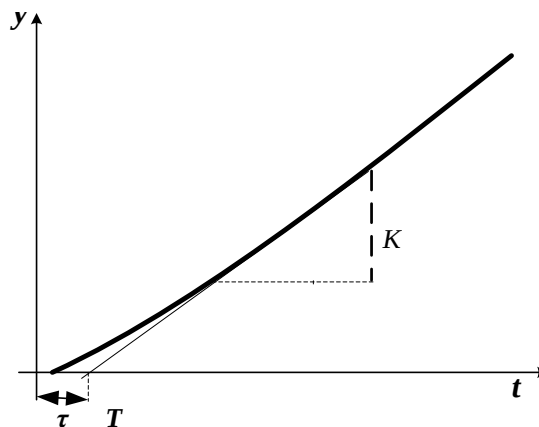


Fig. 4.7. Modelimi për sistemet e paqëndrueshme sipas **Ziegler-Nichols**

Përcaktimi i parametrave K dhe τ bëhet si vijon:

τ - është abshisa e ndërprerjes së tangentes me boshtin e kohës. Nërsa K është pjerrësia e drejtëzës, që përfaqëson tangenten në fjalë.

Njësia matëse e K është inversi i njësisë matëse të kohës. Si rrjedhim prodhimi $K \cdot \tau$ figuron pa njësi. Vlera e këtij prodhimi na jep mundësinë e përcaktimit të korrektuesit. [2]

Tabela 4.4. Rregullim i procesit të paqëndrueshëm në lak të hapur

$K\tau$	0,05	0,1	0,2	0,5	
Tipi i rregullatorit	Rregullimi dypozicional (ON/OFF)	P	PI	PID	Prediktivi i Smith-it

4.2 Projektimi i sistemit të kontrollit bazuar në modelin matematik të GS

Projektimi i sistemit të kontrollit bazuar mbi modelim përfshin katër faza:

1. Ndërtimin dhe analizimin e një modeli, që do të përshkruajë objektin e rregullimit
2. Projektimin dhe analizimin e rregullatorit për sistemin dinamik
3. Simulimin e sistemit dinamik
4. Vënien në punë të rregullatorit

Duke qenë se projektimi i kontrollit bazuar mbi modelim përfshin shumë iteracione, shpesh na nevojitet të përsërisim një ose disa nga fazat e përshkruara mësipër, përpara se projektimi të përfundojë. [1]

Për projektimin e sistemit të kontrollit të gjeneratorit sinkron model 8241 është pranuar zgjidhja, që ofron për secilën nga fazat e projektimit kompania prodhuese e softuerit LabVIEW, **National Instruments**. Kjo zgjidhje paraqitet në figurën 4.7.

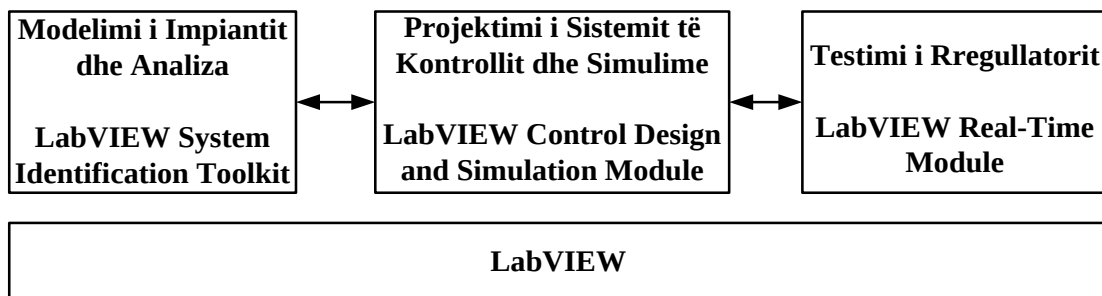


Fig. 4.7. Projektimi i sistemit të kontrollit bazuar mbi modelim, duke përdorur LabVIEW

4.2.1 Identifikimi i skemës funksionale të gjeneratorit sinkron

Në këtë paragraf do të përcaktohen hyrjet dhe daljet e gjeneratorit sinkron, që do të kontrollohet. Siç është thënë edhe në kapitujt e mëparshëm: qëllimi është mbajtja e tensionit në bornat e tij të pandryshueshëm, për ngarkesa me vlera të ndryshme, të lidhura në pështjellat e statorit të tij. Dihet se tensioni në bornat e tij varet, si nga shpejtësia e rrotullimit të rotorit të tij ashtu edhe nga rryma, që kalon në pështjellën e tij të eksitimit.

Në rastin kur gjeneratori sinkron lidhet paralel me rrjetin me fuqi infinit, frekuenca e tij nuk ndryshon nga nominalja dhe në këtë rast studimi do të bëhej vetëm për rregullimin e tensionit në bornat e tij, duke ndryshuar tensionin e pështjellës së eksitimit (fig 2.2 me të gjithë çelësat e kyçur). Në këtë rast do të flitej për një sistem me një hyrje dhe një dalje 1H-1D.

Në rastin konkret stenda eksperimentale ku bën pjesë dhe gjeneratori sinkron model 8241 figuron e izoluar nga rrjeti 3 fazorë dhe në këtë rast kemi vetëm çelësat K_1 dhe K_2 të kyçur (fig. 2.2). Në këtë rast GS mund t'i ndryshojë, në varësi të ngarkesës (konsumatori), si frekuenca ashtu edhe tensioni në bornat e tij. Kështu që na del detyra që të kontrollojmë edhe vlerën e shpejtësisë së motorit të rrymës së vazhduar model 8211, të lidhur me rrip trapezoidal të dhëmbëzuar me gjeneratorin, duke luajtur rolin e turbinës.

Pra në mënyrë të përmbledhur, sistemi për t'u kontrolluar përbëhet nga dy hyrje, të cilat janë: shpejtësia dhe tensioni i eksitimit dhe dalja është tensioni i bornave të statorit të gjeneratorit sinkron dhe frekuenca e tij. Ky tension duhet të mbahet brenda kufijëve të lejuar rreth vlerës 220V AC dhe një frekuencë nominale 50Hz me shmangie jo më shumë se 0,4% siç përcaktohet edhe në paragrafin 2.2 të këtij punimi. Në figurën 4.8 ilustrohen këto marrëdhënie.

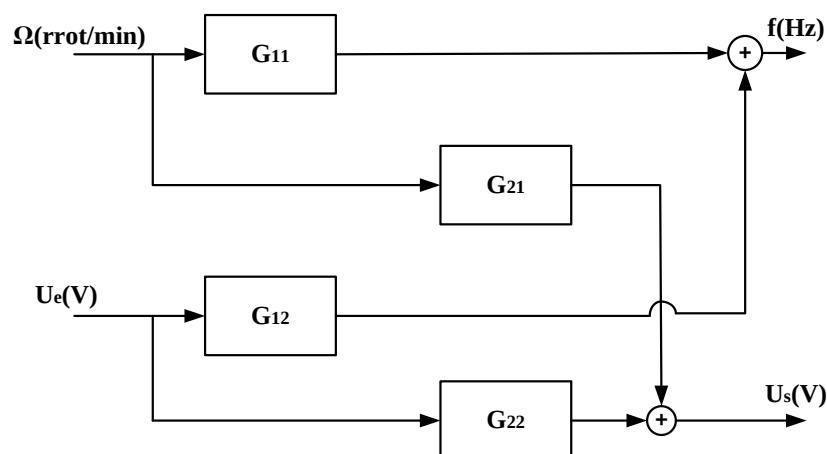


Fig. 4.8. Lidhja funksionale e madhësive të objektit të rregullimit (GS)

Natyrisht që ndryshimi i shpejtësisë së rrotullimit të rotorit të gjeneratorit ndikon disi te rryma e eksitimit dhe anasjelltas. Pra kemi të bëjmë me një

sistem me shumë hyrje e shumë dalje SHH-SHD. Gjithashtu tensioni në dalje varet si nga rryma e eksitimit ashtu edhe nga shpejtësia e rrotullimit. Ky ndikim reciprok u vërejt edhe nga disa eksperimente paraprake, kur gjeneratori po punonte në regjim nominal dhe u ndryshua shpejtësia e motorit të lidhur me të, dhe rryma e tij e eksitimi. Pavarësisht nga kjo, këto dy kanale do të shihen si të pavarur dhe projektimi i sistemit të kontrollit do të bëhet sikur nuk ka ndikim reciprok.

Kjo zgjidhje është e pranueshme, sepse zakonisht projektimi i rregullatorit të eksitimit dhe rregullatorit të shpejtësisë bëhen në mënyrë të pavarur, duke qenë se ekziston një lidhje e dobët. Si rrjedhim rregullimi i tensionit dhe rregullimi i frekuencës bëhen në mënyrë të pavarur nga njëri-tjetri. [4]

Duke përdorur softuerin LabVIEW, për të siguruar një modelim sa më afër realitetit, do të identifikohen në formë eksperimentale modeli matematik, që përfaqësojnë varësinë $n=f(U_{ind.})$ të shpejtësisë këndore të motorit në rrot/min nga tensioni i induktit të motorit të rrymës së vazhduar model 8211, për pësjtjellë të tij të eksitimit me ushqim të pavarur ($U_{eks.}=konstant$). Më tej do të bëhet sinteza e rregullatorit në softuerin LabVIEW dhe pasi të provohet eksperimentalisht efekti i tij mbi rregullimin e shpejtësisë do të identifikohet eksperimentalisht modeli matematik i varësisë së tensionit në bornat e gjeneratorit në funksion të tensionit të pësjtjellës së eksitimit të gjeneratorit sinkron, ndërkohë që rregullatori automatik i shpejtësisë RASH, do të jetë në punë.

Në fund, do të projektohet një rregullator klasik i këtij kanali dhe do të provohet efektiviteti i tij për ngarkesa të ndryshme.

4.2.2 Identifikimi eksperimental i funksionit transmetues të MRVEPav. model 8211 me ndihmën e softit LabVIEW

Motori i rrymës së vazhduar (MRV) model 8211 i prodhuar nga Lab-Volt i ka bornat e pësjtjellave të nxjerra mbi faqen ballore prej plastike të tejdukshme. Ky motor mund të jetë me eksitim në seri (MRVES), me eksitim paralel (MRVEP) ose edhe të pavarur (MRVEPav.). Ai do të luajë rolin e turbinës për gjeneratorin sinkron, të cilit do t'i kontrollohet vlera e tensionit në bornat e statorit. Natyrisht, tipe të ndryshëm të motorëve të rrymës së vazhduar kanë karakteristikë mekanike apo elektromekanike të ndryshme. Kështu që paraqet interes një rikujtesë e disa njohurive mbi MRV dhe karakteristikat mekanike apo elektromekanike (do kufizohemi te MRVEPav.), me qëllim që të sqarohet më tej teknika e përdorur për kontrollin e shpejtësisë së tij, duke realizuar një prototip të shpejtë dhe anashkaluar modelimin e konturit. Më tej do të jepet identifikimi eksperimental i modelit të grupit: karta A/D - Bllok fuqie - MRVEPav. - Enkoder - vonesat hyrje dalje nga instrumenti virtual, si pasojë e kërkesave tepër specifike, që ka kontrolli i shpejtësisë tek gjeneratori sinkron.

4.2.2.1 Makina e rrymës së vazhduar MRVEP dhe rregullimi i shpejtësisë së saj në regjim motor

Në fig 4.9 ilustrohet qarku ekuivalent i një motori të rrymës së vazhduar me eksitim të pavarur (MRVEPav.). Drejtimi pozitiv i rrymës së induktit është marrë i tillë që kur tensioni U_i dhe rryma I_i janë të dy pozitiv, fuqia elektrike hyn në qarkun e induktit. Veç kësaj kahja e momenteve në bosht është e tillë që momenti elektromagnetik, që zhvillon motori, kundërshton momentin e ngarkesës dhe momentin e humbjeve.

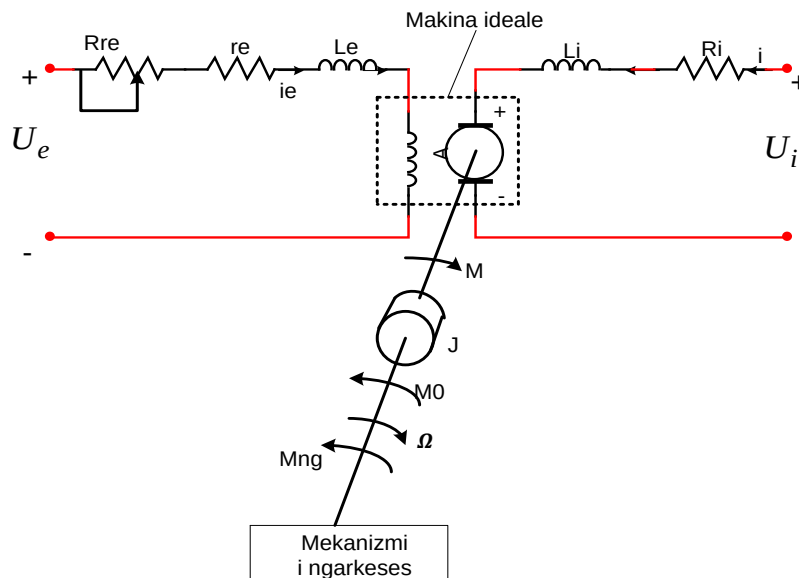


Fig. 4.9. Makina elektrike e rrymës së vazhduar me eksitim të pavarur

Si rezultat ekuacionet, që lidhin variablat e daljes për MRVEPav. janë:

$$\begin{cases} U_e = r_e i_e + L_e \frac{d}{dt} i_e \\ U_i = C_M \Phi \Omega + L_i \frac{d}{dt} i_i + R_i i_i \\ M_{ng} = C_M \Phi i_i - J \frac{d}{dt} \Omega + M_h \end{cases} \quad (4.5)$$

Në regjim të vendosur, sistemi i ekuacioneve 4.5 merr formën:

$$\begin{cases} U_e = r_e i_e \\ U_i = C_M \Phi \Omega + R_i i_i \\ M_{ng} = C_M \Phi i_i - M_h \end{cases} \quad (4.6)$$

Në qoftë se nuk merret parasysh zvogëlimi i fluksit nga reaksioni i induktit, fluksi Φ varet vetëm nga rryma e eksitimit

$$\Phi = f(I_e) \quad (4.7)$$

Në regjim të vendosur varësia e shpejtësisë së rrotullimit të motorit nga rryma e induktit $\Omega = f(I_i)$, quhet karakteristikë elektromekanike e motorit. Nga 4.6 mund të marrim:

$$\Omega = \frac{U_i}{C_M \Phi} - \frac{R_i}{(C_M \Phi)^2} M \quad (4.8)$$

Varësia $\Omega = f(M)$, quhet karakteristikë mekanike e motorit. Forma e karakteristikave elektromekanike dhe atyre mekanike përcaktohet nga varësia $\Phi = f(I_i)$ ose me fjalë të tjera, varet nga mënyra e eksitimit të motorit. [5]

Pra siç shihet ekuacioni (4.8) paraqet një drejtëz, e cila ka një koeficient këndor negativ dhe pret boshtin e ordnatave (boshtin e shpejtësisë) në pikën $U_i / C_M \Phi$, Kjo pikë quhet edhe shpejtësi punimi pa ngarkesë Ω_0 . Duke qenë se skemat elektrike me shndërrues statik zakonisht modifikojnë formën e tensionit apo rrymës në dalje të tyre, një variant do të ishte zgjidhja e detyrës së kontrollit të shpejtësisë të MRV model 8211 duke ndryshuar vlerën e tensionit ushqyes apo edhe të tensionit të qarkut të eksitimit.

Në figurën 4.10 ilustrohen sesi ndryshon karakteristika mekanike e MRVEPav. kur ndryshojmë tensionin e eksitimit (fig. 4.10a) dhe tensionin e induktit, për tension eksitimi konstant (fig. 4.10b).

Në këtë figurë, shpejtësia e mekanike e rrotullimit të boshtit të motorit Ω është zëvendësuar me shpejtësinë këndore të transmisionit elektrik ω .

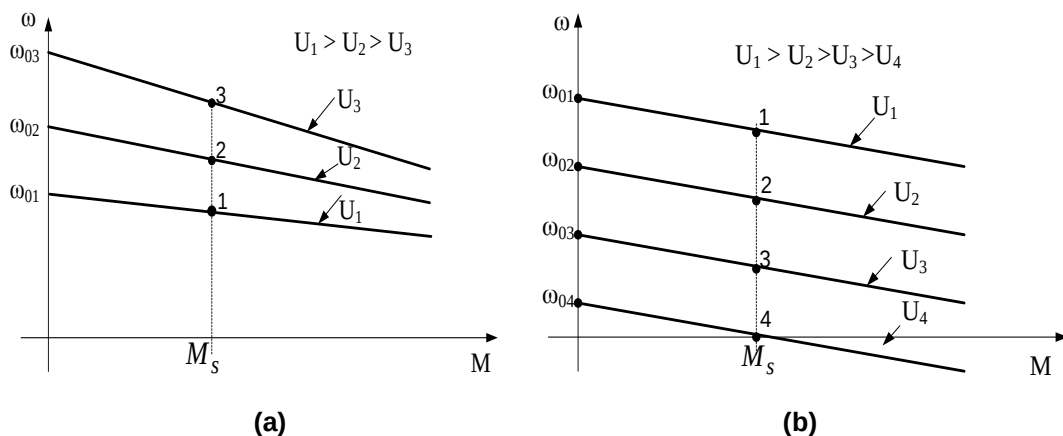


Fig. 4.10. Rregullimi i shpejtësisë tek MRRVEPav (a)- me zvogëlim të tensionit të qarkut të eksitimit U_e dhe (b)- me zvogëlim të tensionit të qarkut të induktit U_i [6]

4.2.2.2 Ndërtimi i një prototipit të shpejtë të kontrollit të shpejtësisë të MRVEPav. model 8211

Në këtë paragraf do të tregohet, sesi mund të përdoret teknika HNL (për të cilën u fol në kapitullin e parë të këtij punimi), me qëllimin e realizimit të një prototipi të shpejtë për kontrollin e shpejtësisë së MRVEPav. model 8211. Figura 4.11 ilustron skematikisht sistemin në lak të mbyllur, nga ku shihet se një ndihmë të konsiderueshme, në realizimin e teknikës HNL, jep edhe aplikacioni i ndërtuar në ambientin LabVIEW.

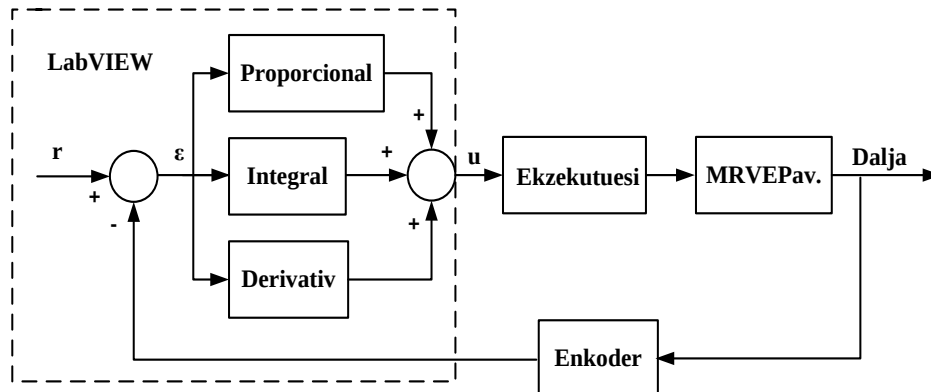


Fig. 4.11. Koncepti i teknikës HNL për projektimin e rregullatorit PID për MRVEPav.

Duke u bazuar tek skema e fig. 4.11 dhe duke zgjedhur pajisjet e konturit të mbyllur mbi bazën e infrastrukturës, që disponohej gjatë kohës së realizimit të këtij punimi, zgjidhja konkrete ilustrohet në figurën 4.12.

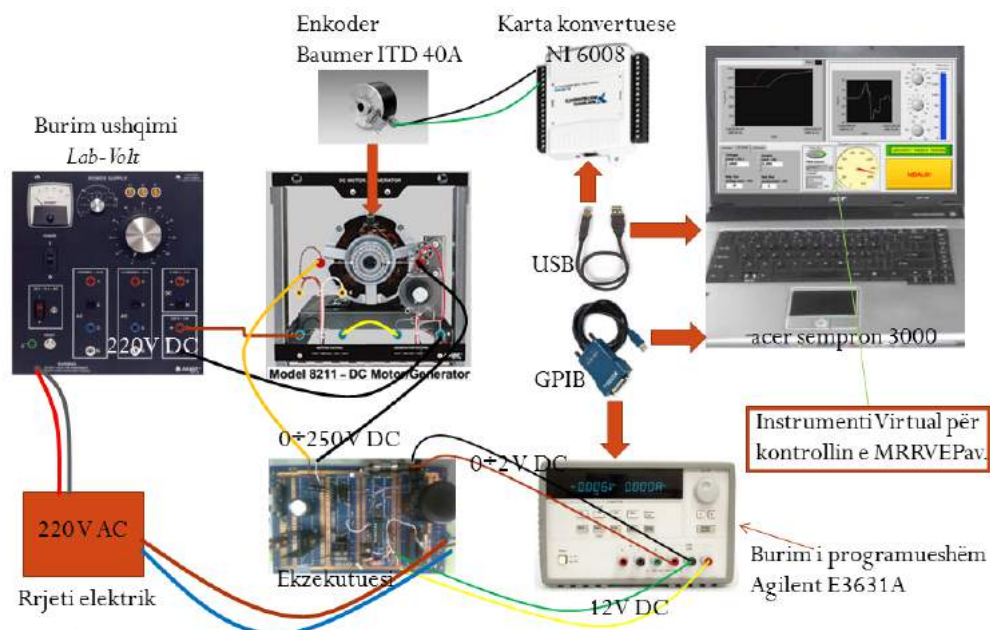


Fig. 4.12. Realizimi i teknikës HNL për kontrollin e shpejtësisë në kohë reale të MRVEPav. model 8211 [7]

Siç shihet edhe nga figura MRV 8211 ushqehet nga dy burime, i pari (Burim ushqimi nga Lab-Volt) ushqen pëstjtjellën e eksitimit me tension të vazhduar 220V dhe i dyti (Ekzekutuesi) ushqen pëstjtjellën e induktit me tension të vazhduar variabël në kufijtë 0-250V. Aplikacioni i ndërtuar në softin LabVIEW, merr informacion për vlerën e shpejtësisë nga MRV, me ndihmën e një enkoderi inkremental me rezolucion 1024 impulse/rrotullim, nëpërmjet kartës konvertuese multifunksional NI 6008. Rregullatori PID nga aplikacioni komandon burimin e programueshëm Agilent E3631A, të cilit është programuar që në një dalje të tij, të japë një tension të vazhduar variabël në kufijtë 0-2V. Ky tension rregullon gjerësinë e impulseve të MGJI-së dhe si rrjedhim edhe vlerën e tensionit në dalje të ekzekutuesit. Kështu që me një program të konceptuar saktë dhe ndërtuar në ambientin LabVIEW, shpejtësia e motorit mund të rregullohet në të gjithë diapazonin 0-1640 rrot/min (kur ekzekutuesi saturohet), e provuar eksperimentalisht.

Në aplikacion është futur edhe një rregullator PID paralel me koeficientë variabël, të cilët mund të ndryshohen me lehtësi gjatë kohës së ekzekutimit të programit, për shkak të fleksibilitetit, që ofron softueri LabVIEW.

Për të zgjedhur koeficientët e rregullatorit u përdor metoda Ziegler-Nichols siç ilustruhet tek [8]. U ekzekutua programi në LabVIEW dhe u zgjodhën koeficientët duke ndërrëpruar me objektin real nëpërmjet konturit të formuar, që u paraqit në fig. 4.12. Në figurën 4.13 jepet paneli frontal i sistemit virtual për kontrollin dhe monitorimin e shpejtësisë të MRV 8211 pasi janë zgjedhur koeficientët e rregullatorit. Ndërsa në figurën 4.14 jepet pamja nga zhvillimi i eksperimentit.

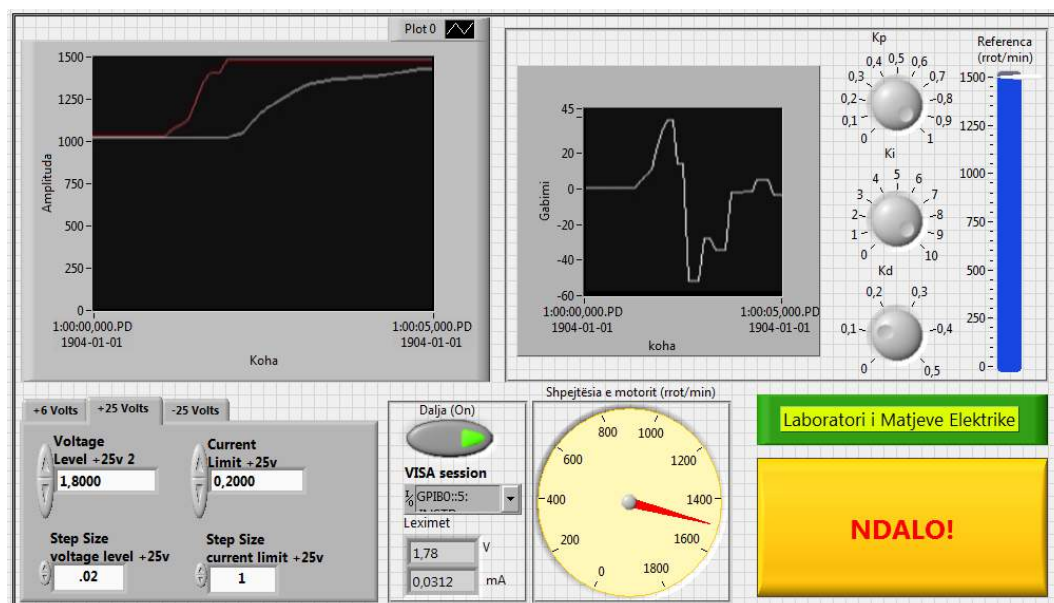


Fig. 4.13. Paneli frontal i sistemit të monitorimit dhe kontrollit të shpejtësisë të MRVEPav. model 8211, gjatë ekzekutimit



Fig. 4.14. Pamje nga zhvillimi i eksperimentit të testimit të sistemit të kontrollit të shpejtësisës të MRVEPav. 8211

Duhet theksuar se: momenti mekanik në bosht të MRV është sa momenti i krijuar nga pështjella e eksitimit të gjeneratorit, e cila ushqehet me rrymë 0.31A dhe për ngarkesë aktive trefazore simetrike me vlerë 0.6 nj.r. ($R_s=2200\Omega$, $I_{lej}=100mA$) të lidhur në yll në daljet e gjeneratorit. Tension U_s në këtë regjim është nominal (220V) dhe frekuenca 50Hz për shpejtësi 1500rrot/min të MRVEPav. kur referenca e rregullatorit vendoset tek 1500rrot/min. Gjatë ekzekutimit të programit u ndryshua disa herë referenca dhe u rregjistruan përgjigjet kalimtare. Rezultatet e arritura ishin të kënaqëshme. Disa prej tyre më kryesoret ishin:

- Nga eksperimenti (fig. 4.13) u vu re se cilësia e rregullimit të shpejtësisë ishte e kënaqëshme. Kemi një rregullim me përgjigje aperiode, kohë rregullimi rreth 2,9 sek. ($< 3\text{sek}$) dhe gabim në gjendje të stabilizuar rreth 0,5% ($< 5\%$).
- Koha e rregullimit ishte më e madhe (rreth 3,5 sek.) në rastin kur ndryshonim referencën mbi kursoren përkatëse mbi ndërfaqen e instrumentit virtual. Kjo për shkak të kohës së komunikimit midis panelit frontal dhe bllokskëmës së instrumentit virtual. Kjo kohë varet nga kompjuteri ku po ekzekutohet programi i ndërtuar në LabVIEW dhe mënyra e organizimit të kodit grafik.

Pavarësisht nga performanca e mirë e sistemit të kontrollit të shpejtësisë, vihet re se për detyrën konkrete, që ka MRVEPav. 8211 në këtë punim, kjo zgjidhje nuk arrin të përmbushë specifikimet, që kërkohen. Përmendim këtu se frekuenca e gjeneratorit sinkron, të lidhur me rrip trapezoidal me MRVEPav., nuk duhet të kalojë 0,2-0,4%. Duke qenë se tek gjeneratori

sinkron $\Omega=f/p$ do të thotë se edhe shpejtësia e rrotullimit të rotorit të GS nuk duhet të kalojë një devijim prej 0,4% të shpejtësisë gjë, që siç shihet nga eksperimenti i testimit të rregullatorit nuk arrihet (gabimi në gjendje të stabilizuar rreth 0,5%).

Një e metë tjetër e këtij sistemi është fakti se sistemi operativ, që ka kompjuteri në fjalë (acer sempron 3000), është **Windows XP**. Ky sistem operativ është një sistem shfrytëzimi i përgjithshëm dhe nuk është i ideuar si sistem operativ në kohë reale (RTOS). Vlen këtu të përmendim faktin se koha më e vogël, që mund të ekzekutohet një cikël në Windows është jo më pak se 1ms. Për më tepër le të mendojmë se një proces tjetër me prioritet të mesëm, të tentojë, të okupojë procesorin e CPU-së, sistemi në fjalë nuk do të jetë deterministik dhe do sjellë një kolaps të sistemit motor-generator, duke patur parasysh se GS është një objekt shumë jolinear dhe sjellja e tij në mungesë të sistemit të mbrojtjes, do të ishte e paparashikueshme.

Për më tepër, po të shohim gabimin në gjendje të stabilizuar, ai rezulton sa gabimi i referuar maksimal (klasa e saktësisë) i instrumentit virtual të matjes së shpejtësisë, i nxjerrë në kapitullin e 2 të këtij punimi. Kjo do të thotë që duhet të zvogëlojmë klasën e saktësisë të matësit virtual të shpejtësisë. Që të realizohet kjo, duhet që intervalet e kohës, në të cilat numërohen impulset, të jenë rigorozisht të barabarta, ose më mirë le të themi: që toleranca të jetë shumë herë më e vogël se me mundësitë, që ofron sistemi operativ Windows. Pra duhet që aplikacioni i ndërtuar në ambientin LabVIEW të ekzekutohet në një sistem operativ në kohë reale. Nga ana harduerike diskutoam se kjo nuk paraqet problem të madh, por nga ana softuerike sistemi operativ nuk mund të jetë më Windows.

Zgjidhja e problemit mund të jetë ajo, që ilustruhet në fig. 4.7, duke përdorur **LabVIEW Real-Time Module**. Në këtë mënyrë jo vetëm që intervali i kohës është rigorozisht i barabartë, për çdo matje të njëpasnjëshme të kryer, por tani mund të jetë edhe e rendit të mikrosekondave, sepse nuk jemi më në Windows. Matja në kohë kaq të vogla justifikohet për enkoderin Baumer me rezolucion 1024 imp/rrot, që është ekuivalente për shpejtësinë 1500rrot/min me frekuencën prej 25,6 kHz të gjeneruar nga një gjenerator impulsesh kuadratikë. Kështu duke e parë njëërën pjesë të matësit virtual të shpejtësisë si një frekuencëmetër i frekuencave të larta, rezulton se gabimi në matje për intervale të shkurtra kohe është i vogël, përderisa numri i impulseve është tepër i madh. [9]

Pra përdorimi i një sistemi të dedikuar në kohë reale është i nevojshëm dhe i justifikuar për shkak të specifikave të studimit konkret. Për më tepër zvogëlon vonesat, që fut enkoderi për matjen e shpejtësisë, i cili siç dihet, është edhe elementi më problematik në kontoret e kontrollit të shpejtësisë në kohë reale. [8]

4.2.2.3 Konfigurimi bujtës/objekt për kontrollin në kohë reale

Në paragrafin 1.3.1 u përmend konfigurimi bujtës/objekt si zgjidhje për kontrollin në kohë reale. Kështu, për të krijuar një sistem në kohë reale, u përdor një kompjuter HP Dual Core, tek i cili u ndoq procedura e dhënë tek referenca [10]. Pas përfundimit të procedurës u përftua një kompjuter me sistem operativ në kohë reale, pra kompjuteri objekt ku mund të ekzekutohet çdo aplikacion i ndërtuar në LabVIEW në kohë reale. Në figurën 4.15 ilustruhet monitori i lidhur me PC me sistem operativ në kohë reale.



Fig. 4.15. Afishimi i të dhënave për kompjuterin me RTOS

Në një kompjuter tjetër (bujtësi) zhvillohet programi i dëshiruar në ambientin LabVIEW dhe gjatë kohës së ekzekutimit ai transferohet nëpërmjet rrjetit LAN (Local Area Network) në kompjuterin në kohë reale (objekti).

Në kompjuterin në kohë reale është instaluar karta konvertuese NI PCI 6251 dhe konektori BNC 2120, të cilat do të shërbejnë për ndërveprimin e programit me objektin e rregullimit. Për këto pjesë të sistemit u fol në paragrafin 2.4.2.2.

4.2.2.4 Modelimi i sistemit të hapur mbi bazë eksperimentale

Modelimi mund të jetë i formave të ndryshme, por në këtë punim do të përqendrohemi tek modelimi matematik, i cili gjithmonë paraqitet si një proces induktiv, i cili ka një bazë të fortë në eksperimentimin e sistemit real (fig. 4.16). Modelimi fillestar, realizohet vetëm nga vëzhgimet, që mund të bëhen mbi ndryshimet në hyrje dhe në dalje të procesit.

Po kështu, shpesh janë eksperimentet, që mund të forcojnë bindjen tonë për të zgjedhur midis disa modeleve të realizuara.

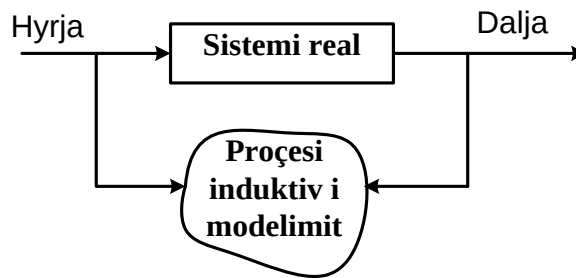


Fig. 4.16. Modelimi induktiv

Në përfitimin e modeleve matematike me anë të eksperimenteve dallohen dy grupe metodash:

1. Metodatat pasive

Eksperimenti kryhet në regjimin normal të punës të objektit të rregullimit. Nuk përdoren sinjale shtesë, por regjistrohen daljet dhe hyrjet e vetë objektit.

Të dhënat e përfituara, përpunohen në baze të metodikave të njohura dhe arrihet në modelin matematik të objektit.

2. Metodatat aktive

Nëpërmjet sinjaleve të njohura të dhëna në hyrje, bëhen regjistrime për ndryshime të daljes dhe pas përpunimit të tyre, fitohet modeli matematik i objektit të rregullimit. Modeli zgjidhet përgjithësisht lineare dhe me strukturë të thjeshtë. [3]

Nga sa mësipër është menduar të përdoret metoda aktive. Duke u bazuar edhe tek figura 4.7 dhe 4.17, një ndihmesë do të japë edhe **LabVIEW System Identification Module**. Identifikimi eksperimental i modelit matematik do të bëhet për grupin: Bllok fuqie- MRVEPav.- Enkoder. Në figurën 4.18 ilustron skematikisht eksperimentin e përfuturit të përgjigjes kalimtare $n=f(t)$ të MRVEPav. 8211 për hyrje shkallë.

Për zhvillimin e eksperimentit fillimisht u ndërtua një program në softin LabVIEW dhe u konfigurua një dalje e kartës PCI 6251, që të mund të gjeneronte një tension analog të vazhduar në kufijtë 0÷2V. Ky tension jepet në bllokun e MGJI-së të SHS V-V, i cili përcakton edhe gjerësinë e impulseve të bllokut në fjalë. Vlerën e gjeneruar e shohim gjatë kohës së ekzekutimit të programit në LabVIEW tek doreza virtuale në panelin frontal të aplikacionit (shihni shtojcën A të këtij punimi për më shumë informacion mbi përdorimin e softit LabVIEW). Ndërkohë që programi është në ekzekutim, u rrit vlera e dorezës derisa MRVEPav. 8211 filloi të rrotullohet. Tensioni i gjeneruar nga karta rezultoi $U_{D/A} = 0.752V$ (MRV ka të lidhur në bosht GS, i cili është ushqyer me rrymë nominale dhe me ngarkesë aktive trefazore simetrike 0.6 nj.r.).

Në një nga fazat e GS është lidhur një frekuencëmetër. Duke përcaktuar frekuencat 5, 10, 15, 20, 25, 30, 35, 40, 45 dhe 50Hz u rrit gradualisht tensionin dhe në çdo frekuencë të përmendur më sipër u regjistrua vlera e tensionit e dhënë në program, për të cilën ishte marrë frekuenca përkatëse. Vlerat më të rëndësishme ishin $U_{50\text{Hz}}=1.250\text{V}$, $U_{25\text{Hz}}=0.930\text{V}$ dhe ajo për hapje maksimale të ekzekutuesit apo saturimi i tij $U_n=1640\text{rrot/min}=1.274\text{V}$.

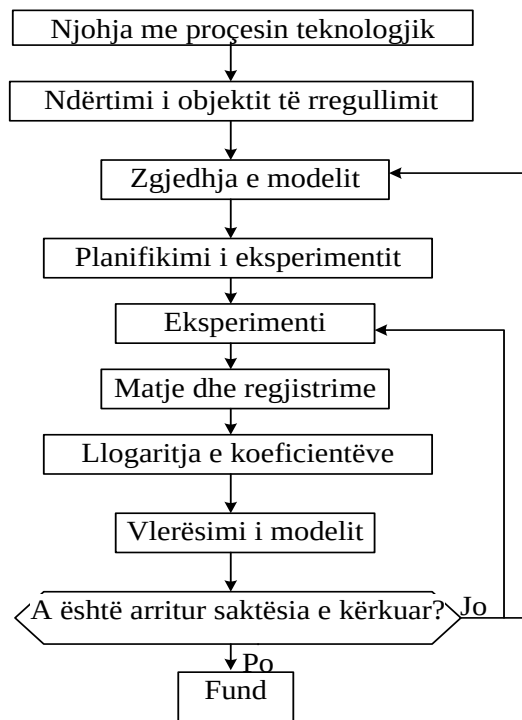


Fig. 4.17. Etapat kryesore të punës për identifikimin e modelit matematik

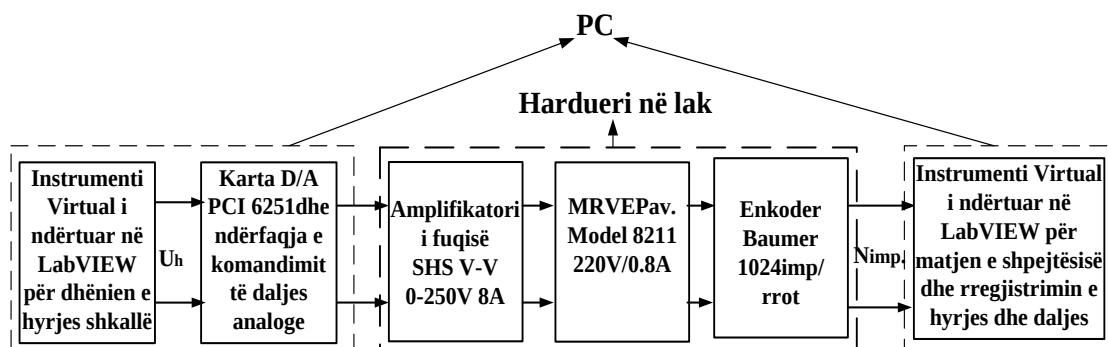


Fig. 4.18. Skema e eksperimentit për përfitim të modelit matematik të gjithë elementeve të konturit të shpejtësisë në lak të hapur

Pas kësaj eksperimenti u ndërpre dhe u ndërtua një program në LabVIEW, i cili pasi motori lëshohet butë, të lejonte që në një moment të caktuar të jepej një diferencë shkallë midis dy prej vlerave të përcaktuara më parë dhe ndërkohë të regjistronte daljen, që vinte nga enkoderi inkremental. Nga enkoderi u numëruan impulset në intervale të barabarta kohe me ndihmën e kompjuterit në kohë reale dhe u regjistruan në fajla binare me vonesa apo

gabime në kohë të rendit të disa mikrosekondave. Më tej pas përfundimit të eksperimentit rezultatet u përpunuan dhe u përcaktua varësia e shpejtësisë nga koha.

Me ndihmën e softit LabVIEW u ndërtua edhe instrumenti, që vlerëson modelin matematik të objektit të rregullimit duke patur si të dhëna: formën e sinjalit në hyrje, formën e përgjigjes në dalje dhe periodën e kampionimit. Paneli frontal i këtij instrumenti jepet në figurën 4.19, ndërsa bllokskema e tij jepet në figurën 4.20. Vlerësimi i modelit bëhet sipas metodës Gauss-Newton [19].

Në panelin frontal të fig. 4.19 jepet identifikimi i modelit për përgjigje shkallë nga 50% në 100% të shpejtësisë nominale. Në grafikun në pjesën e sipërme të panelit jepet ngacmimi shkallë, që i korrespondon këtyre dy vlerave të shpejtësisë në dalje dhe konkretisht $U_{750\text{rrot/min}}=0.93\text{V}$ dhe $U_{1500\text{rrot/min}}=1.25\text{V}$. Vonesa e dhënies së hyrjes shkallë, siç shihet, u hamendësua të ishte diçka më pak se 20ms. Në grafikun e poshtëm jepet lakorja e përgjigjes shkallë për këtë ngacmim (me ngjyrë të verdhë) dhe lakorja, që i përgjigjet modelit matematik (lakorja me ngjyrë të kuqe) të identifikuar nga programi i ndërtuar në softin LabVIEW. Në anën e majtë të panelit, përdoruesi zgjedh skedarin tekst nga, i cili lexohen vlerat e hyrjes dhe të daljes të regjistruara nga eksperimenti, zgjedh vlerën e vonesës në kohë të përgjigjes, kur mendon se sistemi është me kohë vonese. Së fundi zgjedh rendin e numëruesit dhe emëruesit të funksionit transmetues, vlera këto që rregullohen pasi është nisur programi dhe gjatë kohës së ekzekutimit.

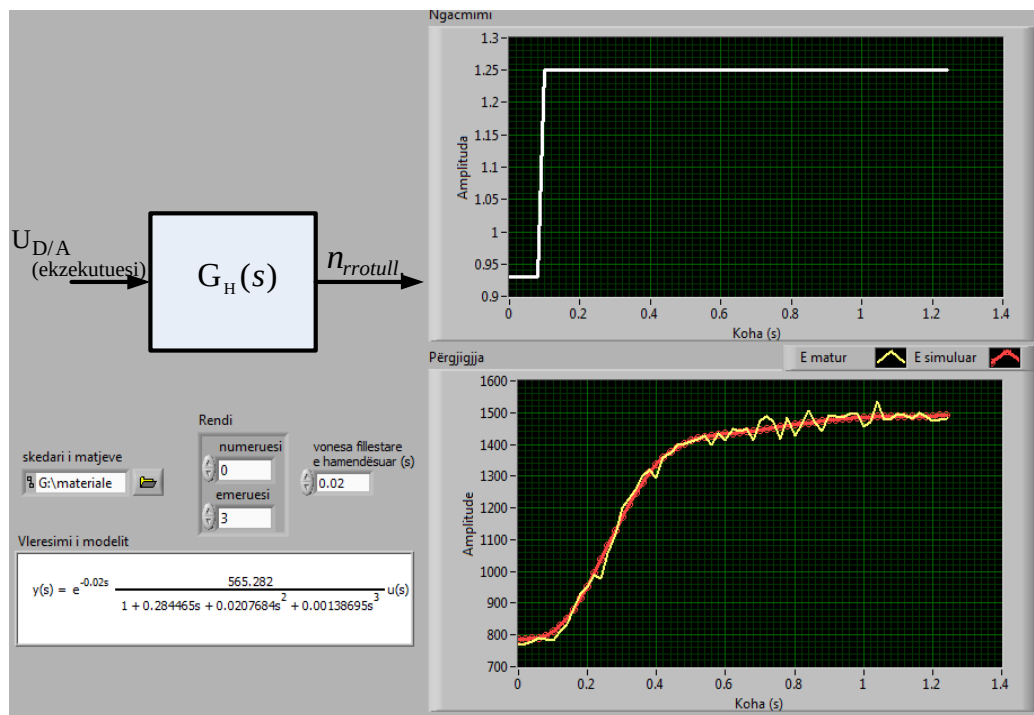


Fig. 4.19. Paneli frontal i instrumentit për vlerësimin e modelit të MRVEPav.

Duke i ndryshuar ato programi rillogarit funksionin transmetues dhe afishon mbi të njëjtin grafik përgjigjen eksperimentale dhe atë të modelit të identifikuar. Zgjedhja e përgjigjes më të mirë përcaktohet nga përdoruesi.

Për rastin konkret, përafrimi është bërë me një sistem të rendit të 3-të dhe me vonesë në kohë. Sistemi duket nga forma e përgjigjes shkallë eksperimentale, që është me vetekuilibrim. Që sistemi të ishte i tillë edhe pritej, sepse MRVEPav. ka një karakteristikë mekanike të fortë rënëse (karakteristikë lineare me koeficient këndor negativ) dhe momenti në bosht është pothuajse konstant.

Në figurën 4.20 paraqitet bllokskema e këtij instrumenti. Ajo paraqet një kod grafik [11], i cili lexon nga një skedar tekst kolonën e parë dhe të tretë dhe identifikon modelin duke iu referuar këtyre dy kolonave. Vlen të theksohet se rëndësi të veçantë në këtë kod grafik paraqet konstantja me vlerë 50 e lidhur tek nyja **Continuous SISO (Array)**, sepse ajo përfaqëson frekuencën e kampionimit apo periodën në milisekonda të një cikli **while** gjatë eksperimentit. Për rastin konkret kjo kohë është 20ms.

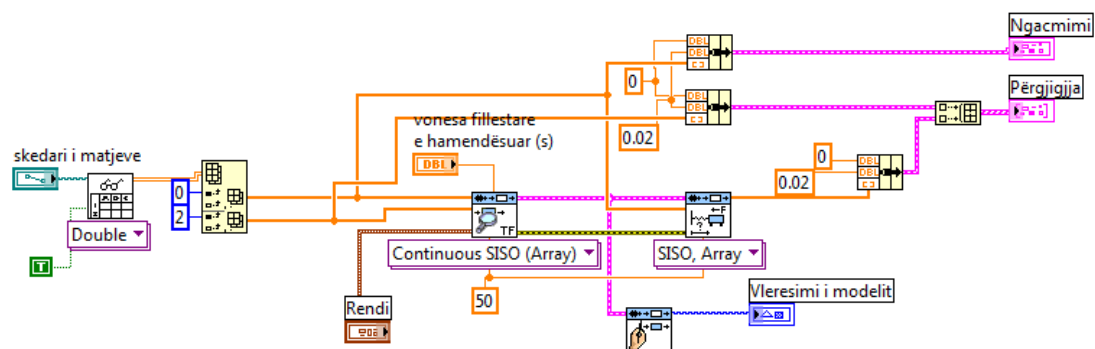


Fig. 4.20. Kodi grafik i instrumentit virtual për vlerësimin e modelit të MRVEPav. 8211

Programi fillimisht u testua me modele të njohura dhe pastaj u përdor për identifikimin e modelit të dëshiruar.

Siç shihet edhe nga paneli frontal, ky funksion transmetues është:

$$G_H(s) = e^{-0.02s} \frac{565,3}{1 + 0,28s + 0,02s^2 + 0,0014s^3} \quad (4.9)$$

Pra, si funksion transmetues të grupit karta D/A amplifikator-fuqie-objekt rregullimi-dhënës, do të pranojmë shprehjen (4.9) të llogaritur nga softueri LabVIEW.

MRVEPav. është me fuqi të vogël dhe konstantja e kohës elektromagnetike e tij është shumë me vogël se konstantja mekanike. Kështu që modeli i tij u përafrua me një nyje të rendit të parë dhe me vonesë (shprehja 4.12), sepse

kemi të bëjmë me një sistem analog-numerik dhe vonesa në kohë do të ishte të paktën sa koha e kampionimit e zgjedhur, e cila korrespondon me kohën e një cikli **while** gjatë eksperimentit të gjetjes së përgjigjes kalimtare.

Nëse e llogarisim vetë konstanten e kohës dominuese (fig. 4.21) shohim që ajo është **$T = 0,34 - 0,10 = 0,24$ sek.** Gjithashtu vonesa në kohë është **80ms** ndërsa koha e vdekur [16] është **20ms**, sa perioda e kampionimit e zgjedhur gjatë procesit të identifikimit të funksionit transmetues të MRVEPav. Pra vonesa në kohë e dukshme e sistemit është **$\tau = 0.1$ sek.**

Koeficienti i amplifikimit **K** i procesit mund të llogaritet si:

$$K = \frac{\Delta n(\%)}{\Delta U_{D/A}(\%)} \quad (4.10)$$

Ku Δn është:

$$\Delta n(\%) = \frac{n_{100\%} - n_{50\%}}{n_{maks} - n_{min}} = \frac{1500 - 750}{1640 - 0} \cdot 100\% = 45,73\%$$

Ndërsa $\Delta U_{D/A}$ është:

$$\Delta U_{D/A}(\%) = \frac{U_{100\%} - U_{50\%}}{U_{maks} - U_{min}} = \frac{1,250 - 0,930}{1,274 - 0,752} \cdot 100\% = 61,30\%$$

Si rrjedhim koeficienti i amplifikimit **K** llogaritet si:

$$K = \frac{45,73}{61,30} = 0,746 \approx 0,75 \quad (4.11)$$

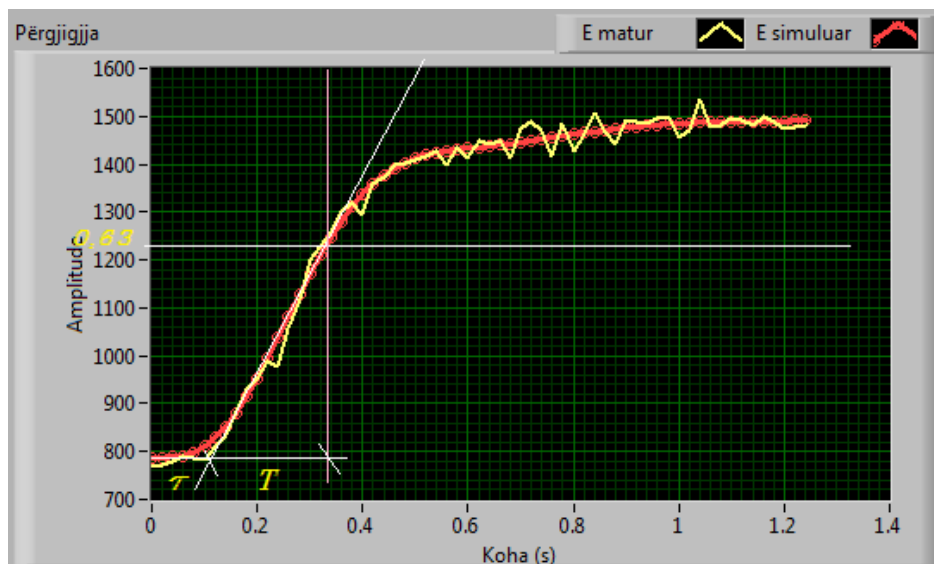


Fig. 4.21. Llogaritja e modelit nga lakorja e përgjigjes kalimtare shkallë

Modeli i sistemit të identifikuar me softin LabVIEW mund të përafrohet me shprehjen:

$$G_H(s) = e^{-\tau s} \frac{K}{1+Ts} = e^{-0.1s} \frac{0,75}{1+0,24s} \quad (4.12)$$

Për të verifikuar përafrimin do të na vijë në ndihmë softueri Matlab, njëri prej softuerëve më të njohur në disiplinat inxhinierike, i cili shfrytëzohet si mjet ndihmës në llogaritje dhe simulime prej disa dekadave edhe tek Fakulteti i Inxhinierisë Elektrike të Universitetit Politeknik të Tiranës.

Me ndihmën e këtij softi u ndërtua në ambientin Simulink sistemi në gjendje të hapur për të dy modelet sipas (4.9) dhe (4.12). Modeli sipas (4.9) është shumëzuar me $1/\Delta n_{\text{eksp.}}$ ($\Delta n_{\text{eksp.}} = 750 \text{ rrot/min}$) për të patur të njëjtën formë me modelin e përafruar. Kështu që shprehja (4.9) bëhet:

$$G_H(s) = e^{-0.02s} \frac{0,753}{1+0,28s+0,02s^2+0,0014s^3} \quad (4.13)$$

Kjo ilustron në figurën 4.22. Në fig. 4.23 paraqitet rezultati i simulimit për ndryshim shkallë të referencës së shpejtësisë nga 50% në 100%.

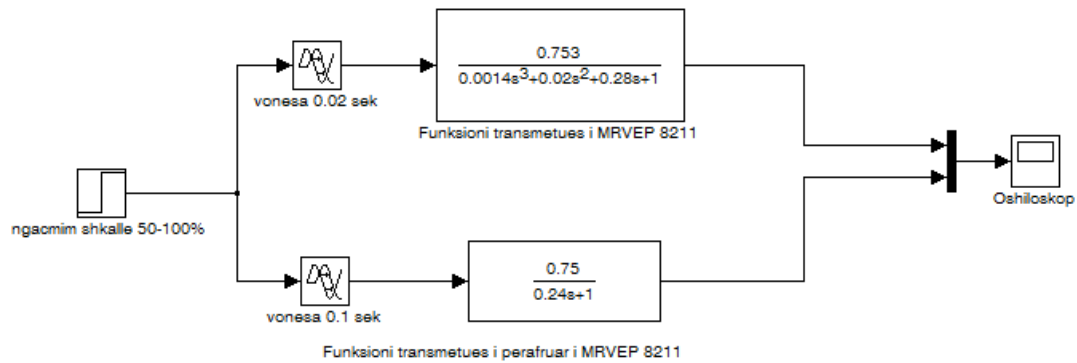


Fig. 4.22. Bllokskema në Simulink për verifikimin e përafrimit të funksionit transmetues të sistemit të hapur me një nyje aperiodike me vonesë

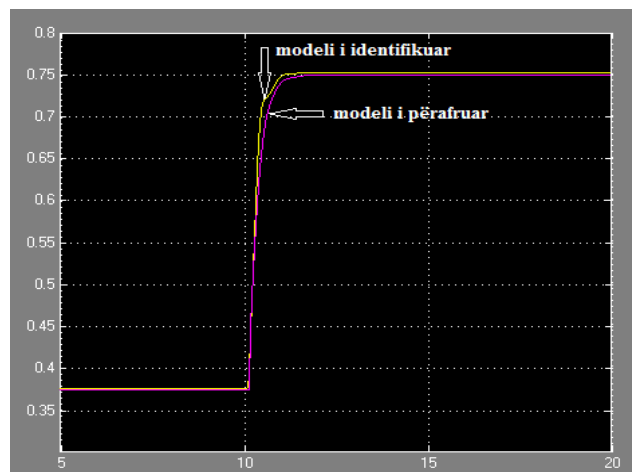


Fig. 4.23. Përgjigja shkallë për të dy funksionet transmetuese

Siç shihet, përafrimi është i mirë. Vihet re gjithashtu se: kemi të bëjmë me një sistem të qëndrueshëm me vonesë, që ka formën e modelimit sipas Broïda

(pragrafi 4.1.1.2). Duke qenë se $T=0,24$ sek. dhe $\tau = 0,1$ sek. rezulton se raporti i tyre është $T/\tau = 2,4$.

Duke iu referuar tabelës 4.3 rezulton se rregullatori, që sugjerohet të zgjidhet, është i tipit PID sepse raporti T/τ është në intervalin $2 \div 5$, korrespondues me rregullatorët PID.

4.2.3 Projektimi i rregullatorit për kontrollin e shpejtësisë së MRVEPav. 8211

4.2.3.1 Studimi i qëndrueshmërisë së sistemit

Në figurën 4.24 jepet bllokskema funksionale e sistemit të kontrollit të shpejtësisë të MRVEPav. model 8211. Konturi u hap tek lidhja e kundërt, pak para nyjes shumëre dhe për të u zhvillua eksperimenti për identifikimin e modelit matematik. Modeli i identifikuar sipas (4.9) i përket pjesë së qarkuar të kësaj bllokskeme.

Duke u nisur nga studimi i përgjigjes kalimtare shkallë të sistemit të hapur, shihet se ai mund të përafrohet me një nyje e rendit të parë me një konstante kohe rreth 0,24 sek. dhe vonesë në kohë 100ms.

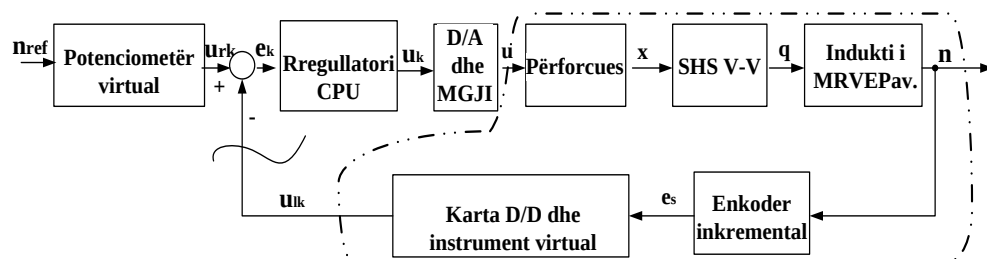


Fig. 4.24. Bllokskema funksionale e sistemit të kontrollit të shpejtësisë me ndihmën e softit LabVIEW

Sistemet analoge (të vijueshme në kohë), të përfaqësuara me një nyje e rendit të parë (shprehja 4.12) janë përgjithësisht të qëndrueshëm.

Në studimin konkret sistemi është diskret dhe ai fut vonesa. Në figurën 4.25 paraqitet bllokskema e një sistemi të tillë.

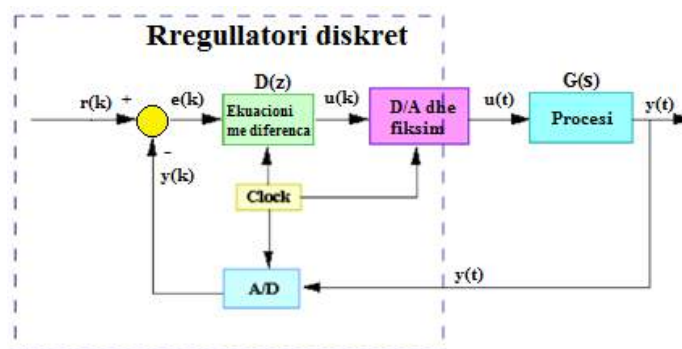


Fig. 4.25. Sistem diskret [17]

Nga vonesat e sistemit numerik përmendim:

- Vonesa nga qarku kampionues dhe bllokues
- Vonesa për shkak të llogaritjeve
- Vonesa kur kërkohet vlerësimi i shpejtësisë nga dhënësi i pozicionit

Sistemi i kontrollit të shpejtësisë i MRVEPav. 8211 i ka të gjitha këto vonesa. Vonesa totale është shuma algjebrike e këtyre vonesave. Këto vonesa u morën parasysh që në fillim, kur u konceptuan të gjithë elementët e konturit të kontrollit. Ato nga teste të veçanta, që nuk janë pjesë e këtij punimi, rezultojnë minimale. Përmendim këtu faktin se nga ana harduerike, po përdoret një kartë PCI 6251 me hyrje/dalje analoge me rezolucion 16 bit, frekuencë kampionimi 1,25MS/s dhe një hyrje numëruese (Counter) me rezolucion 32bit, kompjuter në kohë reale HP Dual Core me sistemin operativ **LabVIEW Real-Time 2011**, enkoder Baumer me rezolucion 1024 imp/rrrot dhe nga ana softuerike një arkitekturë e mirëmenduar, e mbështetur në disa prej teknikave më bashkëkohore, që sugjerojnë specialistët dhe inxhinierët e kompanisë **National Instruments**, që ka krijuar softuerin LabVIEW.

Një shembull, nga ana softuerike është fakti se për elementin më problematik të konturit (enkoderi), që fut edhe vonesën më të madhe, është arritur që procesi i matjes me gabim relativ 0,1%, të kryhet në më pak se 400µs. Kjo falë instrumentit virtual të matjes së shpejtësisë, që ekzekutohet në kompjuterin në kohë reale.

Duke qenë se për një vonesë të caktuar, një sistem i qëndrueshëm mund të bëhet i paqëndrueshëm, lind nevoja e studimit të qëndrueshmërisë për sistemin me modelin matematik të identifikuar.

Për këtë, në ambientin LabVIEW, u ndërtua një program për vlerësimin e qëndrueshmërisë së sistemit me kohë vonesë, i cili paraqitet në figurën 4.30. Për ndërtimin e këtij programi u përdor edhe **LabVIEW Control Design & Simulation Module**.

Përpara se të vazhdohet me analizën e qëndrueshmërisë, do të bëhet një sqarim për arsyen e studimit të sistemit në rrafshin “s”.

4.2.3.1.1 Simulimet në rrafshin e kohës

Simulimet e bazuara në rrafshin e kohës ofrojnë një avantazh më të madh krahasuar me simulimet në rrafshin e frekuencës, sepse mund të studiohet sjellja e sistemeve jolineare dhe atyre të ndryshueshme në kohë. Zakonisht, kur modelohet në rrafshin e kohës, ekuacionet zgjidhen me metoda numerike.

Pranojmë se simulimet në rrafshin e kohës do të bëhen numerikisht me një proces iterativ. Koha e inkrementimit ΔT gjatë zgjidhjes së ekuacioneve diferenciale duhet të mbahet e vogël. Zgjedhja e kohës së inkrementimit varet nga dinamika e sistemit të kontrollit dhe dëshira për të afishuar të dhënat. Zvogëlimi i ΔT rrit kohën e simulimit tejet normales, ndërsa rritja e saj bën që zgjidhja numerike të divergjojë.

Për të përcaktuar kohën e inkrementimit ΔT duhet të bazohemi tek tipi i rregullatorit. Për sistemet numerike kjo kohë merret e barabartë me kohën e kampionimit. Në këtë rast nuk merret informacion për fenomene brenda një cikli.

Për sistemet analogë ΔT varet nga ***gjerësia e bandës*** (BW-bandwidth) së lakut më të shpejtë, që simulohet. Në këtë rast ajo nuk duhet të jetë më e madhe se $0,1/f_{BW}$. [8]

4.2.3.1.2 Arsyetimi i metodës së zgjedhur

Në paragrafin 4.2.2.4 u identifikua modeli MRV 8211. Vihet re se konstantja e dukshme e kohës është rreth 240ms (koeficienti pranë variablit s tek shprehja 4.12). Në vijim të këtij kapitulli do të tregohet se perioda e kampionimit për sistemin e kontrollit do të jetë 10ms. Si rrjedhim, perioda e kampionimit rezulton rreth 24 herë më e vogël se konstantja e kohës së objektit të rregullimit. Duke u mbështetur tek kriteri kryesor për vlerën minimale, që duhet të zgjidhet për frekuencën e kampionimit të sinjalit (teorema Shanon / Nyquist) [17], [18] si dhe tek literaturat [8] dhe [15], studimi në këtë rast mund të bëhet pa gabime edhe nëse nuk kalohet nga rrafshi “ s ” në rrafshin “ z ”. Kjo pasi sinteza e rregullatorit në rrafshin “ s ” (gjysmë plani negativ) është më intuitive se rrethi njësi në rrafshin “ z ”. Me tej do të bëhet implementimi numerik i rregullatorit analog me ndihmën e transformimit bilinear (Tustin) [16] dhe do të verifikohet rregullatori numerik PID nëse i plotëson treguesit e cilësisë, që u vendosën për rregullatorin analog. Kjo rrugë do të ndiqet për rastin e projektimit të rregullatorit të tensionit të GS në paragrafet në vijim.

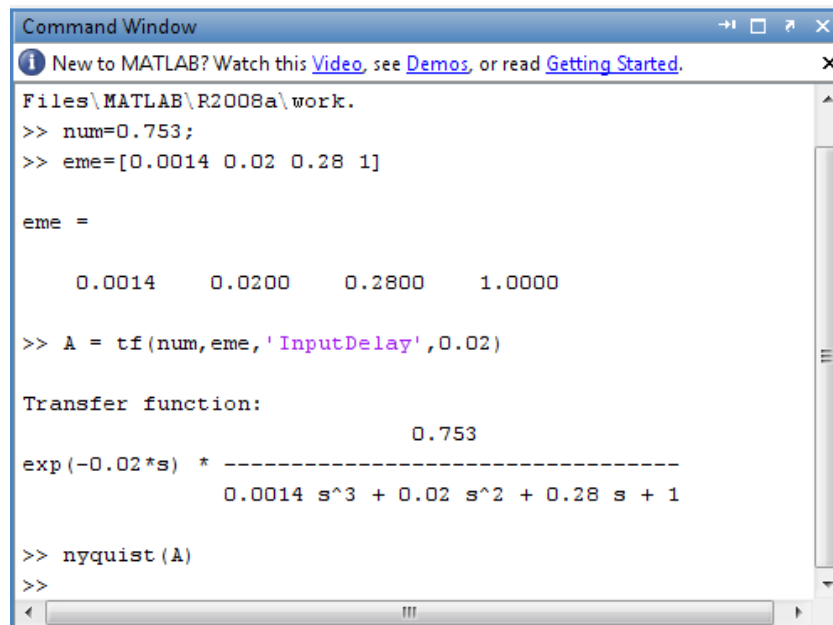
4.2.3.1.3 Studimi i qëndrueshmërisë me kriterin Nyquist

Studimi i qëndrueshmërisë, siç u tha, është menduar të bëhet me ndihmën e softit LabVIEW. Si kriter për të përcaktuar nëse një sistem është i qëndrueshëm ose jo mund të zgjidhen disa [3]. Njëri nga këto kriterë është ***Kriteri Nyquist***, i cili kërkon që të ndërtohet KAF për sistemin e hapur, e cila nuk duhet të përfshijë pikën me koordinata $(-1; j0)$ në planin ***$j\omega$*** . Pra zëvendësohet variabli “ s ” me “ $j\omega$ ” tek funksioni transmetues i sistemit të hapur dhe më tej i jepen vlerat variablit “ ω ” nga 0 në ∞ .

$$G(j\omega) = G(s)_{s \rightarrow j\omega} \quad (4.14)$$

Për verifikuar saktësinë e llogaritjeve për nxjerrjen e KAF-së me softin LabVIEW, fillimisht do të na vijë në ndihmë përsëri softueri Matlab. Në figurën 4.26 jepet nxjerrja e karakteristikës amplitudo-fazore me ndihmën e Matlab-it.

Funksioni transmetues i përdorur është ai i identifikuar për MRVEPav. të këtij punimi (shprehja 4.13).



```

Command Window
New to MATLAB? Watch this Video, see Demos, or read Getting Started.
Files\MATLAB\R2008a\work.
>> num=0.753;
>> eme=[0.0014 0.02 0.28 1]

eme =

    0.0014    0.0200    0.2800    1.0000

>> A = tf(num,eme,'InputDelay',0.02)

Transfer function:
               0.753
exp(-0.02*s) * ----
      0.0014 s^3 + 0.02 s^2 + 0.28 s + 1

>> nyquist(A)
>>
  
```

Fig. 4.26. Ndërtimi i KAF me softin Matlab

Më tej në fig. 4.27 jepet KAF, që gjeneron softi Matlab, për këtë funksion transmetues. Siç vihet edhe nga figura, duket se KAF nuk e përfshin pikën me koordinata (-1; j0) dhe si rrjedhim sistemi është i qëndrueshëm.

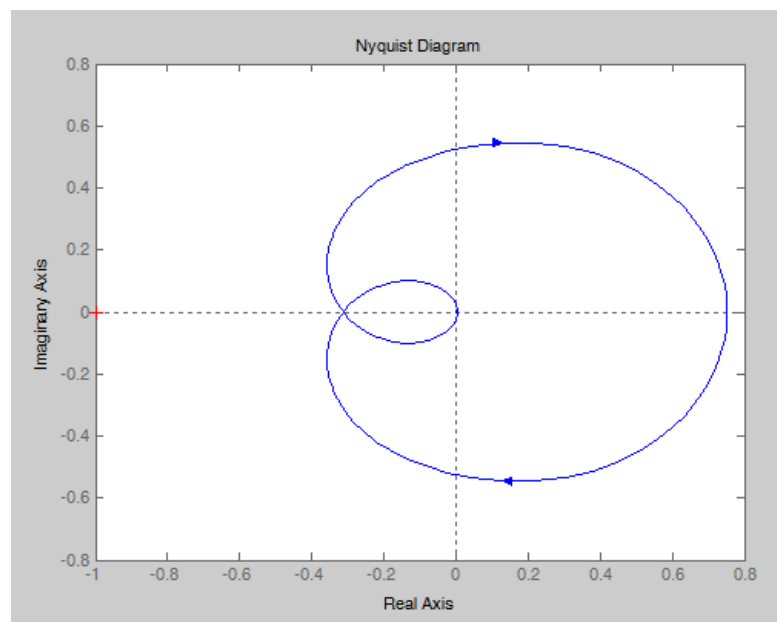


Fig. 4.27. KAF e sistemit të hapur me softin Matlab

Le të përcaktojmë tani koeficientin kritik k_{kr} për të cilin sistemi i mbyllur shkon në kufi të qëndrueshmërisë.

Fillimisht po i shkruajmë edhe një herë funksionin transmetues të nxjerrë për konturin e shpejtësisë duke futur vetëm veprimin proporcional të rregullatorit.

Amplifikimin e tij do ta lëmë në formë shkronjore me qëllim që, të përcaktojmë k_{kr} , për të cilin konturi bëhet i paqëndrueshëm:

$$G_H(s) \cdot k_p = e^{-0.02s} \frac{k_p}{1 + 0.28s + 0.02s^2 + 0.0014s^3} \quad (4.15)$$

Ndërsa sistemi i mbyllur për lidhje të kundërt njësi negative (fig. 4.28) do të jetë:

$$G_M(s) = \frac{G_H(s)}{1 + G_H(s)} = e^{-0.02s} \frac{k_p}{(1 + k_p) + 0.28s + 0.02s^2 + 0.0014s^3} \quad (4.16)$$

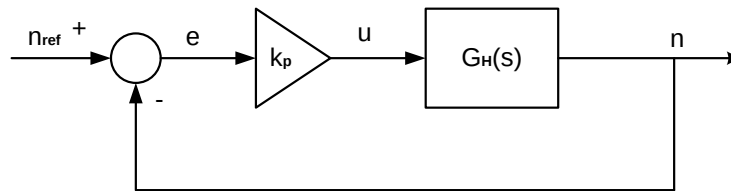


Fig. 4.28. Sistemi i mbyllur për kontrollin e shpejtësisë të MRVEPav.

Për të vlerësuar qëndrueshmërinë fillimisht veçojmë ekuacionin karakteristik të sistemit të mbyllur dhe e barazojmë me zero. Siç dihet ai korrespondon me emëruesin e funksionit transmetues të sistemit të mbyllur dhe për rastin konkret do të jetë:

$$F(s) = (1 + k_p) + 0.28s + 0.02s^2 + 0.0014s^3 = 0 \quad (4.17)$$

Zëvendësojmë $s = j\omega_k$ dhe si pasojë do të kemi $k_p = k_{pk}$, ku indeksi k përfaqëson vlerën kritike.

$$F(s) = (1 + k_p) + 0.28j\omega_k + 0.02(j\omega_k)^2 + 0.0014(j\omega_k)^3 = 0 + j0 \quad (4.18)$$

Barazojmë pjesët reale dhe imagjinare me zero dhe nxjerrim se:

$$\begin{cases} 1 - 0.02\omega_k^2 + k_p = 0 \\ 0.28\omega_k - 0.0014\omega_k^3 = 0 \end{cases} \quad (4.19)$$

Nga sistemi i ekuacioneve të mësipërme nxjerrim vlerat e $\omega_{k1} = 0$, $\omega_{k2} = 14.142135$ dhe $\omega_{k3} = -14.142135$. Si rrjedhim vlerat e koeficientit kritik janë $k_{pk1} = -1$ dhe $k_{pk2} = 3$.

Për $\omega_k = 0$ kemi $k_{pk} = -1 < 0$. Siç shihet kjo zgjidhje korrespondon me një gjendje të paqëndrueshme me karakter monoton shkaktuar nga një veprim i gabuar i rregullatorit për k_{pk} . Në këtë rast nuk kemi lëkundje, por madhësia në dalje lëviz drejt paqëndrueshmërisë. Gjithësesi kjo situatë nuk mund të ndodhë për kushte normale të punës pasi koeficienti proporcional gjenerohet

nga karta D/A, e cila nuk mund të gjenerojë një tension negativ, kështu që amplifikimi nuk mund të jetë negativ.

Vlera tjetër e k_{pk} është e barabartë me 3. Kjo do të thotë se vlera e k_p duhet të jetë më e vogël se 3 dhe më e madhe se 0.

Le të shikojmë simulimin e përgjigjes kalimtare në ambientin Matlab për rastin kur $k_{pk} = 3$. Rezultati i simulimit jepet në figurën 4.29:

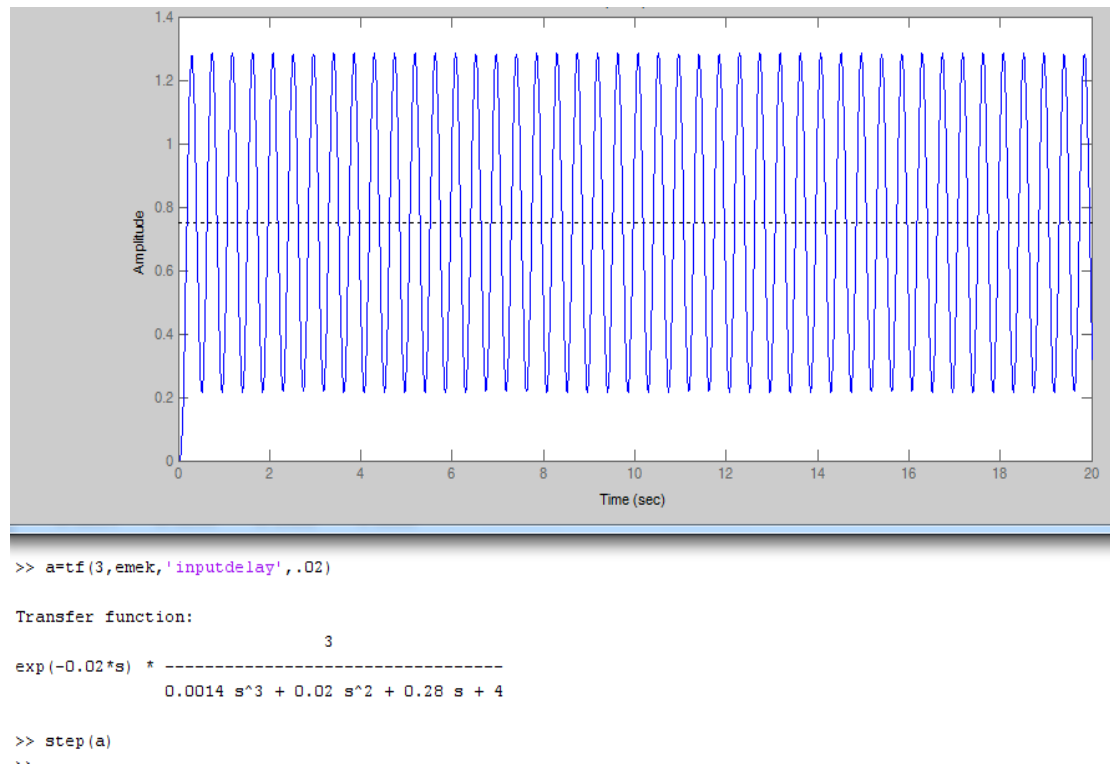


Fig. 4.29. Sistemi i mbyllur për kontrollin e shpejtësisë të MRVEPav në kufij të qëndrueshmërisë.

Një mënyrë më e thjeshtë për studimin e qëndrueshmërisë së sistemit të mbyllur është duke ndërtuar Vendin Gjeometrik të Rrënjëve (VGJR). [17]

Me ndihmën e komandës **rlocus** në ambientin Matlab marrim VGJR-në siç paraqitet në fig. 4.30.

Duke qenë se polet e sistemit të mbyllur duhet të jenë në të majtë të boshtit imagjinar, atëherë aty ku VGJR pret boshtin imagjinar gjenden vlerat e koeficientit proporcional për të cilët sistemi i mbyllur ndodhet në kufi të qëndrueshmërisë. Siç shihet edhe nga fig. 4.29, $k_{kr} = 3$. Vihet re se vonesa në kohë është hequr nga funksioni transmetues i sistemit të mbyllur pasi softi Matlab nuk mund të gjenerojë VGJR e sistemeve me vonesë në kohë pasi kërkon që fillimisht të bëhet përafrimi Pade.

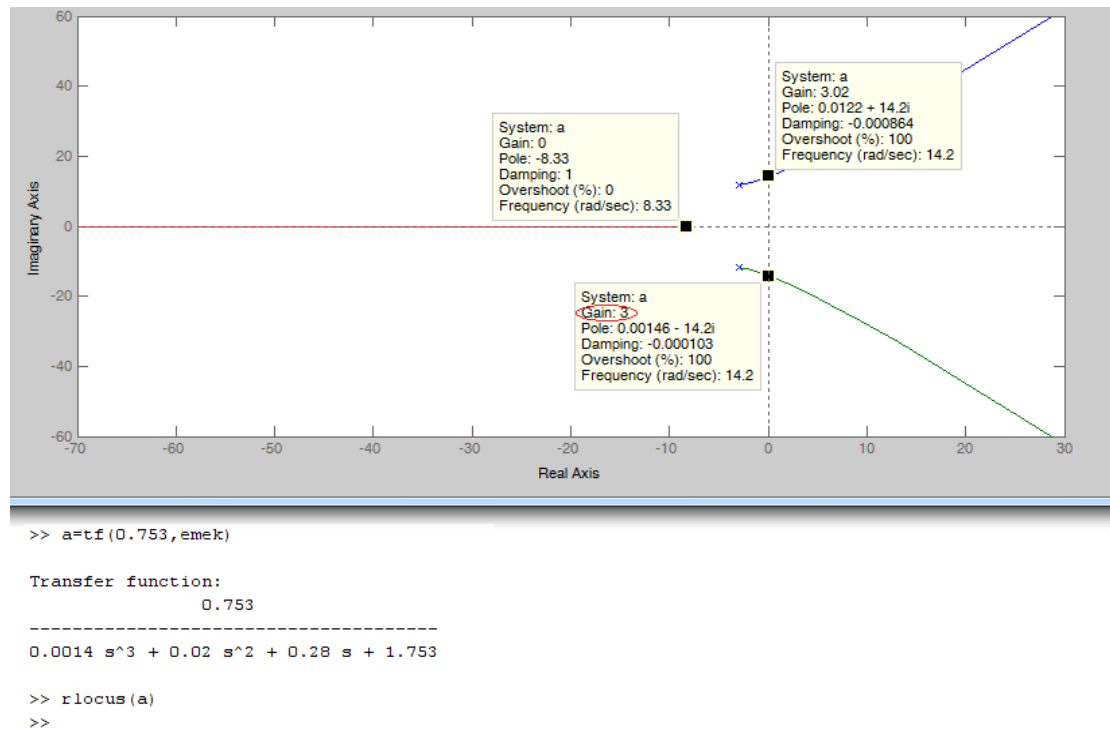


Fig. 4.30. Përcaktimi i k_{kr} me ndihmën e VGJR.

Në fund të këtij paragrafi paraqitet programi i ndërtuar në softin LabVIEW, i cili jo vetëm vizaton KAF e sistemit të dëshiruar, por edhe mund të llogarisë për ne analitikisht nëse sistemi është i qëndrueshëm ose jo. Programi i ndërtuar për këtë qëllim, në ambientin LabVIEW, jepet në figurën 4.31.

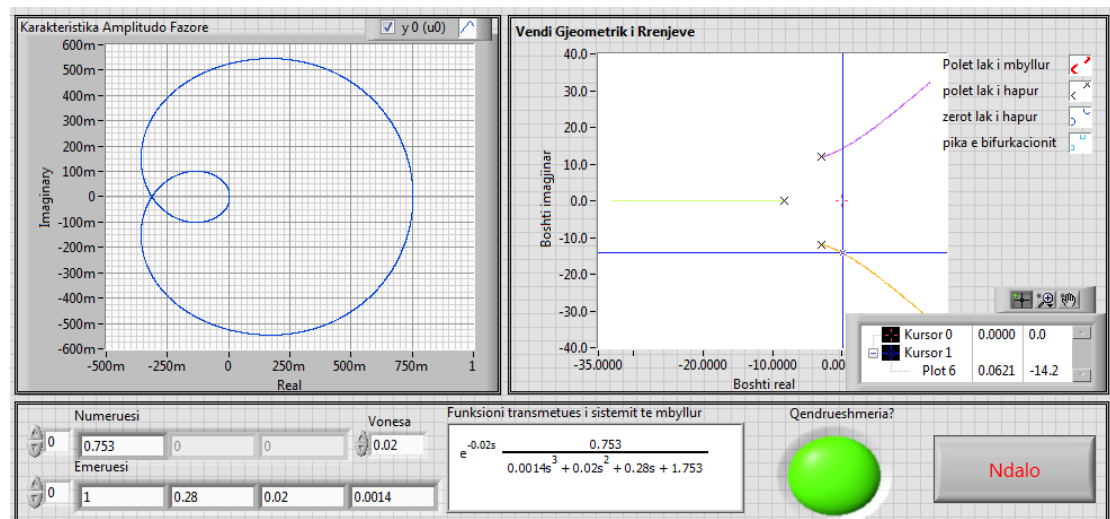


Fig. 4.31. Studimi i qëndrueshmërisë së sistemit të identifikuar me softin LabVIEW

Në panelin frontal të treguar mësipër vihet re se: KAF ka kaluar në kuadrantin e tretë dhe të dytë. Për sistemet pa kohë vonese studimi mund të bëhet thjesht duke parë përfshirjen ose jo të pikës me koordinata $(-1; j0)$. Edhe në rastin konkret (ashtu si me softin Matlab) duke parë tek lakorja e KAF-së,

duket që sistemi është i qëndrueshëm. Gjithashtu KAF e fig. 4.27 është identike me KAF në fig. 4.31, gjë që tregon se softi LabVIEW ka kryer të njëjtat llogaritje si softi Matlab dhe si rrjedhim programi është ndërtuar pa gabime.

Nga ana tjetër ndërtimi i Vendit Gjeometrik të Rrënjëve (VGJR) tregon 3 pole me pjesë reale negative, që do të thotë se sistemi i mbyllur është i qëndrueshëm, por dihet se vonesa në kohë zvogëlon rezervën në fazë [3].

Vihet re gjithashtu se duke rrëshqitur kursoren mbi lakoren e VGJR, mund të përcaktohet ω_k e cila rezulton afërsisht e barabartë me 14.2 (vlera e ordnatës tek **Kursor 1**), sa ajo e llogaritur nga softi Matlab.

Për të parë ndikimin e vonesës në kohë tek qëndrueshmëria do të na vijë në ndihmë përsëri softi LabVIEW. Në panelin frontal të programit është shtuar edhe një indikator me emërtimin “Qëndrueshmëria”, i cili jep përgjigjen e llogaritur nga një nyje e kodit grafik, e cila përcakton nëse polet, e një sistemi të dhënë me anën e një funksioni transmetues me kohë vonese, janë të qëndrueshëm, marginalisht të qëndrueshme [8], apo të paqëndrueshme. Pastaj me ndihmën e një shtese në kodin grafik, indikatorin programohet që të marrë ngjyrë të gjelbër nëse sistemi është i qëndrueshëm, blu nëse sistemi është në kufi të qëndrueshmërisë dhe të kuqe nëse sistemi i dhënë me funksionin transmetues, që afishohet mbi panel, është i paqëndrueshëm.

Në figurën 4.32 jepet programi i ndërtuar në ambientin LabVIEW, që i përgjigjet panelit të programit të dhënë në figurën 4.31. Duke përdorur disa blloqe, që mund të gjenden tek **Control Design & Simulation Module** i softit LabVIEW, mund të përcaktohet qëndrueshmëria, të ndërtohet KAF, të ndërtohet VGJR, etj.

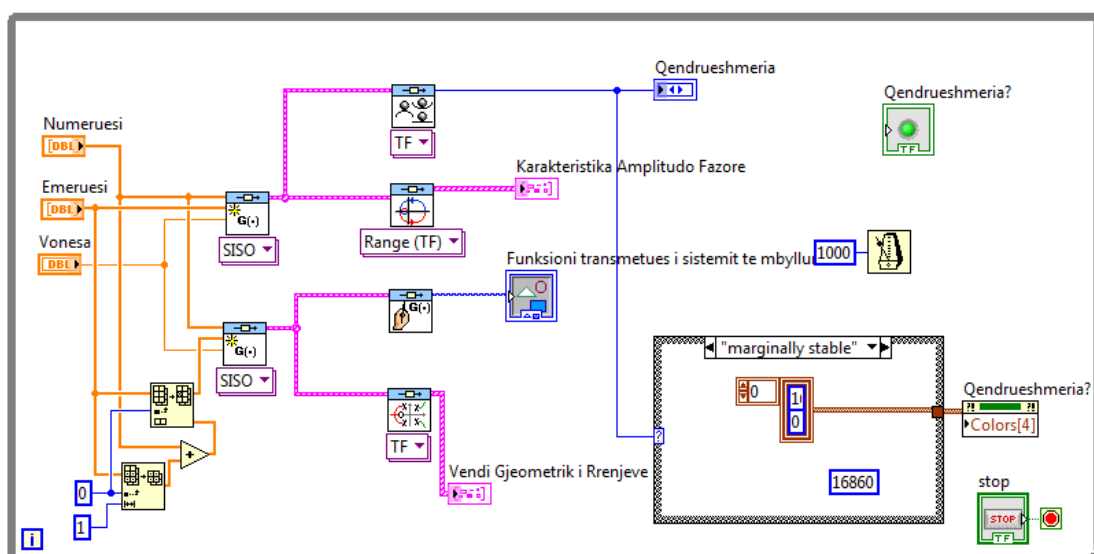


Fig. 4.32. Programi i ndërtuar në ambientin LabVIEW për studimin e qëndrueshmërisë së sistemit të identifikuar

Siç shihet nga programi në ekzekutim, indikatori mori ngjyrë të gjelbërt, çka tregon se llogaritjet e bëra nga programi, e kanë nxjerrë sistemin të qëndrueshëm. Në fakt kjo gjë rezulton e vërtetë, sepse përgjigjia kalimtare në kontur të hapur nga eksperimenti arrin në kohë të fundme (rreth 1.15 sek) në një vlerë të stabilizuar.

U provua të rritej vonesa në kohë, por në çdo rast sistemi për këtë funksion transmetues, rezultonte i qëndrueshëm. Në figurën 4.33 ilustrohen simulimet në ambientin LabVIEW për vlera të ndryshme të vonesës në kohë.

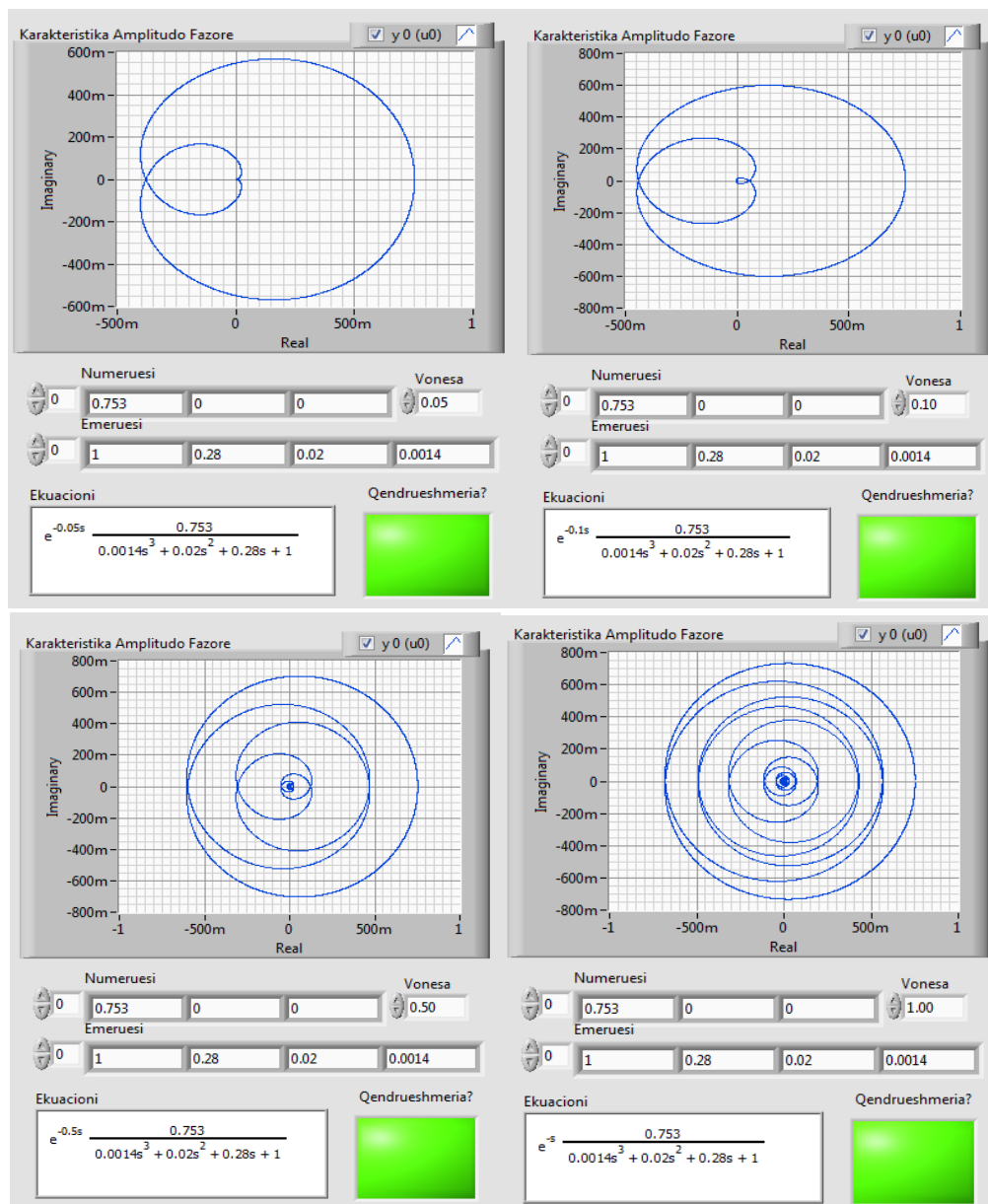


Fig. 4.33. KAF për vlera të ndryshme të vonesës në kohë

Prova e fundit do të bëhet për sistemin e mbyllur me koeficient proporcional sa ai kritik i llogaritur ($K_{kr}=3$). Siç shihet edhe nga figura 4.34 indikatori mori ngjyrë blu, që tregon se sistemi ndodhet në kufi të qëndrueshmërisë. Gjithashtu KAF kalon nga pika me koordinata (-1; j0) dhe dy polet e konjuguar

janë mbi boshtin imagjinar. Rritja e mëtejshme e K bën që indikatori të marrë ngjyrë të kuqe, pra sistemi i mbyllur bëhet i paqëndrueshëm.

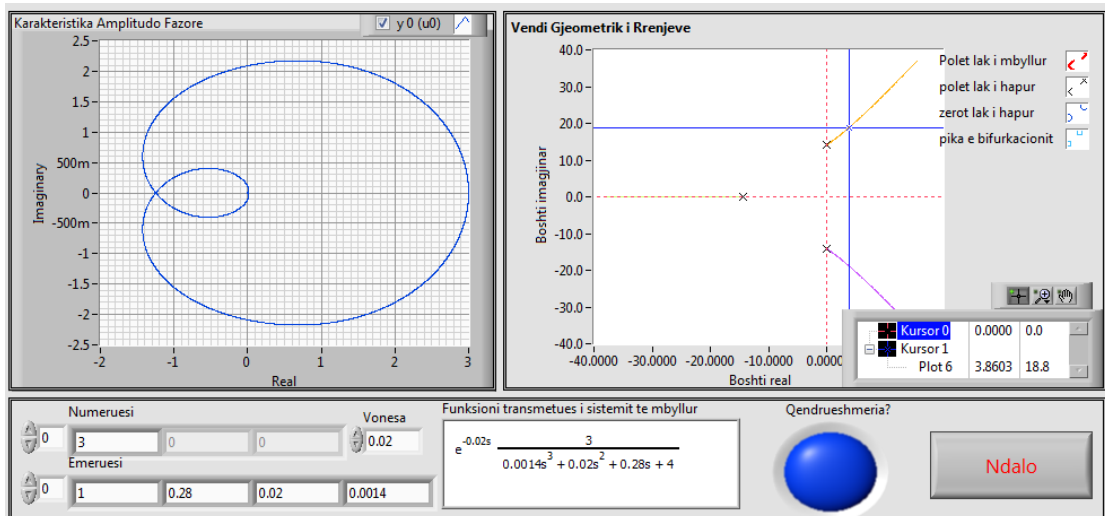


Fig. 4.34. Sistemi mbyllur në kufi të qëndrueshmërisë në ambientin LabVIEW

4.2.3.2 Sinteza e rregullatorit të shpejtësisë me ndihmën e softit LabVIEW

Futja e rregullatorit në skemë do të përmirësojë treguesit e cilësisë, nga të cilët përmendim gabimin në gjendje të stabilizuar $\Delta n \leq 0.4\%$. Futja e rregullatorit justifikohet sepse sistemet elektromekanike, si p.sh. MRV pas një ngacmimi shpejtësia i stabilizohet, por në një pikë tjetër pune. Pra duhet të paktën një veprim integruar (përpunimi shmangies) që gabimi të bëhet zero.

Projektimi i rregullatorit mund të bëhet me metoda të ndryshme si VGJR, e frekuencës, ekuacionet e gjendjes, etj. Më tej mund të bëhet sinteza e rregullatorit sipas rrugës, që ndiqet nga metoda e zgjedhur.

Një rrugë, që propozohet të ndiqet për sintezën e rregullatorit, mund të jetë ajo e ndërtimit të një programi në ambientin LabVIEW, i cili të mundësojë simulimin e përgjigjes kalimtare shkallë për sistemin e mbyllur me lidhje të kundërt negative njësi, ndërkohë që rregullatorit t'i ketë koeficientët variabël. Duke i ndryshuar këto koeficientë gjatë kohës së ekzekutimit të programit dhe duke afishuar përgjigjen shkallë, ne mund të përcaktojmë koeficientët e rregullatorit (në rastin konkret i tipit PID), për treguesit e cilësisë të dëshiruar. Këta tregues do të vendosen më parë tek ndërfaqja e programit dhe në rast se gjatë ndërvëprimit me programin do të futemi brenda këtyre specifikimeve, ai do të sinjalizojë me një indikator, i cili do të marrë ngjyrë të gjelbërt.

Përpara se të paraqitet programi i ndërtuar në ambientin LabVIEW për këtë qëllim, le të përdorim softin Matlab për sintezën e rregullatorit. Duke qenë se procesi është me vetërregullim atëherë mund të zbatohet metoda Ziegler-Nichols për sintezën e rregullatorit PID mbi modelin matematik të sistemit

të hapur [16]. Si model matematik do të përdoret modeli i përafruar për sistemin e hapur të kontrollit të shpejtësisë sipas (4.12). Në tabelën 4.2 paraqitet rregulli i zgjedhjes së koeficientëve të rregullatorit PID sipas **Ziegler-Nichols** për një proces, që mund të përafrohet me një nyje të rendit të parë me kohë vonese [16]. Parametrat e tabelës janë paraqitur sipas emërtimeve të shprehjes (4.4).

Tabela 4.2. Rregulli i zgjedhjes së koeficientëve të rregullatorit PID sipas Ziegler-Nichols për një nyje të rendit të parë me kohë vonese; burimi [16]

Tipi i rregullatorit	$K_{rreg.}$	T_i	T_d
P	$\frac{T}{K\tau}$	-	-
PI	$0,9 \frac{T}{K\tau}$	3τ	-
PID	$1,2 \frac{T}{K\tau}$	2τ	$0,5\tau$

Zgjedhja e koeficientëve të rregullatorit sipas rregullave empirike të Ziegler-Nichols kanë veçorinë se sigurojnë një përjashtim të kënaqshëm të ngacmimeve shqetësues si ngarkesë në dalje të procesit.

Siç u arsyetua në paragrafin 4.2.2.4, rregullatori do të zgjidhet i tipit PID. Pra kemi:

$$\begin{aligned}
 K_{rreg.} &= 1,2 \frac{T}{K\tau} = 1,2 \frac{0,24}{0,75 \cdot 0,1} = 3,84 \\
 T_i &= 2\tau = 2 \cdot 0,1 = 0,2 \text{ sek} \\
 T_d &= 0,5\tau = 0,5 \cdot 0,1 = 0,05 \text{ sek}
 \end{aligned}
 \tag{4.20}$$

Koeficienti proporcional K_M sistemit të mbyllur do të jetë:

$$K_M = K_{rreg.} \cdot K = 3,84 \cdot 0,75 = 2,88 \approx K_{kr} \tag{4.21}$$

Siç shihet vlera e koeficientit proporcional të rregullatorit $K_{rreg.}$ nuk mund të zgjidhet 3,84. Në shumë literatura sugjerohet që pas llogaritjeve të mësipërme, vlera e $K_{rreg.}$ të përgjysmohet. Pra në rastin konkret $K_{rreg.} = 1,92 \approx 2$.

Në tabelën 4.3 jepen llogaritjet e koeficientëve ($K_{rreg.}$, K_i dhe K_d) të rregullatorit PID për disa vlera të koeficientit proporcional $K_{rreg.}$. Me këto vlera u ndërtuan në Matlab/Simulink bllokskemat e sistemit të mbyllur me rregullator PID (fig. 4.35) dhe u simuluan përgjigjet shkallë në lidhje me kohën (fig. 4.36).

Tabela 4.3. Koeficientët e rregullatorit PID (RASH)

$K_{rreg.}$	$K_i = K_{rreg.} / T_i$	$K_d = K_{rreg.} \cdot T_d$
2	10	0,1
1	5	0,05
0,5	2,5	0,025
0,2	1	0,01

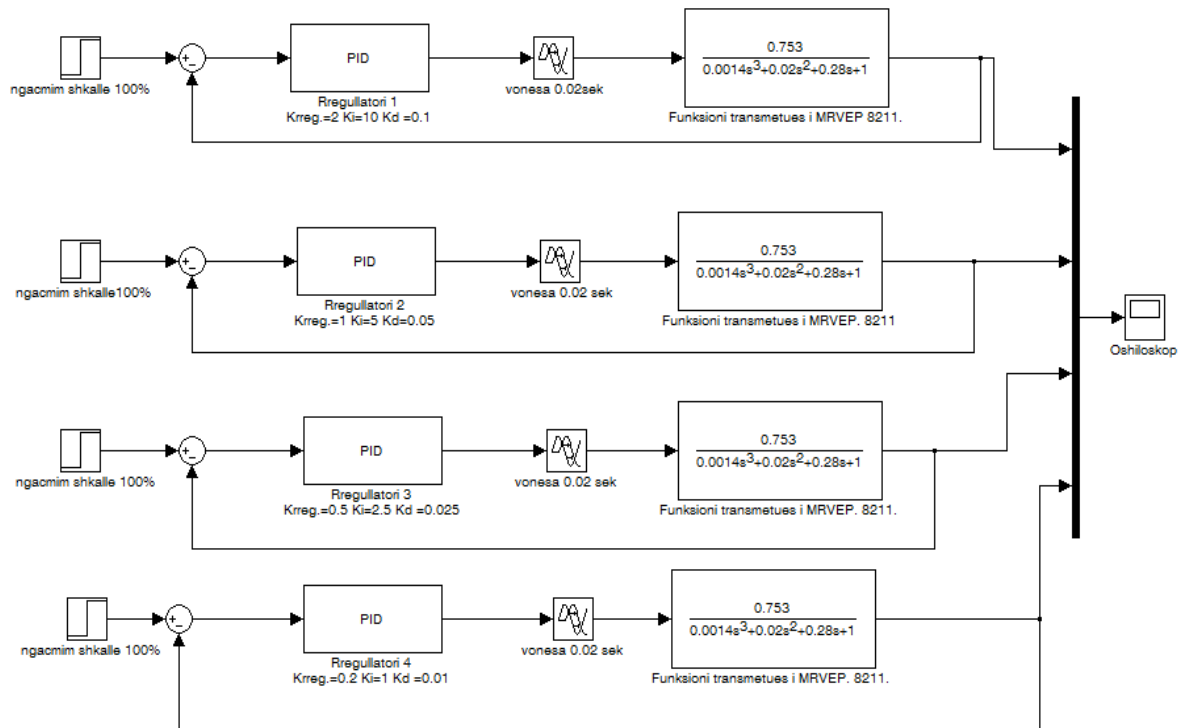


Fig. 4.35. Bllokskema në Matlab/Simulink e sistemit të mbyllur me rregullator PID, për vlera të ndryshme të koeficientëve

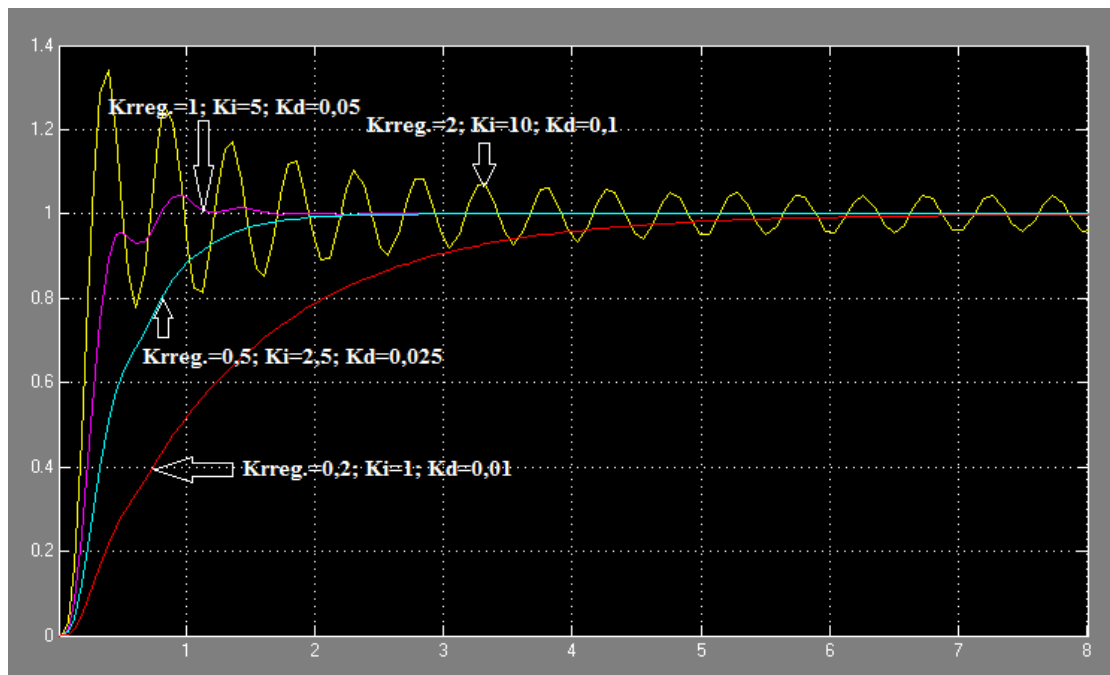


Fig. 4.36. Simulimi i përgjigjes shkallë i sistemit të mbyllur me rregullator RASH, për ndryshim të ngacimit referues me 100%, në Matlab/Simulink

Nga fig. 4.36 shihet se përgjigjja shkallë, që plotëson kërkesat për kontrollin e shpejtësisë në këtë punim, është ajo me ngjyrë bojëqielli me koeficientë $K_{reg}=0.5$, $K_i=2.5$ dhe $K_d=0.025$. Edhe lakorja me ngjyrë të kuqe mund të

pranohet pasi edhe ajo është një përgjigje aperiodike megjithëse sistemi në këtë rast ka një kohë rregullimi më të madhe.

Le të shikojmë tani përgjigjen e sistemit për ngacmimet shqetësuese, pasi në realitet rregullatori duhet të përgjigjet në mënyrë të kënaqshme, kur ndryshon ngarkesa (intesiteti i rrymës) në bornat e GS, që do të thotë: një ndryshim në momentin mekanik në boshtin e MRVEPav. dhe si rrjedhim, edhe ndryshimi i shpejtësisë në boshtin e këtij të fundit.

Në fig. 4.37 u ndërtuan bllokskemat e sistemit të mbyllur me rregullator PID në Matlab/Simulink për ngacmim shqetësues në dalje të sistemit të mbyllur dhe u simuluan përgjigjet shkallë në lidhje me kohën (fig. 4.38).

Përsëri lakorja më e pranueshme, që plotëson specifikat e punimit, është ajo me ngjyrë bojëqielli. Për rastin më të vështirë, kur GS çkyçet nga rrjeti, d.m.th shpejtësia e tij rritet shumë (në praktikë në shumë manuale rekomandohet që ajo të mos e kaloj vlerën $1,6n_n$) atëherë siç shihet për ngacmim shqetësues 100% apo një shpejtësi $2n_n$, rregullatori PID i sintetizuar me $K_{reg}=0,5$, $K_i=2,5$ dhe $K_d=0,025$ e rikthen në regjim nominal shpejtësinë e MRVEP. 8211 dhe si rrjedhim edhe frekuencën e GS 8241, në një kohë $t_r = 2,1\text{sek}$.

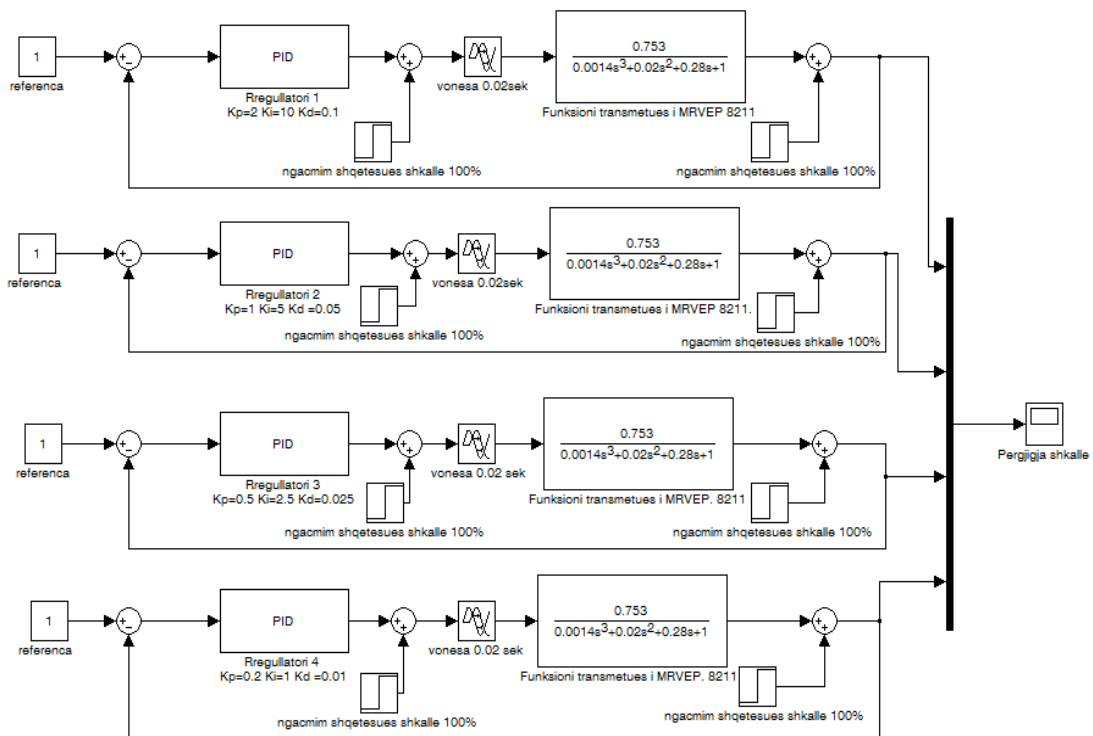


Fig. 4.37. Bllokskemat e sistemit të mbyllur me rregullator PID në Simulink, për ngacmim shqetësues në dalje të rregullatorit dhe të sistemit të mbyllur

Në fund të këtij paragrafi paraqitet programi i ndërtuar në softin LabVIEW, me ndihmën e të cilit mund të sintetizojmë rregullatorin PID, për sistemin e kontrollit të shpejtësisë të MRVEPav. dhe jo vetëm.

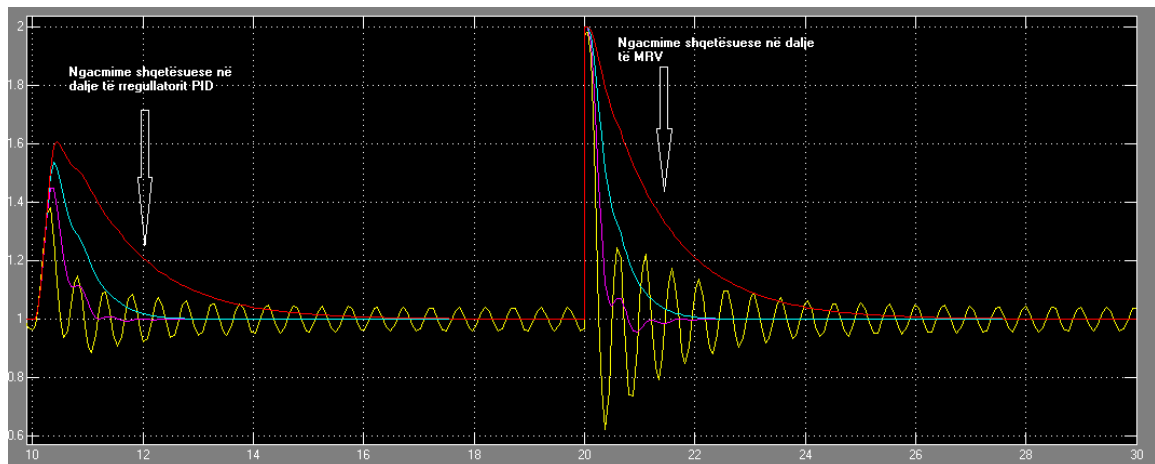


Fig. 4.38. Simulimi i përgjigjes shkallë i sistemit të mbyllur me rregullator, për ndryshim të ngacimit shqetësues me 100% në $t=10s$ dhe $t=20s$, në Simulink

Në figurën 4.39 parqajitet programi në fjalë, i ndërtuar në ambientin LabVIEW.

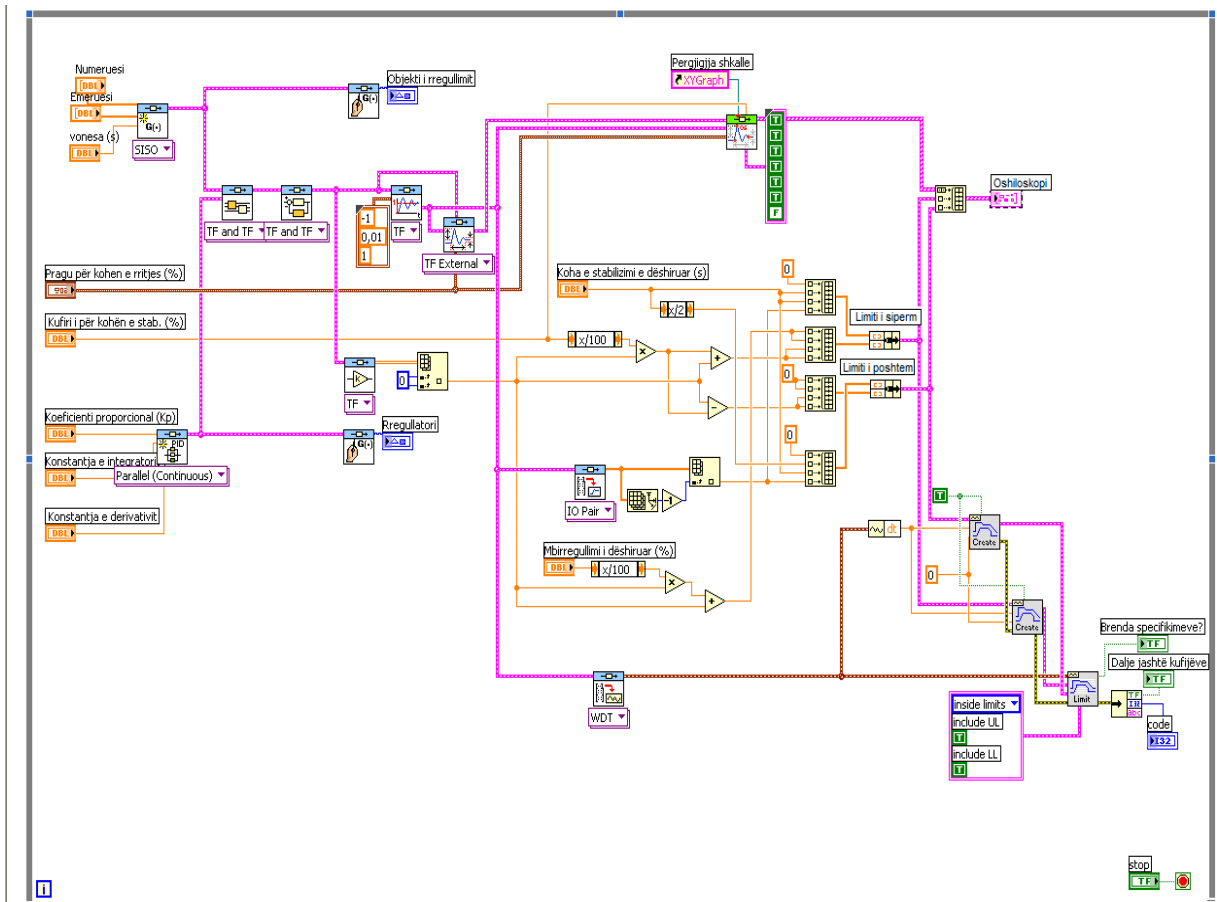


Fig. 4.39. Program në ambientin LabVIEW për sintezën e rregullatorit PID

Në figurën 4.40 jepet paneli frontal i një instrumenti të ndërtuar në softin LabVIEW, i cili na mundëson që gjatë ekzekutimi të programit, të ndryshojmë koeficientët e rregullatorit. Pasi kemi vënë specifikimet e dëshiruara për përgjigjen e sistemit të mbyllur, mund të shohim përgjigjen shkallë dhe të gjykojmë për koeficientët e rregullatorit, që duhet të zgjedhim.

Siç vërehet edhe nga paneli, për specifikimet e vendosura, u nis programi dhe u zgjidhën koeficientët e rregullatorit. Duke ditur sjelljen fizike të sistemi dhe qëllimin e vënies në punë të MRVEPav. koeficientët u taruan duke përdorur metodën Ziegler-Nichols [8]. U kërkuar një përgjigje aperiodike me gabim në gjendje të stabilizuar 0,2% dhe kohë stabilizimi 3 sek. Në momentin e arritjes së specifikimeve, një indikator në panel merr ngjyrë të gjelbërt. Gjatë simulimit u provuan disa tipe strukturash të rregullatorëve PID (tablela 4.1) dhe u pa se struktura më e përshtatshme ishte ajo e **PID paralel**.

Siç shihet koeficientët e rregullatorit janë $K_{rreg}=0,5$, $K_i=2,5$ dhe $K_d=0,025$. Përgjigja është aperiodike me një kohë rregullimit që rezulton $t_r=2,06$ sek dhe gabim në gjendje të stabilizuar $\varepsilon = 0\%$. Vihet re se rezultati është i njëjtë me simulimet e kryera me softin Matlab. Prandaj saktësia e llogaritjeve nga programi i ndërtuar në ambientin LabVIEW (fig. 4.39) u provua.

Nga simulimi (fig. 4.40) mendohet të zgjidhet rregullatori PID me funksion transmetues:

$$G_{RASH}(s) = \frac{0.025s^2 + 0.5s + 2.5}{s} \quad (4.22)$$

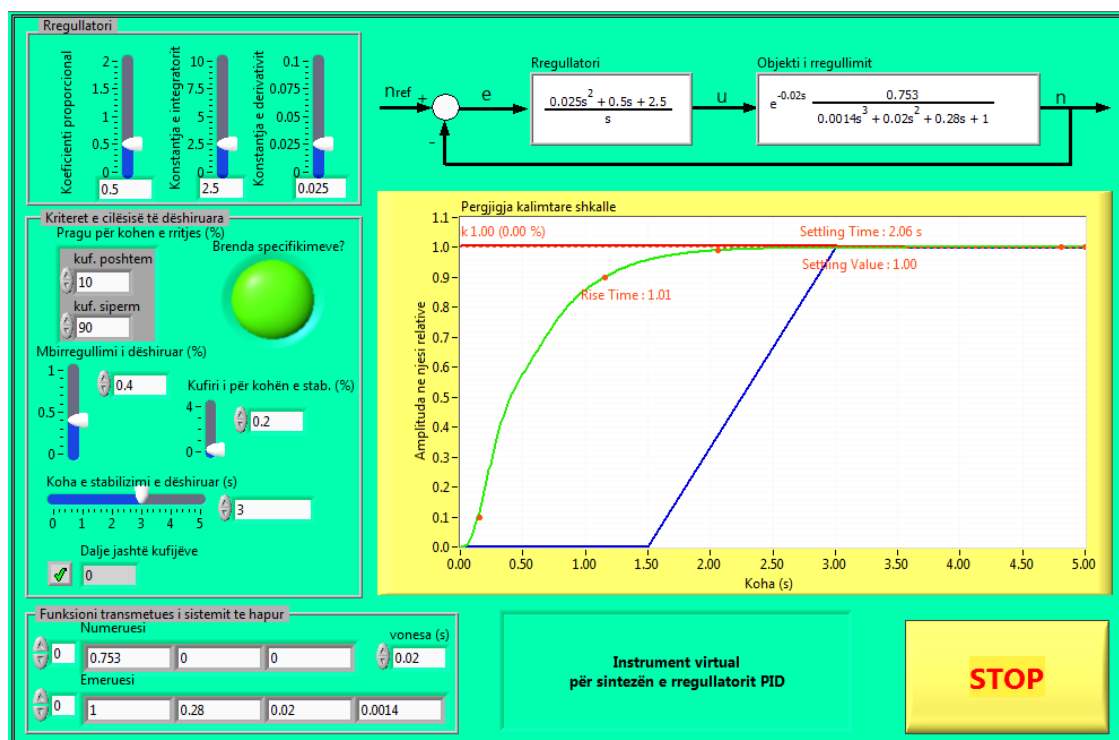


Fig. 4.40. Paneli frontal i instrumentit për sintezën e rregullatorit PID

Pavarësisht se ky është funksioni transmetues i rregullatorit PID të zgjedhur, LabVIEW dallohet nga softet e tjera, sepse programet e ndërtuara në këtë platformë, shoqërohen gjithnjë me një panel frontal. Kështu që përdoruesi mund t'i vendosi direkt koeficientët, që u gjetën në disa doreza mbi panel dhe gjatë kohës së ekzekutimit të programit të veprojë mbi doreza, për të bërë

tarimin e imët të koeficientëve. Tarimi i imët bëhet direkt mbi sistemin e kontrollit dhe në këtë mënyrë përdoruesi mund të zvogëlojë në minimum mospërputhjet midis rregullatorit të projektuar dhe atij, që fizikisht kontrollon parametrin e dëshiruar të objektit e rregullimit.

4.2.3.3 Implementimi numerik i rregullatorit PID analog të sintetizuar për kontrollin e shpejtësisë të MRVEPav. 8211

Kontrolli i shpejtësisë do të bëhet nga një program i ndërtuar në softin LabVIEW. Pra lind nevoja që përpara implementimit, rregullatori PID i sintetizuar të transformohet në rrafshin numerik z dhe më tej të përdoret për kontrollin e shpejtësisë të MRVEPav. 8211, i cili do të zëvendësojë modelin matematik të tij, të shprehjes (4.9).

Fillimisht do të bëhet transformimi bilinear sipas shprehjes:

$$s = c \frac{z-1}{z+1} \quad (4.23)$$

Duke zëvendësuar konstanten $c=2/T$, barazimin $z=e^{sT}$ dhe përafrimin e rendit të parë marrim shprehjen:

$$s = \frac{1}{T} \ln(z) \cong \frac{2}{T} \left[\frac{z-1}{z+1} \right] \quad (4.24)$$

Në këtë mënyrë përftojmë filtrin diskret $D(z)$ (rregullatorin numerik) nga ai analog $G_a(s)$

$$D(z) = G_a(s) \Big|_{s=c \left[\frac{z-1}{z+1} \right]} \quad (4.25)$$

Përgjigja në frekuencë e filtrit diskret $D(z)$ do të jetë

$$D(e^{j\omega T}) = G_a(s) \Big|_{s=c \left[\frac{e^{j\omega T}-1}{e^{j\omega T}+1} \right]} = G_a \left(c \left[\frac{e^{j\omega T/2} - e^{-j\omega T/2}}{e^{j\omega T/2} + e^{-j\omega T/2}} \right] \right) = G_a \left(jc \tan \left[\frac{\omega T}{2} \right] \right) \quad (4.26)$$

Vlerësimi i përgjigjes në frekuencë tek frekuenca e prerjes $\omega_s/2$ merret:

$$D(e^{j\omega T}) = G_a \left(jc \tan \left[\frac{\omega_s T}{4} \right] \right) = G_a \left(jc \tan \left[\frac{2\pi}{4} \right] \right) = G_a(j\infty)$$

Pra, transformimi bilinear “e ngjesh” të gjithë përgjigjen në frekuencë të filtrit analog (ω nga $0-\infty$) në diapazonin $0-\omega_s/2$ (ω_s -frekuenca e kampionimit). Kështu, sipas teoremës Shanon, efekti i palosjes nuk shfaqet. E meta qëndron në faktin se përgjigja në frekuencë shtrembërohet. Marrëdhënia midis frekuencës së filtrit analog ω_a dhe asaj të filtrit diskret ω për $c=2/T$ është:

$$\omega_a = \frac{2}{T} \tan \left(\frac{\omega T}{2} \right)$$

Vihet re se për periodë kampionimi T të vogël, në mënyrë që $\omega < \pi/T$ atëherë:

$$\tan \left(\frac{\omega T}{2} \right) \cong \frac{\omega T}{2}$$

dhe si rrjedhim $\omega_a \approx \omega$, d.m.th. efekti shtrembërues i transformimit është i neglizhueshëm.

Barazimi sigurohet kur konstantja c zgjidhet:

$$c = \frac{\omega_0}{\tan\left(\frac{\omega_0 T}{2}\right)} \quad (4.27)$$

Frekuenca prerëse ω_0 zgjidhet si frekuenca për një rënie me 3dB të karakteristikës së amplitudës tek lakoret Bode, për aplikacionet industriale me rregullatorë PI ose PD dhe mbi 3dB për rregullatorët PID [16].

Në figurën 4.41 jepet bllokskema në Matlab/Simulink për krahasimin e përgjigjeve shkallë të rregullatorit PID analog të sintetizuar, me rregullatorin diskret PID dhe transformimin bilinear (Tustin), për të njëjtët koeficient të rregullatorit.

Siç shihet nga simulimi (fig. 4.42), përgjigjet shkallë janë pothuajse të njëjta, gjë që tregon se rregullatori PID i sintetizuar në rrafshin “s”, për periudë kampionimi $T_s=10\text{ms}$, mund të implementohet direkt si rregullator diskret.

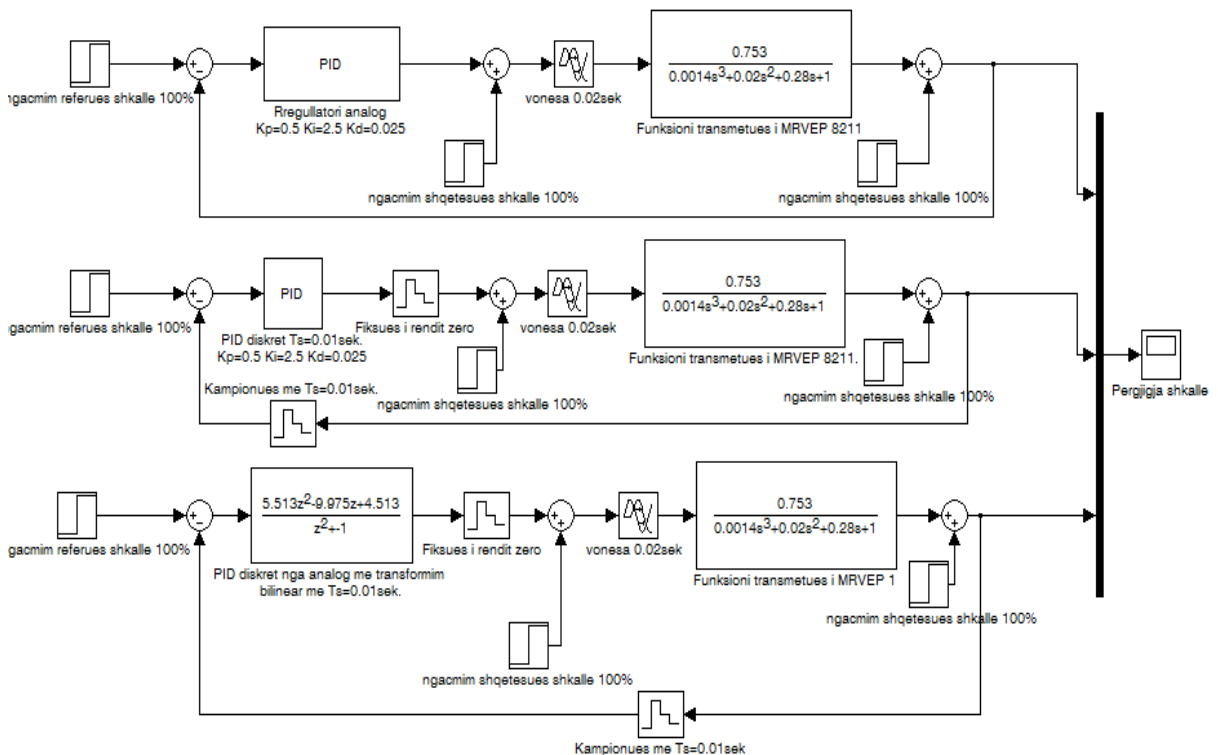


Fig. 4.41. Bllokskema në Matlab/Simulink e sistemit të kontrollit të shpejtësisë për PID analog, PID diskret dhe PID diskret me transf. bilinear me $T_s=0.01\text{s}$

Në disa simulime, që u kryen për T_s të ndryshme u vu re se: për vlera të saj mbi 100ms përgjigjet e rregullatorëve numerik, për të njëjtët koeficientë si të

atij analog, nuk i plotësonin më kriteret e cilësisë të përcaktuara nga sinteza në rrafshin “s”. Kjo gjë ilustrohet në figurën 4.43.

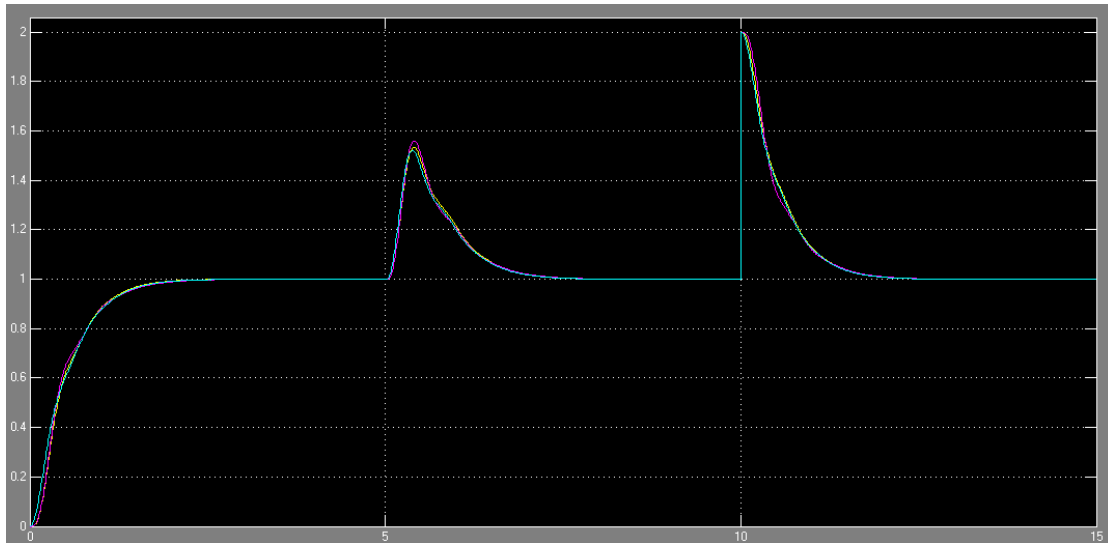


Fig. 4.42. Simulimi i sistemit të kontrollit të MRVEPav.: PID analog - lakorja e verdhë, PID diskret - lakorja vjollcë, PID diskret (bilinear) - lakorja bojëqielli

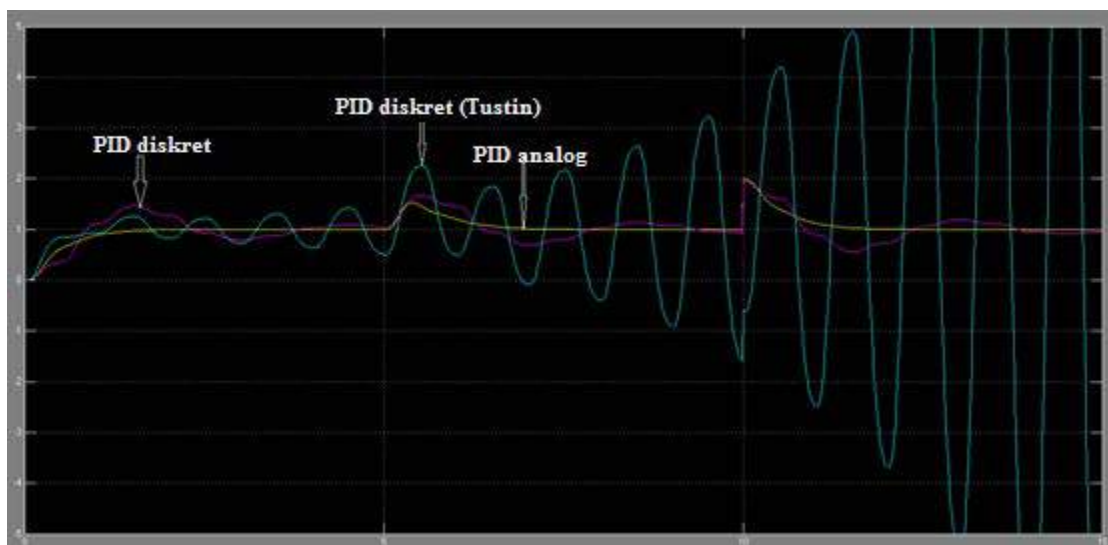


Fig. 4.43. Simulimi i sistemit të kontrollit të MRVEPav.8211 për $T_s=0.5\text{sek}$.

Pavarësisht nga rezultatet e simulimeve (fig. 4.43), përderisa frekuenca e kampionimit do të mbahet fikse me 100Hz ($f_s=1/T_s$), implementimi diskret i rregullatorit analog PID, do të bëhet në vijimi tek sistemi i kontrollit të shpejtësisë drejtpërdrejt mbi MRVEPav. 8211.

Nga llogaritjet me ndihmën e softit Matlab (fig. 4.44) shohim se për sistemin me rregullator, poli më i shpejtë (çift polesh i konjuguar) i sistemit ka një frekuencë natyrore $\omega_n=12,5\text{rad/s}$ dhe një koeficient shuarje $\zeta=0,389$. Nga ku mund të nxirret T_s , për sistemin diskret sipas [16]:

$$T_s = \frac{2\pi}{\omega_s} = \frac{2\pi}{35\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}} = \frac{2\pi}{35 \cdot 12,5\sqrt{1-0,389^2}} = 15,6\text{ms} \quad (4.28)$$

Perioda e kampionimit e zgjedhur (10ms) është akoma më e vogël se ajo e mjaftueshme sipas (4.28).

```

Transfer function:
      0.01883 s^2 + 0.3765 s + 1.883
-----
0.0014 s^4 + 0.02 s^3 + 0.28 s^2 + s

>> sis_eme=1+system

Transfer function:
      0.0014 s^4 + 0.02 s^3 + 0.2988 s^2 + 1.377 s + 1.883
-----
      0.0014 s^4 + 0.02 s^3 + 0.28 s^2 + s

>> Gm=(system/sis_eme)

Transfer function:
      2.636e-005 s^6 + 0.0009036 s^5 + 0.01544 s^4 + 0.1619 s^3 + 0.9036 s^2 + 1.883 s
-----
1.96e-006 s^8 + 5.6e-005 s^7 + 0.00121 s^6 + 0.0149 s^5 + 0.1338 s^4 + 0.7219 s^3 + 1.904 s^2 + 1.883 s

>> damp(Gm)

      Eigenvalue          Damping      Freq. (rad/s)

      0.00e+000          -1.00e+000      0.00e+000
      -2.93e+000 + 2.76e-001i      9.96e-001      2.94e+000
      -2.93e+000 - 2.76e-001i      9.96e-001      2.94e+000
      -4.59e+000          1.00e+000      4.59e+000
      -4.21e+000 + 1.17e+001i      3.38e-001      1.25e+001
      -4.21e+000 - 1.17e+001i      3.38e-001      1.25e+001
      -4.85e+000 + 1.15e+001i      3.89e-001      1.25e+001
      -4.85e+000 - 1.15e+001i      3.89e-001      1.25e+001

```

Fig. 4.44. Llogaritjet e vlerave të veta për sistemin me rregullator në Matlab

Në paragrafin në vijim do të zhvillohen disa eksperiment për të testuar rregullatorin PID me koeficientë $K_p = 0,5$, $K_i = 2,5$ dhe $K_d = 0,025$.

4.3 Kontrolli në kohë reale i shpejtësisë së MRVEPav. 8211

Në këtë paragraf do të provohet eksperimentalisht efektiviteti i rregullatorit PID mbi objektin e rregullimit. Do të përdoret teknika HNL dhe do të shihet nëse si procesi i identifikimit të objektit të rregullimit ashtu edhe rregullatori i projektuar, do të rezultojnë efikas për kontrollin e shpejtësisë me cilësinë e kërkuar për MRVEPav. model 8211.

Fillimisht do të realizohet sistemi i kontrollit në kohë reale të shpejtësisë së motorit në fjalë. Ai do të strukturohet në një formë të tillë, që të lejojë realizimin e disa objektivave, siç janë:

1. Monitorimi i shpejtësisë
2. Ekzekutimi i algoritmit të kontrollit,
3. Komunikimi me kompjuterin bujtës
4. Ndërveprimi me përdoruesin.

Specialistët dhe programuesit, që kanë ndërtuar softuerin LabVIEW, sugjerojnë organizimin e programit në formën e një projekti.

Në figurën 4.45 jepet projekti i përfunduar për sistemin e kontrollit dhe monitorimit të shpejtësisë. Mënyra e sesi ndërtohet një projekt në kohë reale në LabVIEW jepet e detajuar në referencën [12].

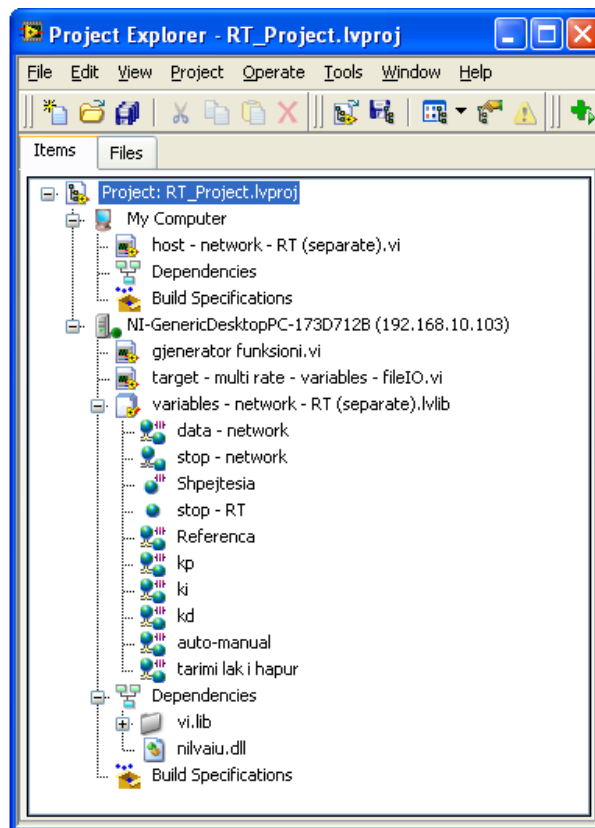


Fig. 4.45. Organizimi i aplikacionit për kontrollin dhe monitorimin e shpejtësisë së MRVEPav. 8211

Vihet re se projekti ndahet në dy pjesë. Në njërën pjesë kemi skedarin kryesor të emërtuar **host – network – RT (separate).vi**, i cili është ndërfaqja me përdoruesin tek kompjuteri bujtës. Aty ndodhen të gjitha variablat e hyrjes së sistemit, të rregullueshme gjatë kohës së ekzekutimit dhe gjithashtu indikatorët, që afishojnë përgjigjet, të transportuara nga sistemi në kohë reale me ndihmën e disa variablave të ndara (shared variables) nëpërmjet rrjetit LAN.

Në pjesën tjetër kemi skedarin kryesor të emërtuar **target – multi rate – variables – fileIO.vi**, i cili është programi kryesor ku kryhet procesi i matjes së shpejtësisë dhe kontrolli i kësaj madhësie. Ai është i organizuar në disa pjesë, të cilat janë:

1. Matësi i shpejtësisë me periodë cikli 10ms
2. Sistemi i kontrollit të shpejtësisë së MRV, i përbërë nga dy pjesë:
 - a. Lëshuesi i butë, për të evituar rrymat e larta të lëshimit të MRV-së

- b. Sistemi i kontrollit të shpejtësisë të MRV 8211 me periudë cikli 4 ms
3. Transferuesi i vlerave të matura dhe llogaritjeve të sistemit në kohë reale tek kompjuteri bujtës me periudë cikli 25 ms.

Skedari tjetër i emërtuar **gjenerator funksioni.vi**, është një program ndihmës i ndërtuar më parë për qëllime të tjera dhe i futur në aplikacion për lëshimin e motorit.

Tek figura 4.45 disa prej emërtimeve janë në gjuhën angleze. Kthimi në gjuhën shqipe është i vështirë, sepse struktura e projektit është gjeneruar me ndihmën e softit LabVIEW sipas referencës [12]. Ndërrimi i emërtimeve të disa prej elementëve bazë të projektit sjell humbje të lidhjes midis variablave dhe mosfunksionim të programit. Për më tepër, mbajtja e projektit në gjuhën angleze mundëson edhe shkrimin me lehtësi të artikujve shkencorë me qëllim promovimin e këtij studimi.

Blokskema e sistemit të kontrollit të MRVEPav. 8211 është e ndërlikuar për t'u shpjeguar, sepse kërkon që lexuesi të ketë njohuri të thella mbi gjuhën e programimit LabVIEW. Kështu që për ta bërë më të qartë arkitekturën softuerike të përdorur [11], po ilustrohen skematikisht marrëdhëniet midis pjesëve të sistemit virtual.

Në figurën 4.46 jepet bllokskema e lidhjes funksionale midis kompjuterit bujtës, atij në kohë reale dhe procesit.

Siç shihet nga kjo figurë, programi niset nga kompjuteri bujtës. Ekzekutimi i skedarit **host – network – RT (separate).vi** bën të mundur nisjen e sistemit virtual. Ai thërret edhe skedarin **target – multi rate – variables – fileIO.vi** dhe të dy këto programe punojnë në të njëjtën kohë, dhe bashkëveprojnë me njëri-tjetrin. Nga ana tjetër skedari **target – multi rate – variables – fileIO.vi** merr informacion për numrin e impulseve, që vijnë nga enkoderi, bën llogaritjet dhe ekzekuton komandën për rregullimin e shpejtësisë.

Ajo që është e rëndësishme të theksohet, është fakti se matja e shpejtësisë bëhet në intervale kohe prej 10ms, ligji i rregullimit në 4ms dhe koha e dhënies së informacionit përdoruesit në 25ms. Koha e ligjit të rregullimit është $4/10=0,4$ pra sistemi është në kohë reale. Ky raport është zgjedhur, duke u nisur nga koha, që i duhej algoritmit të kontrollit për t'u ekzekutuar. Nga literatura [8] rekomandohet që ky raport të jetë rreth 0,6 që sistemit të jetë në kohë reale. Gjithësesi, nga eksperimenti u vu re se koha e ciklit për algoritmin e kontrollit ishte rreth 0,4ms. Por kjo vlerë u rrit në 4ms pasi u vu re eksperimentalisht se për MRVEPav. 8211, çdo kohë nën 1/12 [8] e konstantes së tij të kohës (rreth 240ms e nxjerrë nga procesi i identifikimit të modelit matematik) është e pranueshme. Kjo kohë u la me rezervë, duke

menduar se në vijimi të këtij punimi, në sistemin e kontrollit, do të shtohen edhe elementë të tjerë, për të cilët do të duhet një kohë për t'u procesuar.

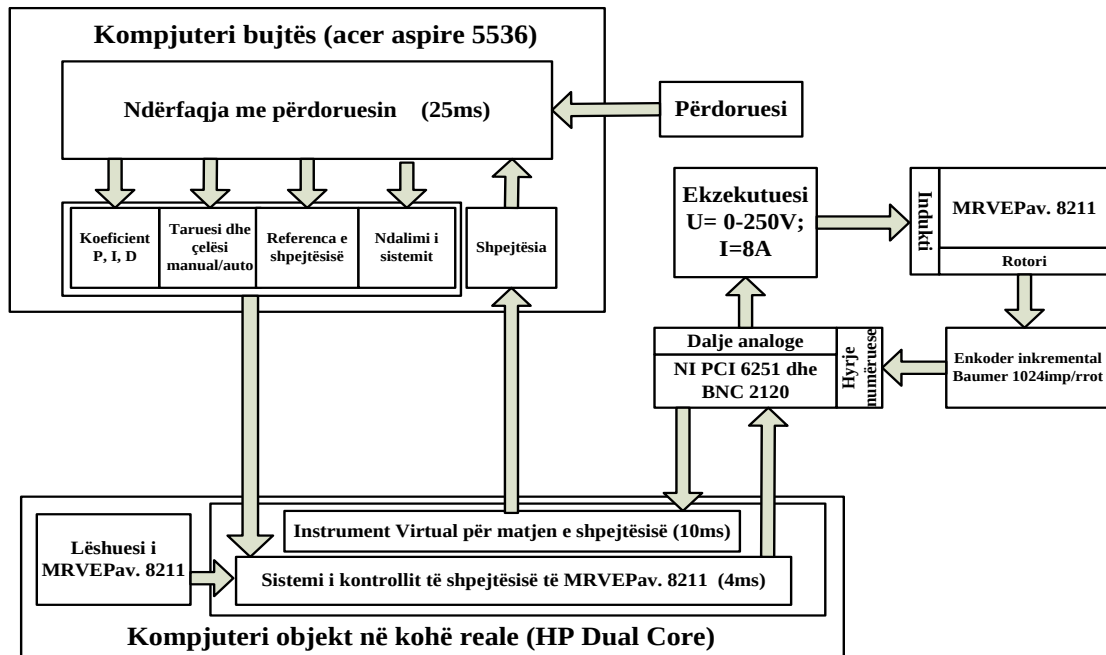


Fig. 4.46. Bilokskema e sistemit të kontrollit dhe monitorimit të shpejtësisë në kohë reale

Në figurën 4.47 jepet paneli frontal i aplikacionit, që ekzekutohet në kompjuterin bujtës, një kompjuter portabël **acer aspire 5536**. Aty paraqitet procesi i lëshimit të MRVEPav. 8211. Siç shihet: motori arrin shpejtësinë no-

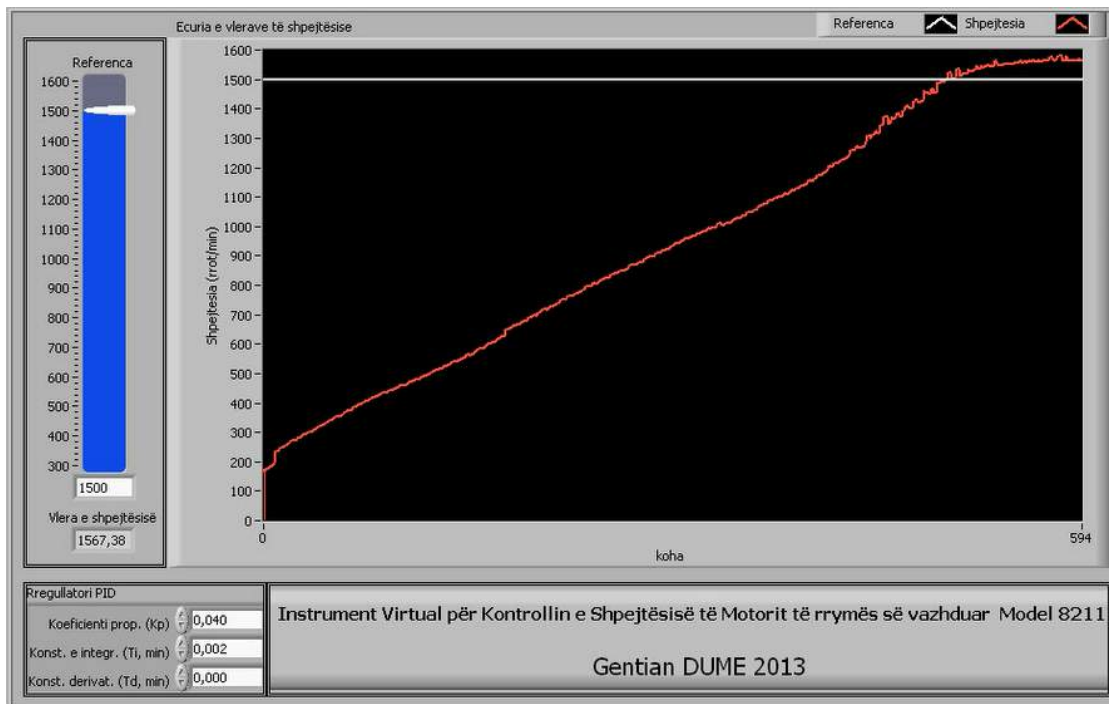


Fig. 4.47. Paneli frontal i Sistemit të kontrollit të shpejtësisë gjatë lëshimit të butë të MRV-së

minale prej 1500 rrot/min në rreth 500 iteracione, të cilat zgjasin nga 25ms secili. Pra motori lëshohet në rreth 12,5 sekonda.

Zgjedhja e pjerrësisë së tensionit ushqyes të induktit të motorit është bërë eksperimentalisht duke nisur me një gradient të vogël dhe duke e rritur, derisa për moment statik të krijuar nga gjeneratori për ngarkesë 0,6 nj.r., rryma e induktit të motorit gjatë lëshimit të mos kalojë atë nominale prej 0,8 A.

Në këtë fazë vlerat e koeficientëve të rregullatorit nuk ndikojnë, sepse sistemi i kontrollit nuk ka hyrë në punë ende.

Në figurën 4.48 paraqitet blloksema në Matlab/Simulink për simulimin e sistemit të kontrollit të shpejtësisë të MRVEPav. 8211, për ngacmime shkallë referuese, kur si koeficient të rregullatorit PID janë ato, që u zgjodhën në paragrafin e mëparshëm. Në vijim (fig. 4.49 dhe fig. 4.51) paraqiten rezultatet e simulimit të sistemit të kontrollit të shpejtësisë për këto ngacmime referuese.

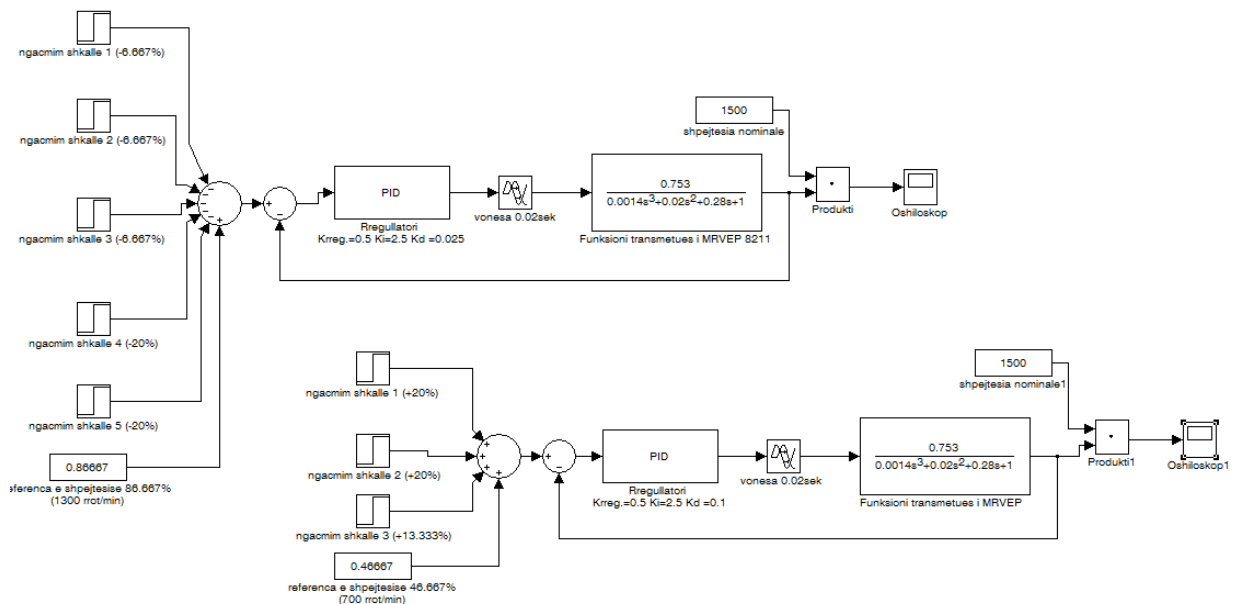


Fig. 4.48. Blloksema në Matlab/Simulink për simulimin e sistemit të kontrollit të shpejtësisë të MRVEPav. 8211, për ngacmime shkallë referuese

Për të parë sesi vepron realisht rregullatori PID i sintetizuar, mbi sistemin fizik të kontrollit të shpejtësisë, u eksperimentua direkt mbi objektin e rregullimit për të njëjtët ngacmime referuese. Rezultatet e eksperimentit jepen në fig. 4.50 dhe fig. 4.52.

Nga provat eksperimentale (fig.4.50) të testimit të sistemit të kontrollit në kohë reale të MRVEPav. 8211 për rastin, kur zbresim me shkallë referencën, vihet re se sistemi i kontrollit përgjigjet mjaft mirë. Nga krahasimi i vlerave të simuluar të shpejtësisë në Matlab/Simulink, të regjistruara dhe i vlerave të marra nga eksperimenti gjatë kontrollit në kohë reale të shpejtësisë të MRVEPav. 8211, u vu re një përputhshmëri e kënaqshme e rezultateve eksperimentale me ato teorike (fig. 4.49), për të njëjtë ngacmime në zbritje të vlerës së shpejtësisë.

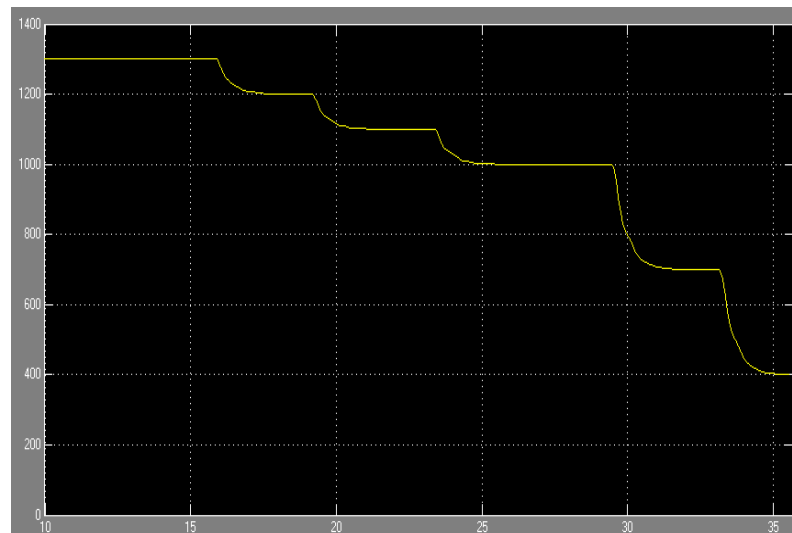


Fig. 4.49. Simulimi në Matlab/Simulink i sistemit të kontrollit të shpejtësisë gjatë zbritjes shkallë të vlerës së referencës

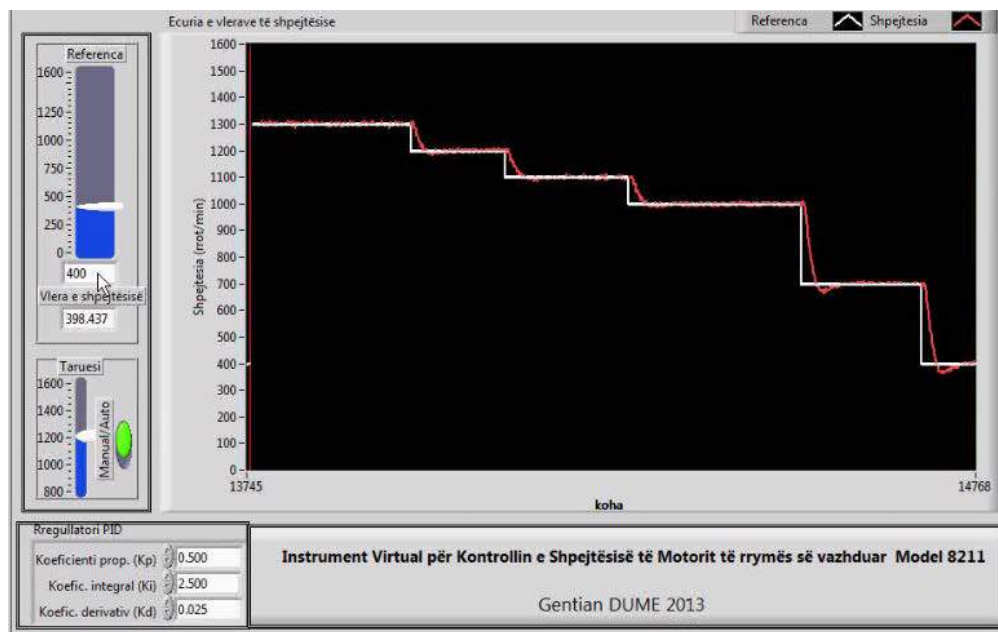


Fig. 4.50. Paneli frontal i Sistemit të kontrollit të shpejtësisë gjatë zbritjes shkallë të vlerës së referencës

Nga eksperimenti u vu re se gabimi në gjendje të stabilizuar bëhej zero, e cila është shumë e rëndësishme për specifikat e këtij punimi.

Ajo, që është e rëndësishme të theksohet, është fakti se simulimi i rregullatorit PID shërbeu për të krijuar një ide se kush është zona ku presim që të ndodhen vlerat e koeficientëve. Natyrisht që nuk është e thënë se këto janë koeficientët më të mirë, që mund të zgjidhen. Ata mund t'i ndryshojmë disi edhe gjatë kohës së ekzekutimit të algoritmit të kontrollit. Gjithësesi për rastin në fjalë nuk po i ndryshojmë këto vlera, sepse rezultatet janë të kënaqshme dhe përmbushin specifikën kryesore, që gabimi i shpejtësisë në gjendje të stabilizuar $\varepsilon_n \leq 0,4\%$.

Edhe nga krahasimi i rezultateve të simulimeve për ngacim shkallë në rritje të vlerës së shpejtësisë (fig. 4.51) me provat eksperimentale (fig.4.52) të testimit të sistemit të kontrollit në kohë reale të MRVEPav. 8211 për rastin, kur rrisim me shkallë referencën, vihet re një përputhje e kënaqshme e tyre. Gjithashtu siç shihet edhe në këtë rast, sistemi i kontrollit të shpejtësisë përgjigjet mjaft mirë.

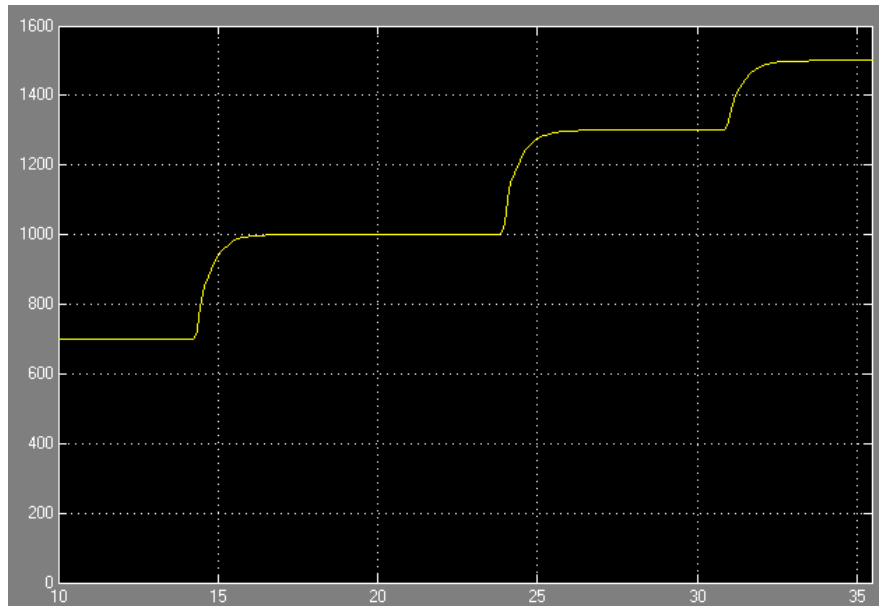


Fig. 4.51. Simulimi në Matlab/Simulink i sistemit të kontrollit të shpejtësisë gjatë rritjes shkallë të vlerës së referencës

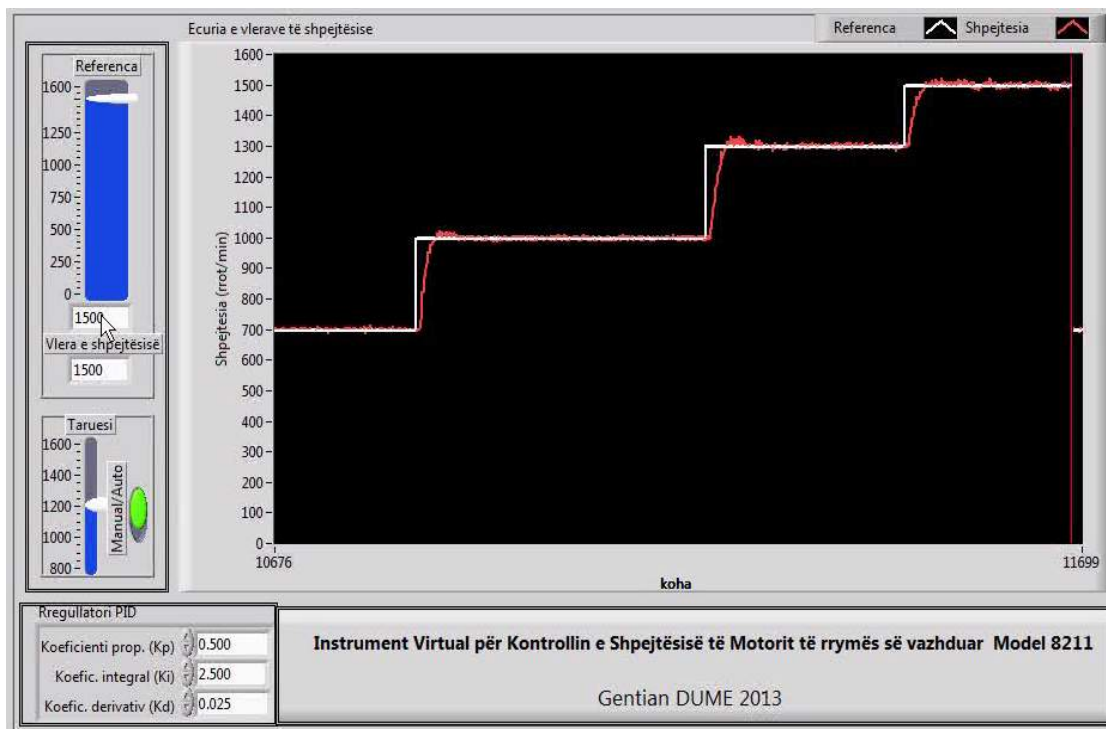


Fig. 4.52. Paneli frontal i Sistemit të kontrollit të shpejtësisë gjatë ngjitjes shkallë të vlerës së referencës

Të njëjtat gjëra, që u thanë për rastin e zbritjes shkallë vlejné edhe për ndyshime në rritje. Vihet re se (nga vlerat e regjistruara) për shpejtësi nominale 1500 rrot/min, një gabim në gjendje të stabilizuar prej $\Delta n = 2.93 \text{ rrot/min}$ apo $0.195\% < 0.2\% \div 0.4\%$, rezultat ky që na intereson për sistemin e kontrollit të GS.

Në figurën 4.53 paraqitet eksperimenti ku MRVEPav. 8211 po punon me shpejtësi nominale dhe fillimish ulim në minimum rrymën e eksitimit të GS 8241 me anën e një reostati me vlerë 500Ω. Shihet se vlera e shpejtësisë së motorit rritet në 1520 rrot/min dhe rregullatori e kthen tek vlera e mëparshme në më pak se 1,3 sek. Më pas doreza rrotullohet në krahun tjetër dhe eksitimi merrë vlerë maksimale. Shihet se vlera e shpejtësisë zvogëlohet në vlerën 1497 rrot/min dhe më pas rregullatori, për rreth 2.6 sek., arrin ta kthejë në vlerën nominale (matjet janë kryer grafikisht mbi instrumentin virtual).

Pra, me këtë eksperiment del qartë ndikimi rrymës së eksitimit të GS tek momenti mekanik në bosht të motorit dhe si rrjedhim edhe tek shpejtësia e tij. Pavarësisht se nuk do ta marrim parasysh efektin e ndërsjelltë, kur të identifikohet modeli matematik të kanalit: tension eksitimi i GS - tension i fazë së statorit GS, ky ndikim do të dali në pah.

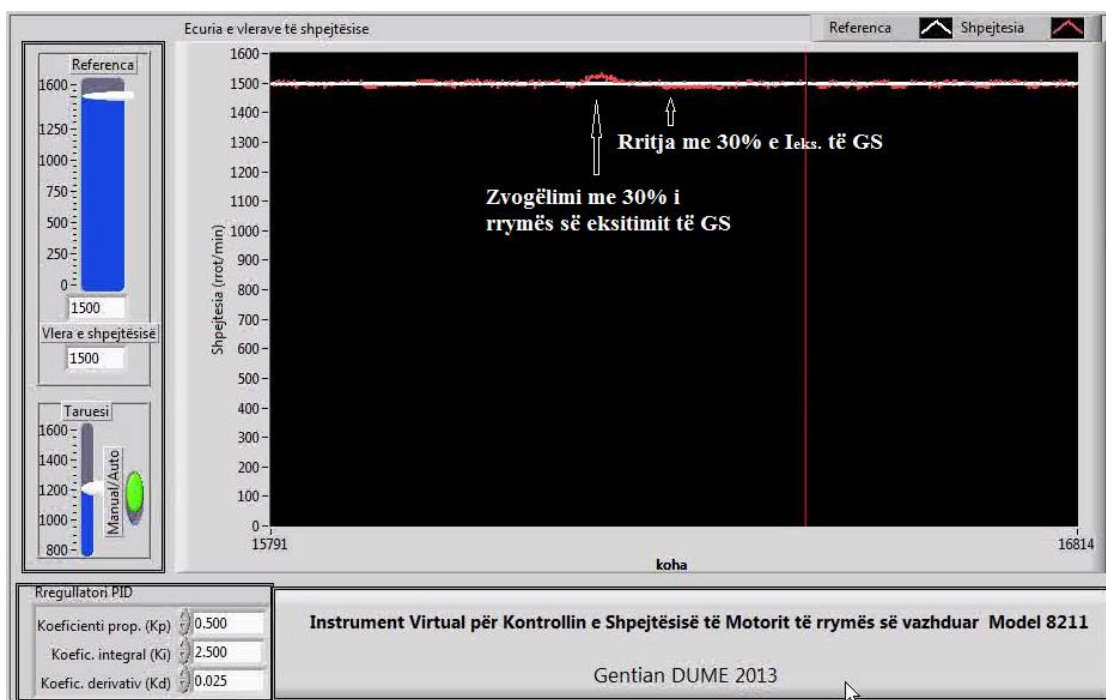


Fig. 4.53. Paneli frontal i Sistemit të kontrollit të shpejtësisë për zvogëlim dhe rritje të rrymës së eksitimit të GS 8241

Një eksperiment tjetër interesant është ky, i dhënë në figurën 4.54. Ndërkohë që motori po punon me shpejtësi nominale, duke rrotulluar reostatin seri me përshtjellën e eksitimi të motorit me vlerë 1000 Ω, rryma e eksitimit u rrit me 20%. Vihet re se vlera e shpejtësisë bie në 1382 rrot/min.

Ndërkohë që rregulatori nuk është në gjendje të rrisë shpejtësinë, sepse ekzekutuesi është saturuar dhe nuk mund ta rrisë më tej tensionin e ushqimit të induktit. Më pas, zvogëlimi i rrymës së eksitimit në vlerën e mëparshme bën, që vlera e shpejtësisë të kalojë me 2 rrot/min vlerën nominale. Në këtë moment hyn në punë rregulatori duke ulur tensionin ushqyes të induktit dhe duke sjellë shpejtësinë në vlerën nominale.

Pavarësisht se ekzekutuesi u saturua, kjo nuk na shqetëson, sepse rritja (ndryshimi) e rrymës së eksitimit të MRVEPav. nuk do të jetë pjesë e këtij studimit dhe si e tillë kjo situatë nuk mund të ndodhë.

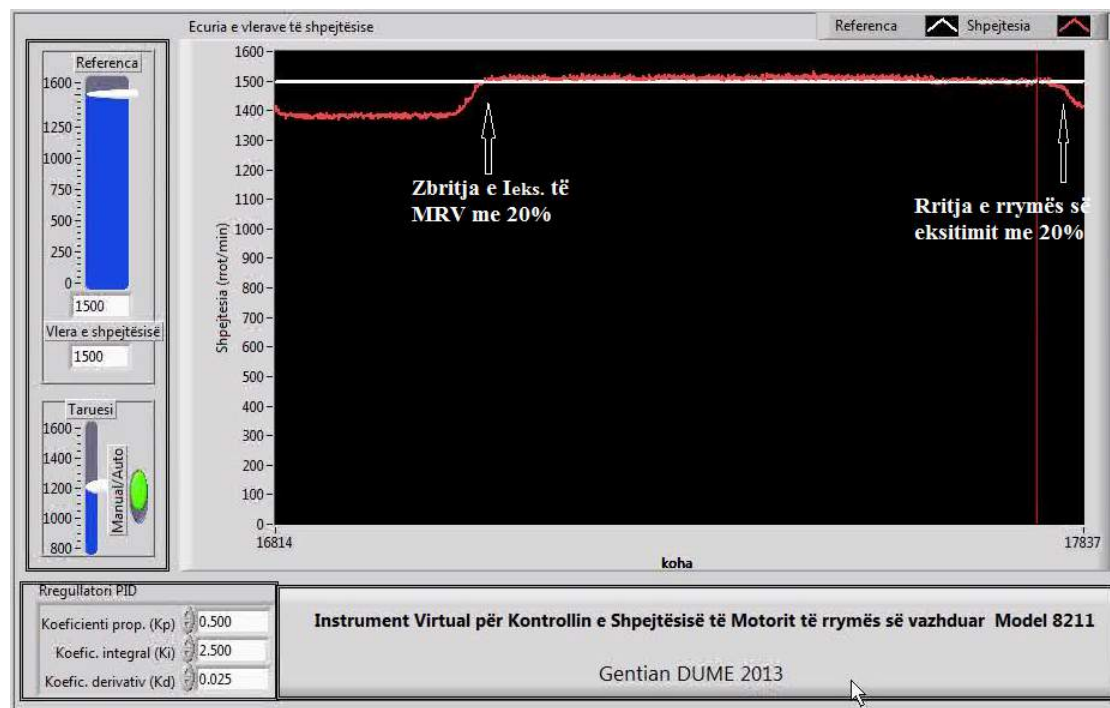


Fig. 4.54. Paneli frontal i Sistemit të kontrollit të shpejtësisë për rritje dhe zvogëlim të rrymës së eksitimit të MRVEPav. 8211

Pasi sistemi i kontrollit të shpejtësisë u testua me sukses, u përmirësua ndërfaqja me përdoruesin dhe u shtuan disa elementë të tjerë. Në figurën 4.55 jepet versioni final i këtij instrumenti virtual, ku siç shihet janë shtuar:

1. Indikatorit për vlerën e gabimit të kontrollit të shpejtësisë dhe grafiku i ecurisë së vlerave të gabimit në lidhje me kohën.
2. Potenciometri me rrëshqitës për kalibrimin e shpejtësisë në kontur të hapur
3. Çelës për të kaluar nga regjim manual në automatik (futje e rregullatorit)
4. Butoni Stop për ndalim e programit nga paneli frontal.

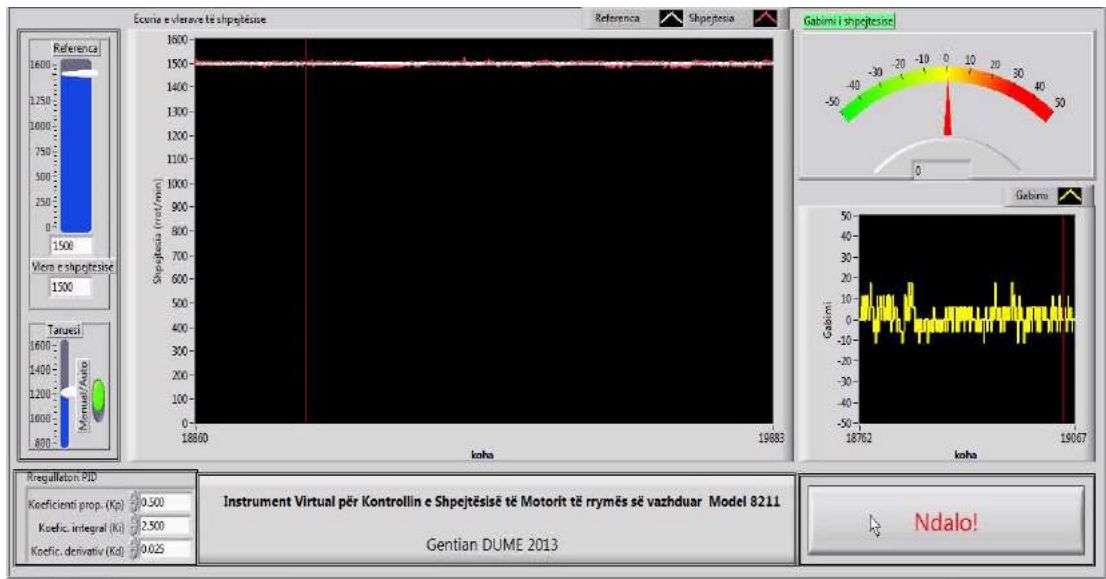


Fig. 4.55. Paneli frontal i Sistemit të kontrollit dhe monitorimit të shpejtësisë të MRV 8211

Siç ilustruhet, fillimisht po punohet me shpejtësi nominale në kontur të hapur. Për vlerë të referencës 1500rpm/min lëvizet taruesi derisa të shihet se vlera e shpejtësisë u barazua me referencën. Pastaj butoni **Manual/Auto** ngrihet lart dhe menjëherë hyn në punë rregullatori PID.

Në figurën 4.56 jepet kodi grafik i këtij instrumenti, nga ku shihet se: të gjithë koeficientët e rregullatorit PID jepen nga ky instrument. Gjithashtu edhe ndalimi i procesit në të dy kompjuterat bujtës/objekt bëhet po nga ky program kompjuterik.

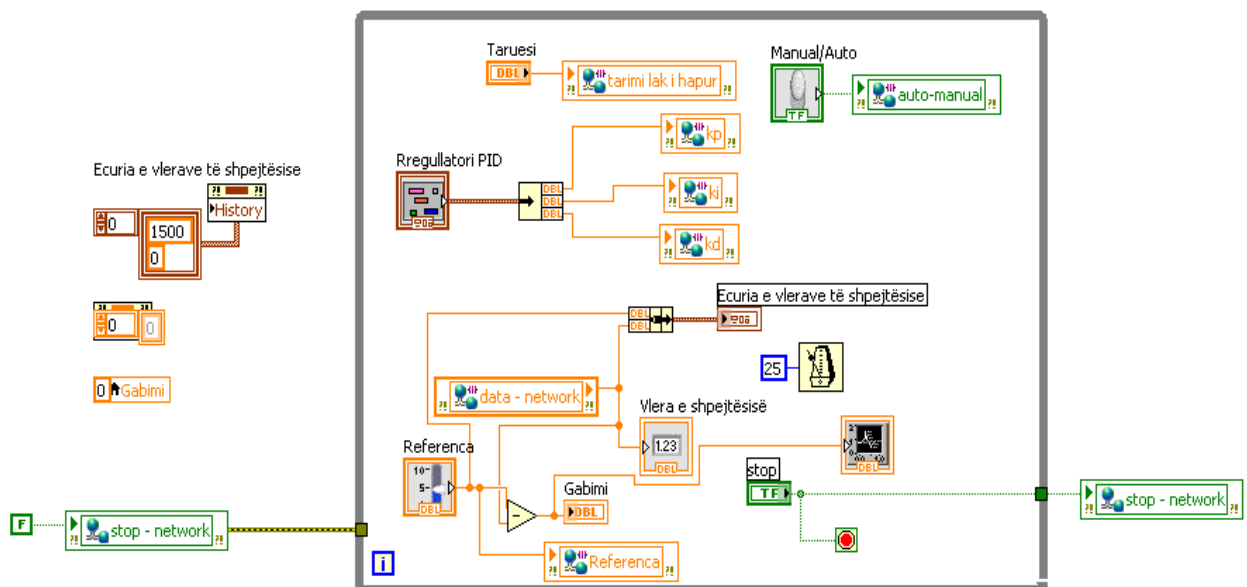


Fig. 4.56. Kodi grafik i Sistemit të Kontrollit dhe Monitorimit të Shpejtësisë të MRV 8211

4.4 Identifikimi eksperimental i funksionit transmetues të gjeneratorit sinkron model 8241 me ndihmën e softit LabVIEW

Në paragrafin 2.3.1 u përmend se tensioni në bornat e gjeneratorit dhe fuqia reaktive e tij përcaktoheshin nga gjendja e eksitimit. Pra, për të rregulluar tensionin në borna, duhet të ndryshojmë vlerën e rrymës së pësjtjellës së eksitimit të GS.

Identifikimi i funksionit transmetues të gjeneratorit sinkron model 8241 ka të bëjë me përcaktimin e varësisë së tensionit të fazës së gjeneratorit nga tensioni i eksitimit për hyrje shkallë rreth pikës së punës për regjim nominal (për rrymë eksitimi nominale).

Identifikimi do të bëhet në mënyrë të ngjashme me nxjerrjen e funksionit transmetues të motori të rrymës së vazhduar model 8211 (shih paragrafin 4.2.2.4).

Identifikimi eksperimental i modelit matematik do të bëhet për grupin: karta D/A- Bllok fuqie- GS.- Dhënës tensioni LEM - vonesat hyrje dalje nga instrumenti virtual (sistemi i hapur). Në figurën 4.57 ilustron skematikisht eksperimenti i përfutimit të përgjigjes kalimtare $U_s=f(t)$ të GS 8241 për hyrje shkallë.

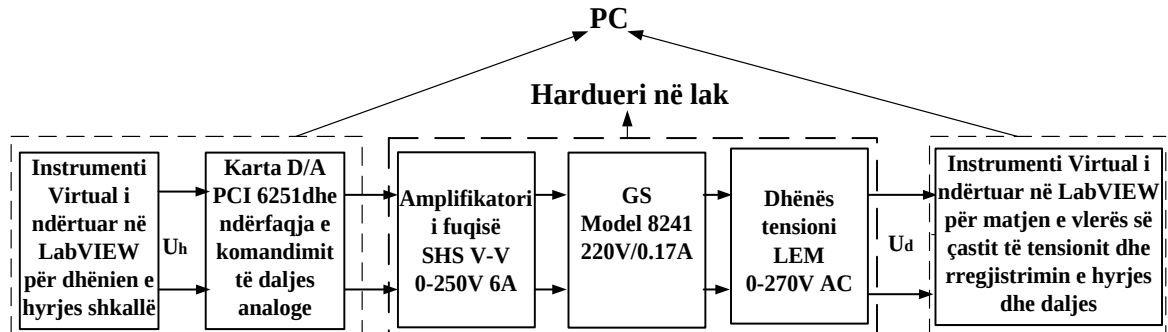


Fig. 4.57. Skema e eksperimentit për përfutimin e modelit matematik të sistemit të hapur të GS 8241

Për zhvillimin e eksperimentit fillimisht u ndërtua një program në softin LabVIEW dhe u konfigurua një dalje e kartës PCI 6251, që të mund të gjeneronte një tension analog të vazhduar në kufijtë 0-2V. Ky tension jepet në bllokun e MGJI-së të SHS V-V, i cili përcakton edhe gjerësinë e impulseve të bllokut në fjalë. Vlerën e gjeneruar e shohim gjatë kohës së ekzekutimit të programit në LabVIEW tek doreza virtuale në panelin frontal të aplikacionit (shihni **shtojçën A** të këtij punimi për më shumë informacion mbi përdorimin e softit LabVIEW).

Nga eksperimente paraprake është konstatuar se për ngarkesë aktive trefazore në bornat e gjeneratorit 0.6 nj.r. dhe për frekuencë nominale 50Hz,

për të marrë një tensioni nominal 220V në bornat e gjeneratorit, pështjella e tij e eksitimit duhet të ushqehet nga shndërruesi statik me rrymë të vazhduar 0,31A.

Gjeneratori u vendos në të njëjtat kushte dhe kur po punonte me frekuencë nominale dhe me ngarkesë aktive 0.6 nj.r., u lëviz doreza virtuale në programin e ndërtuar në ambientin LabVIEW derisa u lexua rryma 0,22A dhe tensioni 206,2V. Vlera e dorezës rezultoi 0,68764. Më tej u rrit vlera e dorezës në program derisa u mor rryma 0,25A. Tension i lexuar nga një voltmetër numerik rezultoi 215V, ndërsa vlera e dorezës 0,70112. Në mënyrë të ngjashme u mor rryma 0,28A, tensioni 228V dhe vlera e dorezës rezultoi 0,73221. Së fundi u rrotullua doreza djathtas derisa u mor rryma 0,33A (më e madhe se vlera nominale), tensioni rezultoi 241V dhe vlera e dorezës në program ishte 0,81246.

Pas kësaj eksperimenti u ndërpre dhe u ndërtua një program në LabVIEW, i cili pasi gjeneratori është eksituar me një vlerë rryme të caktuar, të lejon që në një moment të caktuar, të jepet një diferencë shkallë midis dy prej vlerave të përcaktuara më parë dhe ndërkohë regjistron daljen, që vjen nga matësi virtual i tensionit. Si vlera u zgjodhën ato, që i përgjigjen një tensioni në dalje midis vlerave 206,2V dhe 241V.

Në figurën 4.58 jepet varësia e vlerave të çastit të tensioni në lidhje me kohën për hyrje shkallë të tensioni të eksitimit, kur rryma e eksitimit ndryshon nga 0,71 nj.r. (0,22A) në 1,06 nj.r. (0,33A). Karta konvertuese A/D është konfiguruar të kampionojë me 10kS/sek.

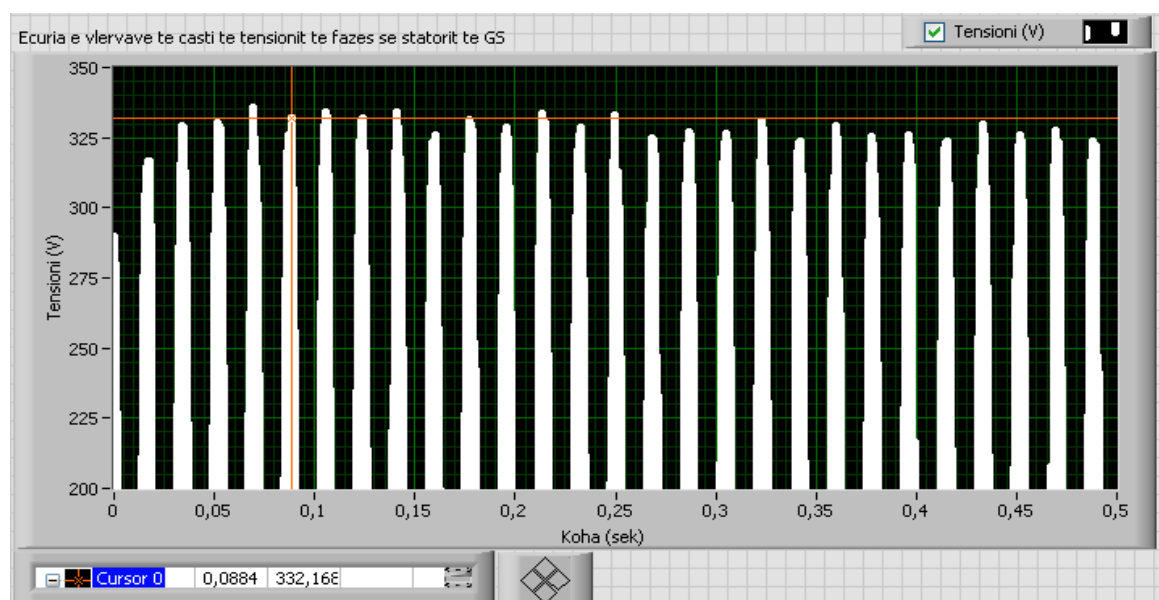


Fig. 4.58. Përgjigja shkallë për tensionin e fazës së GS model 8241 për ndryshim të rrymës së eksitimit të tij me 0.35 nj.r. dhe ngarkesë aktive simetrike 0,6 nj.r., dhe $f=50$ Hz

Në këtë figurë paraqitet vetëm pjesa pozitive e vlerave të tensionit. Vihet re se procesi kalimtar ka një rritje aperiodike për katër ciklet e para (rreth 80ms) e më pas me një luhatje periodike.

Siç shihet, ndryshimet e vlerës së tensionit janë tepër të shpejta. Për këtë arsye, në programin e ndërtuar në LabVIEW për identifikimin e modelit nuk u llogarit vlera efektive e tensionit, sepse do të duhej një kohë për pocesimin e disa cikleve dhe nuk do të regjistroheshin vlerat e dëshiruara.

Më tej pas përfundimit të eksperimentit rezultatet u përpunuan dhe u përcaktua varësia e amplitudës së tensionit nga koha. Në figurën 4.59 ilustron kjo varësi.

Duke ditur se çdo cikël është sinusoidal, atëherë duke pjestuar vlerën e amplitudës me rrënjën katrore të numrit 2, merren për çdo cikël vlerat efektive të tensionit në bornat e statorit të gjeneratorit sinkron.

Më tej u përdor i njëjti instrument virtual i ndërtuar për MRVEPav. 8211, që vlerëson modelin matematik të objektit të rregullimit duke patur si të dhëna: formën e sinjalit në hyrje, formën e përgjigjes në dalje dhe frekuencën e kampionimit. Paneli frontal i këtij instrumenti, për eksperimentin e identifikimit të modelit të gjeneratorit sinkron, jepet në figurën 4.60, ndërsa kodi grafik i këtij instrumenti jepet në figurën 4.61.

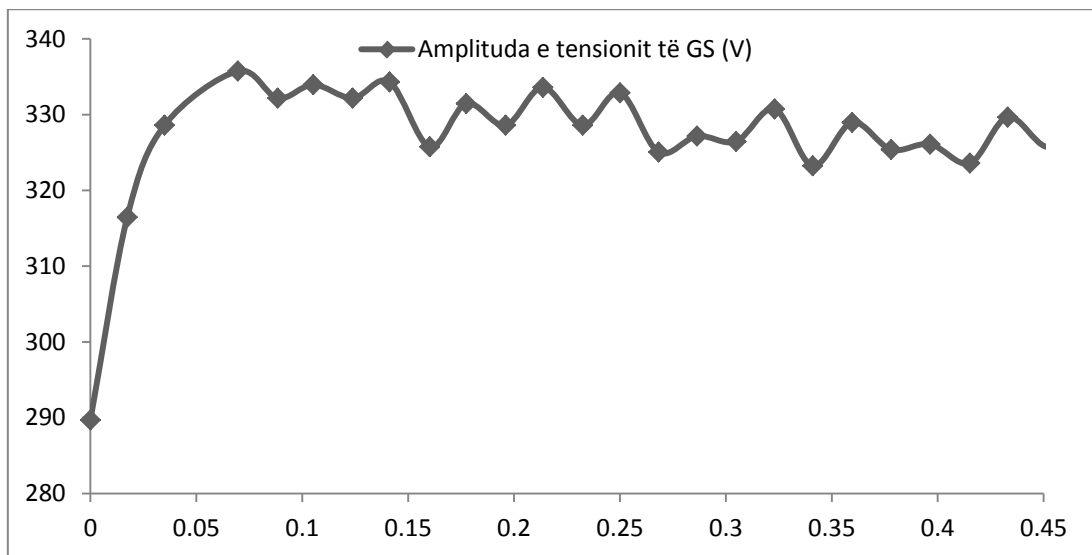


Fig. 4.59. Amplituda e tensionit të fazës së GS model 8241 për ndryshim të rrymës së eksitimit të tij me 0.35 nj.r. dhe ngarkesë aktive simetrike 0,6 nj.r. dhe $f=50$ Hz

Në grafikun e mëposhtëm (fig. 4.60) jepet lakorja e përgjigjes shkallë për ndryshim shkallë të tensionit të eksitimit (me ngjyrë të verdhë) dhe lakorja, që i përgjigjet modelit matematik (lakorja me ngjyrë të kuqe) të identifikuar nga programi i ndërtuar në softin LabVIEW.

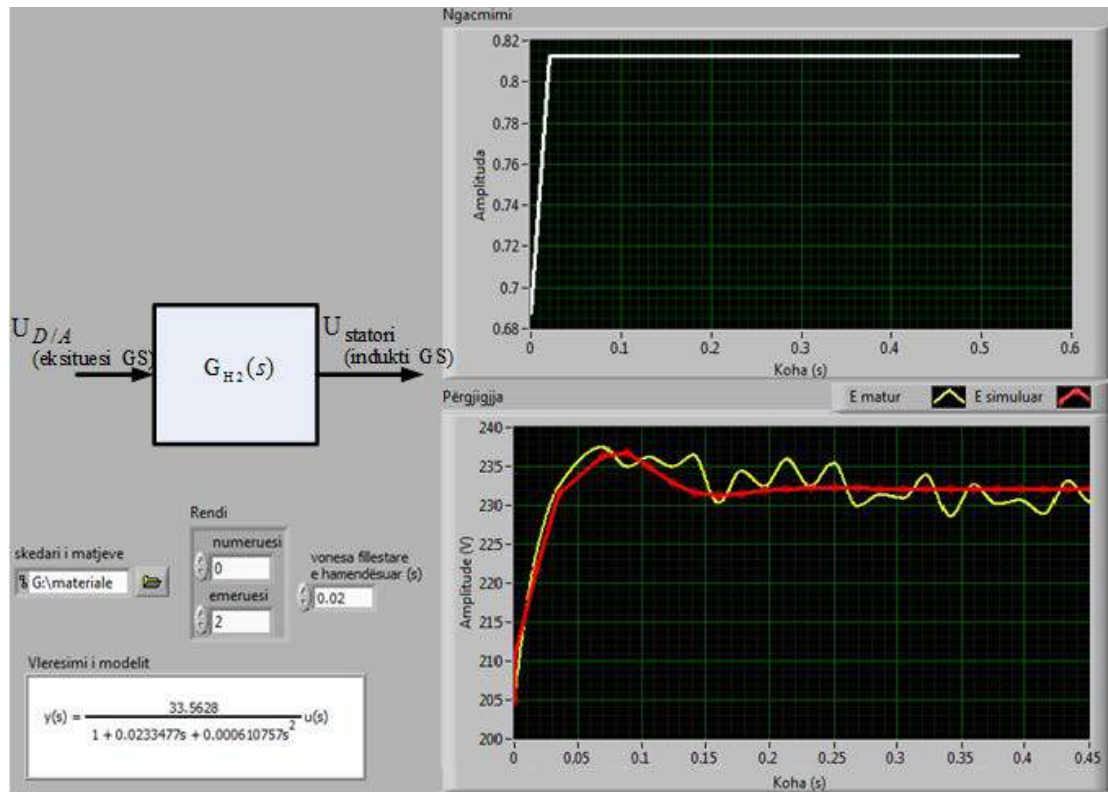


Fig. 4.60. Paneli frontal i instrumentit virtual për vlerësimin e modelit të kanalit *tension eksitimi i GS - tension efektiv i fazës së statorit*

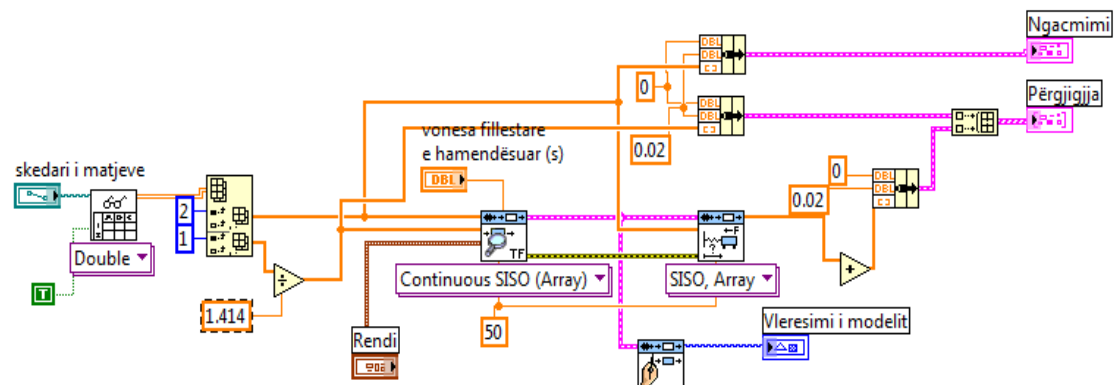


Fig. 4.61. Bllokskema e instrumentit virtual për vlerësimin e modelit të kanalit *tension eksitimi i GS - tension efektiv i fazës së statorit*

Siç shihet edhe nga paneli frontal, funksioni transmetues i llogaritur është:

$$G_{\text{eksh}}(s) = \frac{33,563}{1 + 0,0233s + 0,00061s^2} \quad (4.29)$$

Duke shumëzuar numëruesin e (4.29) me $1/\Delta U_{\text{eksp}}$ ($\Delta U_{\text{eksp.}} = 241 - 206 = 35\text{V}$) marrim funksionin transmetues të sistemit të hapur në formën:

$$G_{\text{eksh}}(s) = \frac{0,958}{1 + 0,0233s + 0,00061s^2} \quad (4.30)$$

4.4.1 Projektimi i rregullatorit për kontrollin e tensionit me ndihmën e softuerit LabVIEW

Në figurën 4.62 jepet bllokskema funksionale e sistemit të kontrollit të tensionit të GS model 8241. Konturi u hap tek lidhja e kundërt, pak para nyjes shumëre dhe për të u zhvillua eksperimenti për identifikimin e modelit matematik.

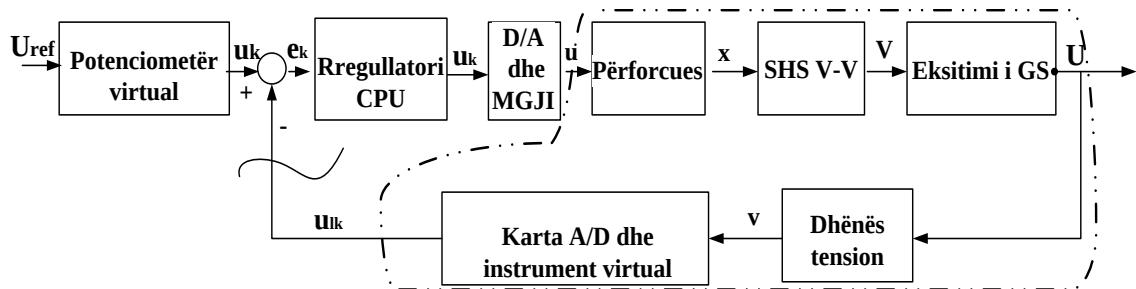


Fig. 4.62. Bllokskema funksionale e sistemit të kontrollit të tensionit të gjeneratorit sinkron me ndihmën e LabVIEW

Nga eksperimenti i identifikimit të funksionit transmetues të sistemit të hapur (kanalit **tension eksitim - tension në bornat e GS**), për shpejtësi të pandryshuar në rotorin e tij ($n=1500$ rrot/min), shihet se sistemi është me vetëekuilibrim. Por sistemi është numerik dhe ka vonesa. Duke qenë se për një vonesë të caktuar, një sistem i qëndrueshëm mund të bëhet i paqëndrueshëm, lind nevoja e studimit të qëndrueshmërisë për sistemin me modelin matematik të identifikuar.

Edhe në këtë rast, studimi do të bëhet përsëri në rrafshin “s”. Më tej, nëse do të jetë e nevojshme, do të bëhet korrektimi i koeficientëve në rrafshin “z”.

Koha e kampionimit T_s do të jetë 20ms. Zvogëlimi i mëtejshëm i periodës së kampionimit kufizohet nga koha, që kërkohet për matjen e vlerës efektive të tensionit në bornat e GS. Duke qenë se frekuenca e tensionit do të jetë rreth 50Hz, atëherë programit do t'i duhen të shumtën 10÷12ms (e provuar eksperimentalisht), që të mund të nxjerrë amplitudën e tensionit, nga vlerat e marra nga dhënësi i tensionit dhe si rrjedhim edhe vleftën efektive të tij, vlerë kjo që do të futet tek algortimi i kontrollit.

Për studimin e qëndrueshmërisë së sistemit, u shfrytëzua i njëjti instrument virtual, i cili u përdor edhe tek studimi i qëndrueshmërisë për MRVEPav. 8211. Paneli frontal i këtij instrumenti gjatë studimit të qëndrueshmërisë, për këtë funksion transmetues, jepet në figurën 4.63.

Nga një vështrim mbi panelin frontal të instrumentit virtual, vihet re se KAF pret dy kuadrante dhe nuk e përfshin pikën me koordinata $(-1;j0)$, gjë që tregon se sistemi është i qëndrueshëm (kriteri Nyquist).

Rritja e mëtejshme e vonesës nuk e bën sistemin të paqëndrueshëm. Vihet re gjithashtu se rrënjët e ekuacionit karakteristik $F(s)=0$ janë të konjuguara komplekse. Shihet gjithashtu se VGJR shkon nga polet në drejtim të ∞ për koeficient proporcional të sistemit të mbyllur. Pra sistemi nuk bëhet i paqëndrueshëm për çdo vlerë të k_p .

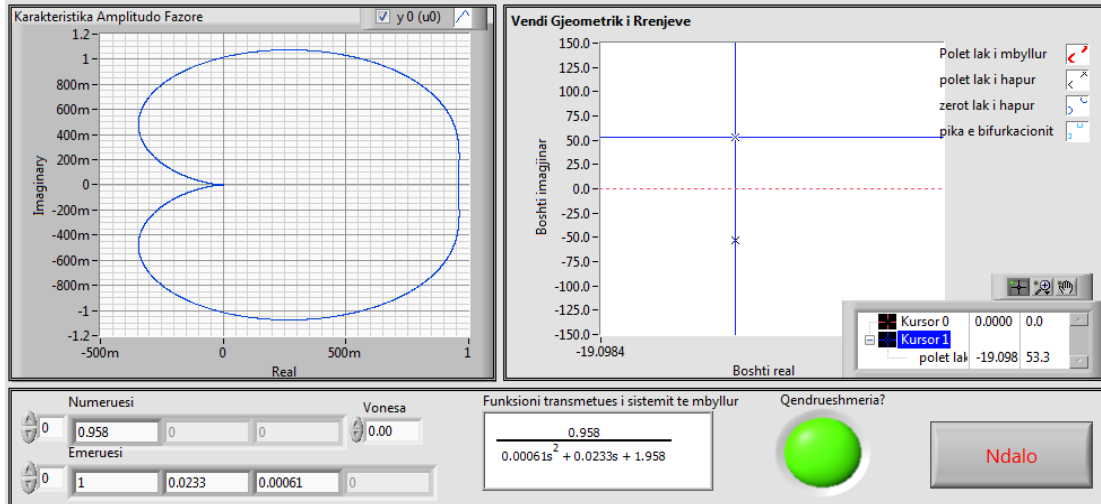


Fig. 4.63. Studimi i qëndrueshmërisë së sistemit të kontrollit të GS 8241

Gjithashtu vihet re se sistemi llogaritet si i qëndrueshëm nga ky program, sepse shihet që indikatori ka marrë ngjyrë të gjelbërt. Kjo gjë edhe pritej duke patur parasysh se sistemi i hapur ishte me vetëekuilibrim, nga forma e përgjigjes kalimtare shkallë, të vëzhguar gjatë eksperimentit të identifikimit të modelit.

Le të ndërtojmë përgjigjen shkallë të sistemit të mbyllur për kontrollin e tensionit të GS në ambientin Matlab (fig. 4.64).

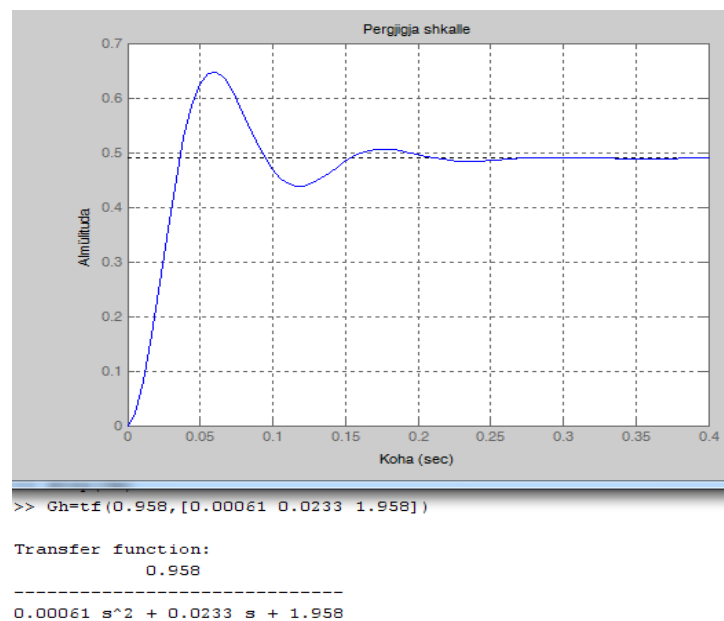


Fig. 4.64. Përgjigja shkallë e sistemit të mbyllur të kontrollit të GS 8241 pa rregullator

Siç vihet re, sistemi i mbyllur stabilizohet për një kohë rreth $t_s=0,27s$, ka një mbirregullim $m_r=40\%$ dhe gabim në gjendje të stabilizuar $\varepsilon=50\%$ (vlera e tensionit stabilizohet tek $0,5U_n$). Pra, siç shihet, treguesit e cilësisë nuk plotësohen. Duhet së paku një veprim integrues për ta bërë gabimin në gjendje të stabilizuar zero. Pra duhet të bëhet sinteza e rregullatorit për të përfutur treguesit e cilësisë të dëshiruar, të cilët do të vendosen në paragrafin në vijim.

4.4.2 Sinteza e rregullatorit të tensionit me ndihmën e softit LabVIEW

Duke vëzhguar përgjigjen kalimtare shkallë nga figura 4.64 duket se sistemi i mbyllur nuk i plotëson treguesit e cilësisë (mbajtjen e tensionit në vlerën nominale). Në vijim do të fusim në kontur një rregullator (RAT), për të përfutur edhe treguesit e cilësisë, që do të specifikohen në vijim.

Për vendosjen e specifikimeve do të merren disa të dhëna nga një objekt rregullimi konkret, i cili është në punë në një hidrocentral në Dardhë të Korçës.

Të dhënat e gjeneratorit janë: Model GCBHc-146L, $S_n=2650kVA$, $P_n=2385kW$, $U_n=6300V$, $f_n=50Hz$, $n_n=1000$ rrot/min [13].

Softueri ndërfaqësues me rregullatorin automatik të tensionit (RAT) është BESTCOMS DECS-200 [14].

Në figurën 4.65 jepet pamja nga ky program, nga ku shihet se vlera minimale për rregullimin e tensionit është vendosur 85% apo $U_{min}=0,85 \cdot 6268,27=5328V$ dhe vlerë maksimale të tensionit 110% ose $U_{maks}=1,1 \cdot 6268,27=6895,1V$.

Për projektimin e rregullatorit do të përdoret i njëjti instrument virtual, që u përdor në paragrafin 4.2.3.2. Në mënyrë të ngjashme do të zgjidhen edhe koeficientët e rregullatorit.

Në këtë rast është zgjedhur një mbirregullim prej 10% apo $U_{maks}=1,1U_n=1,1 \cdot 220=242V$ (110%). Koha e stabilizimit u zgjodh $t_r=0,13$ sek dhe gabimi në gjendje të stabilizuar $\varepsilon=2\%$.

Sinteza e rregullatorit të tensionit të GS do të bëhet me ndihmën e VGJR-së. Si fillim do të shtohet një pol në origjinën e sistemit koordinativ (rrafshi "s") me qëllim që gabimi në gjendje të stabilizuar të bëhet zero.

Vendosja e polit në origjinë rrit me 1 rendin e sistemit të kontrollit, që do të thotë se degët e VGJR-së (shih fig. 4.66) përkulen në drejtim gjysmëplanit pozitiv.

Për të kompensuar veprimin deformues nga e djathta e lakores së VGJR-së (gjysmëplanit në të djathtë të drejtëzë, që kalon nga polet e konjuguara të sistemit të hapur), do të shtojmë edhe një zero. Kjo zero do të vendoset në pikën me koordinata $(-70.2; j0)$. Në këtë mënyrë degët përkulen sërish nga e

majta prej efektit të zeros së shtuar. Do të shtohet gjithashtu një zero tjetër, pozicioni i të cilës do të specifikohet në varësi të treguesve të cilësisë për sistemin e mbyllur me rregullator.

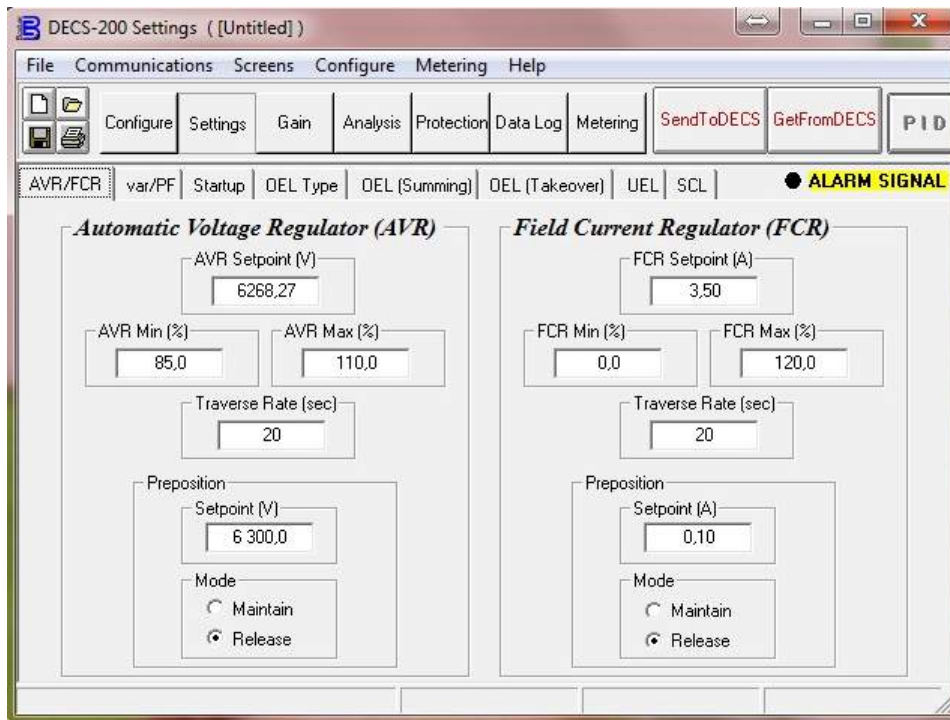


Fig. 4.65. Specifikimet për rregullatorin automatik të tensionit RAT nga softueri BESTCOMS DECS-200

Le të kthehemi edhe një herë tek funksioni transmetues i sistemit të hapur (shprehja 4.24). Në formë të përgjithshme do të kemi:

$$G_{\text{eksH}}(s) = \frac{k}{1 + T_1 s + T_2^2 s^2} = \frac{0,958}{1 + 0,0233s + (0,0247)^2 s^2}$$

Nga ku nxjerrim:

koeficienti i shuarjes $\xi = \frac{1}{2} \frac{T_1}{T_2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{0,0233}{0,0247} = 0,4717$

frekuenca natyrore $\omega_0 = \frac{1}{T_2} = \frac{1}{0,0247} = 40,48 \text{ rad / sek}$

Duke shkruar shprehjen (4.30) në një formë ndryshe dhe duke barazuar emëruesin me zero (ekuacioni karakteristik), marrim polet e sistemit të mbyllur pa rregullator.

$$F(s) = 1 + \frac{2\xi}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2} s^2 \Rightarrow s_{1,2} = -\omega_0 \xi \pm \omega_0 \sqrt{\xi^2 - 1} \quad (4.31)$$

Pra rrënjët e ekucionit karkarakteristik (polet e sistemi të mbyllur) janë $s_{1,2} = -19 \pm j35,7$.

Për të zvogëluar kohën e qetësimit nga $t_s = 0,27s$ (fig.4.64) në $t_s = 0,13s$ duhet që të rritet frekuenca e oshilimeve të sistemit. Kjo arrihet duke zvogëluar

koeficientin e shuarjes për polin dominant nën vlerën, që ka sistemi pa rregullator. Në shumë literatura rekomandohet që $\xi \in [0,3; 0,7]$. Po zgjedhim vlerën $0,38 < 0,4717$ e llogaritur.

Tani llogarisim frekuencën e oshilimeve ω_n për polin e dëshiruar s_d :

$$t_s = \frac{3}{\xi \omega_n} \Rightarrow \omega_n = \frac{3}{\xi t_s} = \frac{3}{0,38 \cdot 0,13} = 60,7 \text{ rad / sek}$$

Çift i poleve i konjuguar i dëshiruar do të jetë i vendosur në pozicionin:

$$s_{d1,2} = -\omega_n \xi \pm j \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} = 23 \pm j 56,14$$

Duke ndërtuar VGJR-në e sistemit (fig. 4.66), të cilit i është shtuar një pol në origjinë $s_{p1}(0; j0)$ dhe një zero në $s_{z1}(-70,2; j0)$, vihet re se poli i dëshiruar nuk kalon nga lakorja derisa arrihet $k_{kr}=1,27$.

Pra siç u parashikua më parë duhet shtuar edhe një zero tjetër, së cilës duhet t'i përcaktojmë vendodhjen në boshtin real të rrafshit "s".

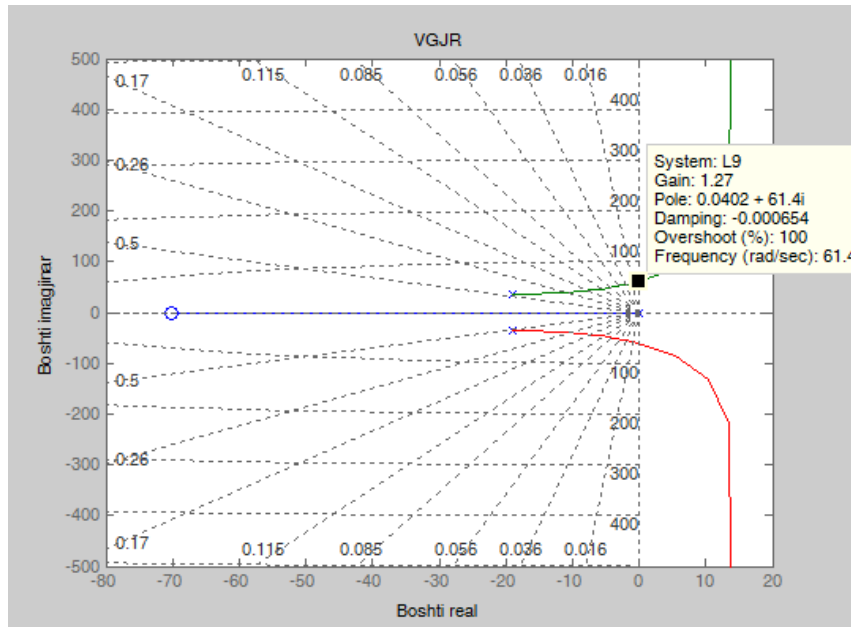


Fig. 4.66. VGJR për sistemin me një pol në $(0; j0)$, një zero $(-70,2; j0)$ dhe një çift polesh të konjuguar në $(19; j35,7)$

Kontributi i secilit pol dhe zero tek pika ku duam të kalojë VGJR është (fig. 4.67):

$$\angle(s_d + p_1) = 90^\circ + \arctg \frac{23}{56,14} = 112,28^\circ$$

$$\angle(s_d + p_2) = 90^\circ + \arctg \frac{23-19}{56,14-35,7} = 101,09^\circ$$

$$\angle(s_d + p_3) = 90^\circ + \arctg \frac{23-19}{56,14+35,7} = 92,49^\circ$$

$$\angle(s_d + z_1) = \arctg \frac{56,14}{70,2-23} = 49,94^\circ$$

Duke zbatuar shprehjen:

$$\angle(s_d + z_{rreg.}) = 180^\circ - \sum_{i=1}^m \angle(s_d + z_i) + \sum_{i=1}^n \angle(s_d + p_i) = \alpha_{rreg.} \quad (4.32)$$

Ilogarisim:

$$\alpha_{rreg.} = 180^\circ - 49,94^\circ + 112,28^\circ + 101,09^\circ + 92,49^\circ = 75,92^\circ$$

Meqë kemi një çift të konjuguar polesh të dëshiruara $\alpha = \pm 75,92^\circ$.

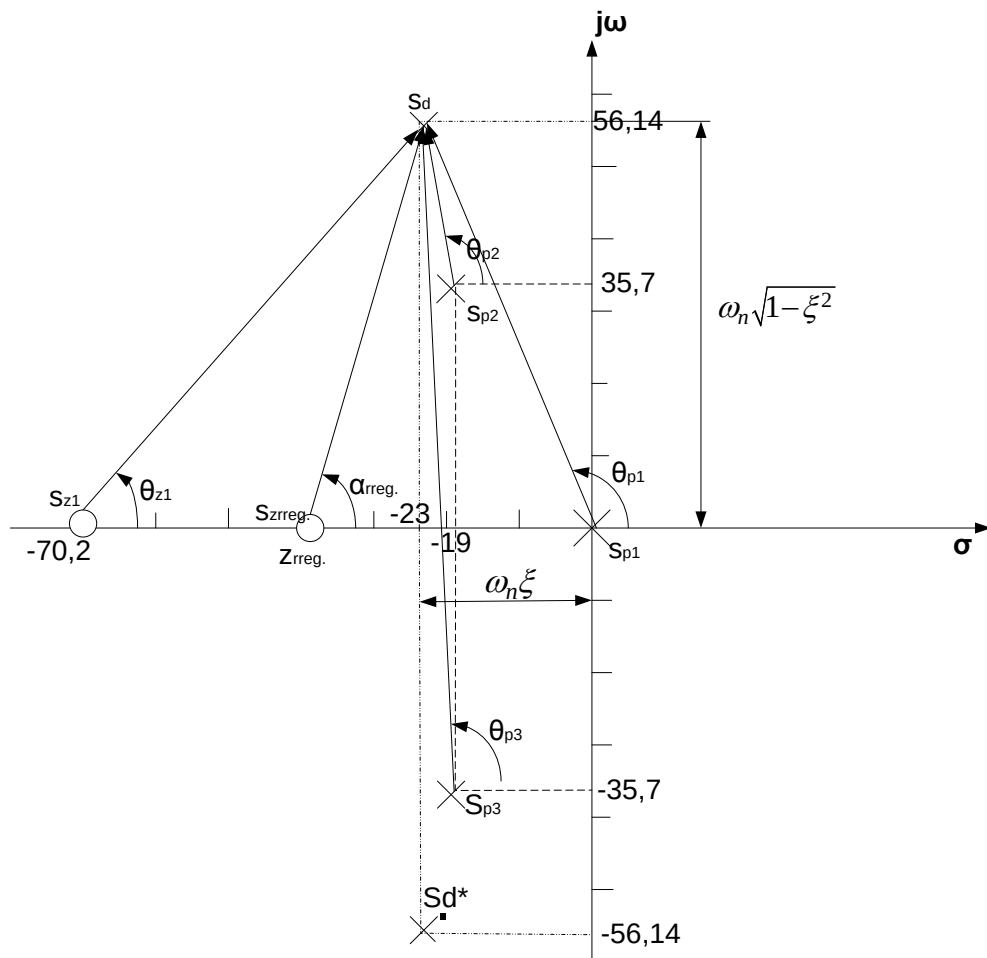


Fig. 4.67. Përcaktimi i vendodhjes së zeros së kompensatorit $z_{rreg.}$ për përfundimin e polit të dëshiruar s_d

Si përfundim, nga figura 4.67 mund të nxjerrim se $z_{rreg.}$ është:

$$z_{rreg.} = \frac{\omega_n}{\tan \alpha_{rreg.}} \left(\xi \tan \alpha_{rreg.} + \sqrt{1 - \xi^2} \right) \quad (4.33)$$

Duke zëvendësuar marrim:

$$z_{rreg.} = \frac{60,7}{\tan 75,92^\circ} \left(0,38 \cdot \tan 75,92^\circ + \sqrt{1 - 0,38^2} \right) = 37,14$$

Në fig. 4.68 jepet VGJR e sistemit të kompensuar. Vihet re se llogaritjet analitike përputhen me simulimin në ambientin Matlab. Poli i dëshiruar ndodhet mbi VGJR, Gjithashtu frekuenca dhe koeficienti i shuarjes përputhen me llogaritjet teorike.

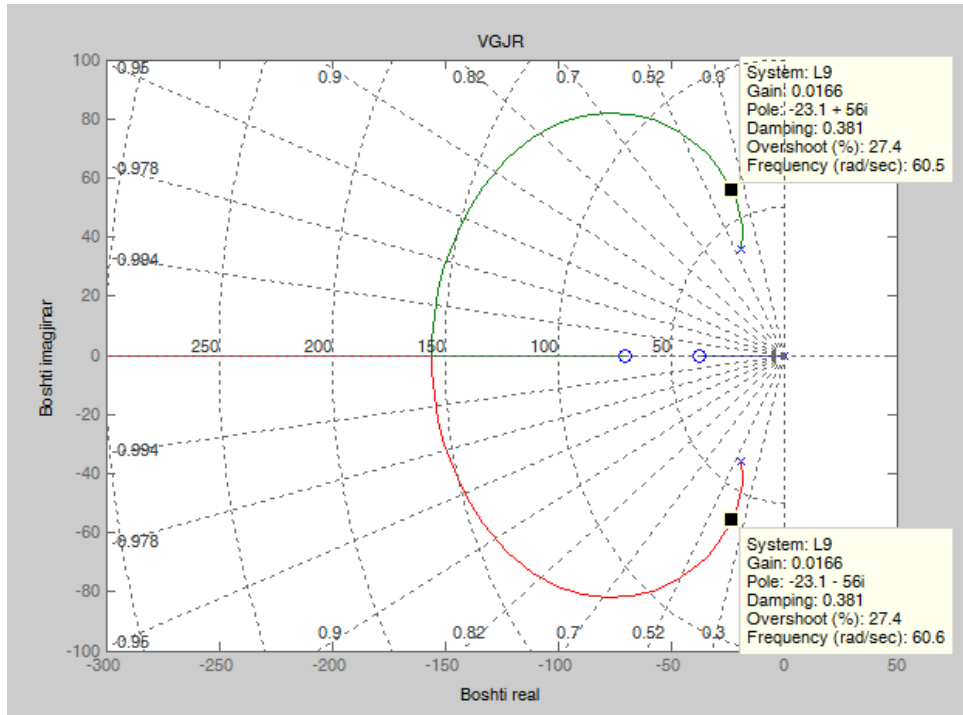


Fig. 4.68. VGJR e sistemit të kompensuar

Në përfundim të sintezës së kompensatorit do të llogaritet edhe koeficienti i tij proporcional k_p , duke u mbështetur tek rregulli i ndërtimit të VGJR-së për amplitudat:

$$K = \frac{\prod_{i=1}^n |s_d - p_i|}{\prod_{i=1}^m |s_d - z_i|} = \frac{|s_d - p_1| |s_d - p_2| |s_d - p_3|}{|s_d - z_1| |s_d - z_{rr}|} = \frac{60,9 \cdot 21,1 \cdot 92,2}{73,1 \cdot 57,74} = 28,07 \quad (4.34)$$

Duke e shkruar shprehjen (4.30) ndryshe, marrim:

$$G_{ekst}(s) = \frac{0,958}{1 + 0,0233s + 0,00061s^2} = \frac{1570,5}{s^2 + 38,2s + 1639,3} = \frac{1570,5}{(s + 19 + j35,7)(s + 19 - j35,7)}$$

Ndërkohë rregullatori i sintetizuar mund të jepet në formën:

$$G_{rreg.}(s) = \frac{K(s + 70,2)(s + 37,14)}{s} = \frac{K \cdot 70,2 \cdot 37,14(0,014s + 1)(0,026s + 1)}{s}$$

Si përfundim koeficienti proporcional k_p është:

$$k_p = \frac{28,07 \cdot 70,2 \cdot 37,14}{1570,5} = 46,62$$

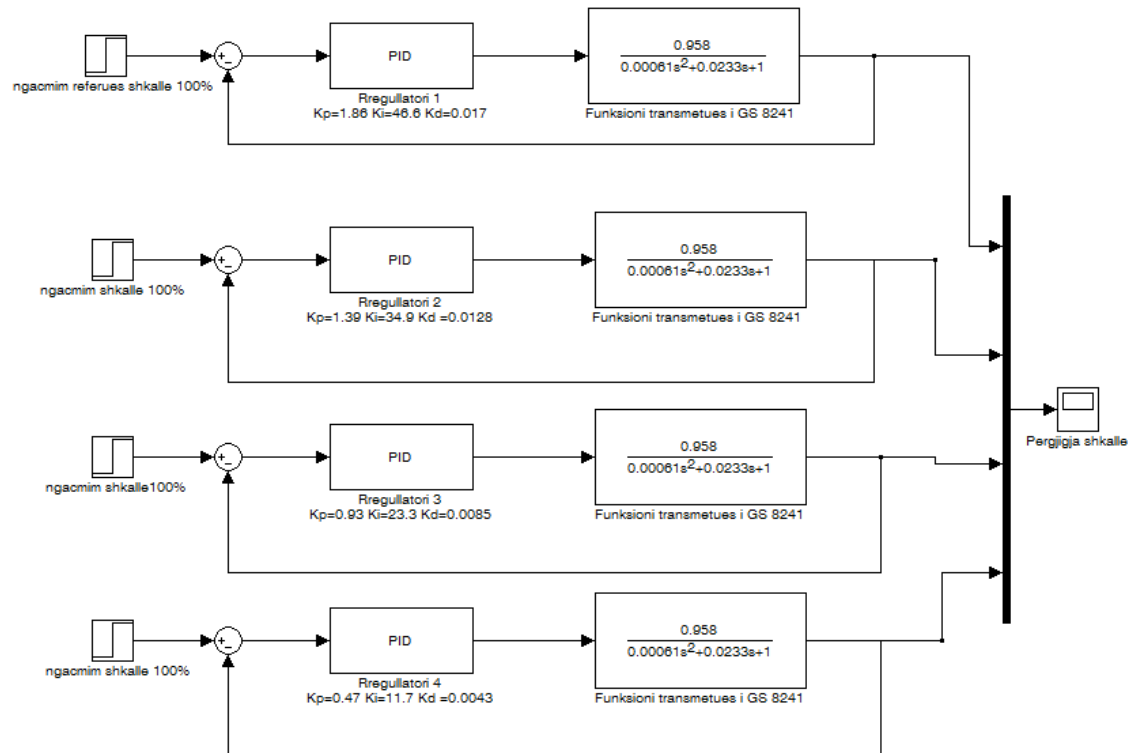
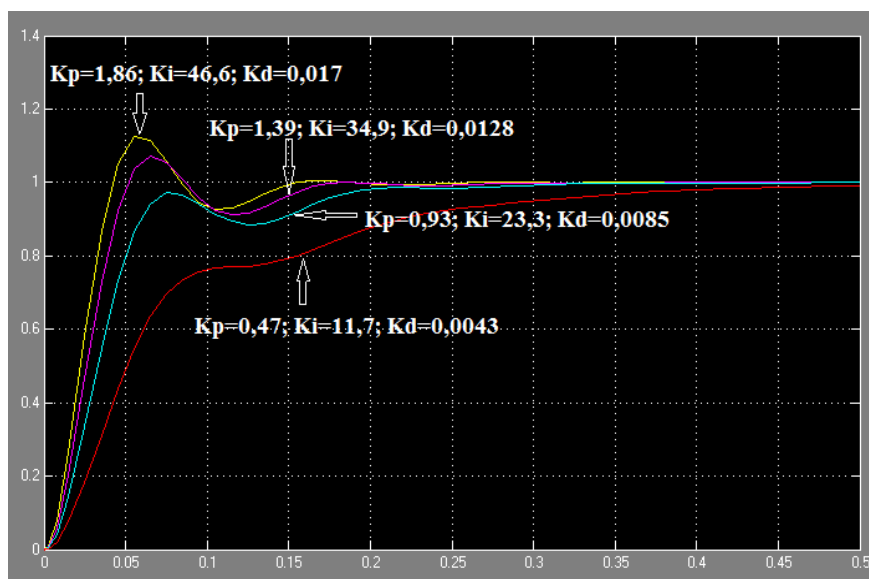
Rregullatori i sintetizuar është i tipit PID. Koeficientët e tij janë:

$$K_p=1,86; K_i=46,6, K_d=0,017$$

Në tabelën 4.4 jepen llogaritjet e koeficientëve (K_p , K_i dhe K_d) të rregullatorit PID për disa vlera të koeficientit proporcional K_p . Me këto vlera u ndërtuan në Matlab/Simulink bllokskemat e sistemit të mbyllur me rregullator PID (fig. 4.69) dhe u simuluan përgjigjet shkallë në lidhje me kohën (fig. 4.70).

Tabela 4.4. Koeficientët e rregullatorit PID (RAT)

K_p	$K_i = K_p / T_i$	$K_d = K_p T_d$
1,86	46,6	0,017
1,39	34,9	0,0128
0,93	23,3	0,0085
0,47	11,7	0,0043

**Fig. 4.69.** Bllokskema në Matlab/Simulink e sistemit të mbyllur me rregullator PID, për vlera të ndryshme të koeficientëve**Fig. 4.70.** Simulimi i përgjigjes shkallë të sistemit të mbyllur me rregullator RAT, për ndryshim të ngacimit referues me 100%, në Matlab/Simulink

Siç shihet përgjigja shkallë me ngjyrë të verdhë ka një mbirregullim $m_r=10\%$, kohë rregullimi $t_r=0,13\text{sek}$ ($\varepsilon_u<2\%$) dhe gabim në gjendje të stabilizuar $\varepsilon_u=0\%$. Pra, kriteret që u vendosën në fillim për kohën e rregullimit dhe gabimin në gjendje të stabilizuar u arritën me ndihmën e rregullatorit PID me koeficientë $K_p=1,86$; $K_i=46,6$; $K_d=0,017$.

Pavarësisht se të gjitha lakoret mund të pranohen si zgjidhje për kontrollin e tensionit të GS, do të zgjidhet lakorja e sipërme me ngjyrë të verdhë pasi ka përgjigjen më të shpejtë dhe një mbirregullim të mirë.

Nga simulimi (fig. 4.70) për kontrollin e tensionit në bornat e gjeneratorit sinkron model 8241, do të zgjidhet rregullatori PID me funksion transmetues:

$$G_{\text{RAT}}(s) = \frac{0,017s^2 + 1,86s + 46,6}{s} \quad (4.35)$$

4.4.2.1 Implementimi numerik i rregullatorit PID analog të sintetizuar për kontrollin e tensionit të GS 8241

Kontrolli i tensionit të gjeneratorit sinkron do të bëhet nga një program, i ndërtuar në softin LabVIEW. Pra lind nevoja që përpara implementimit, rregullatori PID i sintetizuar të transformohet në rrafshin numerik z dhe më tej të përdoret për kontrollin e tensionit të GS 8241, i cili do të zëvendësojë modelin matematik të tij.

Nga llogaritjet me ndihmën e softit Matlab (fig. 4.71) shohim se për sistemin e mbyllur me rregullator, poli më i shpejtë (çift polesh i konjuguar) i sistemit ka një frekuencë natyrore $\omega_n=60,6\text{rad/s}$ dhe një koeficient shuarje $\zeta=0,371$. Nga ku mund të nxirret T_s , për sistemin diskret sipas [16]:

$$T_s = \frac{2\pi}{\omega_s} = \frac{2\pi}{35\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}} = \frac{2\pi}{35 \cdot 60,6\sqrt{1-0,371^2}} = 3,19\text{ms} \quad (4.36)$$

Perioda e kampionimit e zgjedhur (20ms) është më e madhe se ajo e mjaftueshme sipas (4.36).

Llogarisim konstanten e kohës sipas shprehjes:

$$\tau_s = \frac{1}{\zeta\omega_n} = \frac{1}{0,371 \cdot 60,6} = 44,47\text{ms} \quad (4.37)$$

sipas [8]

$$\frac{\tau_s}{T_{\text{szgjedh.}}} = \frac{44,47\text{ms}}{20\text{ms}} = 2,22 < 12\text{herë}$$

Kjo do të thotë se rregullatorit i sintetizuar në rrafshin “s” duhet të verifikohet në rrafshin “z” për periodë kampionimi $T_s=20\text{ms}$ dhe të korrektohet përpara se sistemit i kontrollit të tensioni të provohet mbi gjeneratorin sinkron.

```
>> sistem2=Gr*Gh

Transfer function:
0.01625 s^2 + 1.786 s + 44.64
-----
0.00061 s^3 + 0.0233 s^2 + s

>> sis_eme=1+sistem2

Transfer function:
0.00061 s^3 + 0.03955 s^2 + 2.786 s + 44.64
-----
0.00061 s^3 + 0.0233 s^2 + s

>> Gm=(sistem2/sis_eme)

Transfer function:
9.912e-006 s^5 + 0.001468 s^4 + 0.08509 s^3 + 2.826 s^2 + 44.64 s
-----
3.721e-007 s^6 + 3.834e-005 s^5 + 0.003231 s^4 + 0.1317 s^3 + 3.826 s^2 + 44.64 s

>> damp(Gm)

Eigenvalue          Damping          Freq. (rad/s)

0.00e+000           -1.00e+000       0.00e+000
-1.99e+001           1.00e+000       1.99e+001
-1.91e+001 + 3.57e+001i  4.72e-001       4.05e+001
-1.91e+001 - 3.57e+001i  4.72e-001       4.05e+001
-2.25e+001 + 5.63e+001i  3.71e-001       6.06e+001
-2.25e+001 - 5.63e+001i  3.71e-001       6.06e+001
```

Fig. 4.71. Llogaritjet e vlerave të veta për sistemin e mbyllur me rregullator në Matlab

Në ambientin Matlab transformojmë në rrafshin “z” shprehjen (4.30) për $T_s=20\text{ms}$ dhe marrim:

$$G_{\text{ekst}}(z) = \frac{0,2348z + 0,1812}{z^2 - 1,032z + 0,4658} \quad (4.37)$$

Shprehja (4.37) përfshin modelin e sistemit të hapur pa rregullator bashkë me fiksuesin e rendit zero (shndërruesin D/A) dhe kampionuesin me $T_s=0.02\text{sek.}$ (shndërruesin A/D), sipas fig. 4.25.

Përcaktohet në vijim koeficienti kritik k_{kr} nga:

$$F(z) = z^2 - 1,032z + 0,4658 + k(0,2348z + 0,1812) = 0$$

Mbi rrethin njësi polet e konturit të mbyllur janë të konjuguara dhe me modul 1 njësi, prandaj:

$$|Z_{1,2}|^2 = 0,4658 + k_{kr} \cdot (0,1812) = 1 \Rightarrow k_{kr} = 2,95$$

Në fig. 4.72 paraqitet VGJR në rrafshin “z” për sistemin me funksion transmetues sipas (4.37) dhe $T_s=20\text{ms}$.

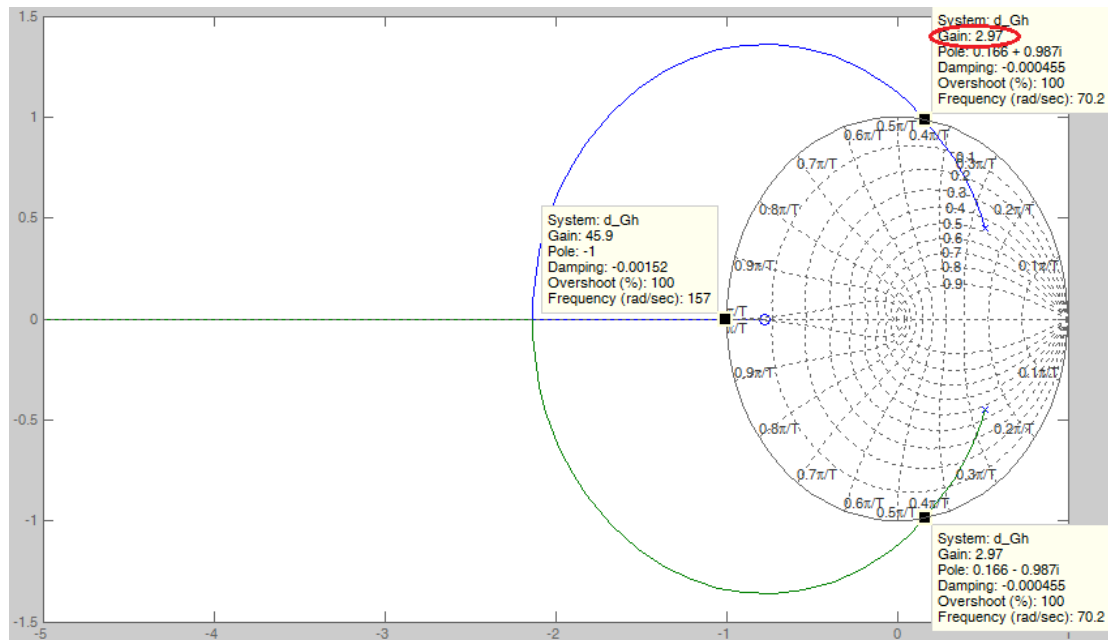


Fig. 4.72. Përcaktimi i k_{kr} me ndihmën e VGJR-së në rrafshin “z”

Vihet re se k_{kr} është 2,97 afërsisht sa ai i llogaritur. Ky koeficient është më i madh se k_p i rregullatorit të tensionit (RAT) të sintetizuar ($k_p=1,86$).

Në ambientin Matlab u llogarit dhe funksioni diskret i RAT analog duke përdorur transformimin bilinear (Tustin) për $T_s=20\text{ms}$:

$$G_{RAT(Tustin)}(z) = \frac{0,0864z^2 - 0,0528z + 0,0064}{z^2 - 1} \quad (4.38)$$

Shprehja (4.38) i përgjigjet transformimit të rregullatorit PID analog (4.35) duke pjestuar me $k=46,6$. Koeficienti proporcional për sistemin numerik do të gjendet nga VGJR-ja në rrafshin “z”.

Në figurën 4.73 paraqitet VGJR-ja për sistemin me rregullator RAT diskret ($G_{sist}(z) = k_p \cdot G_{RAT(Tustin)}(z) \cdot G_{eksh}(z)$) në Matlab/Simulink. Grafikisht u kërkua mbi VGJR i njëjti koeficient shuarje $\zeta=0,38$, sa ai i zgjedhur gjatë sintezës së rregullatorit analog PID. Siç shihet, koeficienti proporcional i sistemit rezulton $k_p=8,38$. Ky koeficient rezulton rreth 5,56 herë më e vogël se ai i nxjerrë nga sinteza e rregullatorit analog PID. Kjo diferencë e madhe vjen për shkak të kohës së kampionimit të zgjedhur, që kushtëzohet nga koha, e cila duhet për të patur vlerën efektive të tensionit të fazës së GS me frekuencë 50Hz.

Koeficientët e rregullatorit PID të korrektuar rezultojnë:

$$K_p=0,336; K_i=8,4; K_d=0,003$$

Duke shumëzuar me koeficientin 8,4 shprehjen (4.38) për $T_s=0,02\text{s}$ marrim shprehjen përfundimtare të rregullatorit diskret:

$$G_{RAT(Tustin)}(z) = \frac{0,7258z^2 - 0,4435z + 0,05376}{z^2 - 1} \quad (4.39)$$

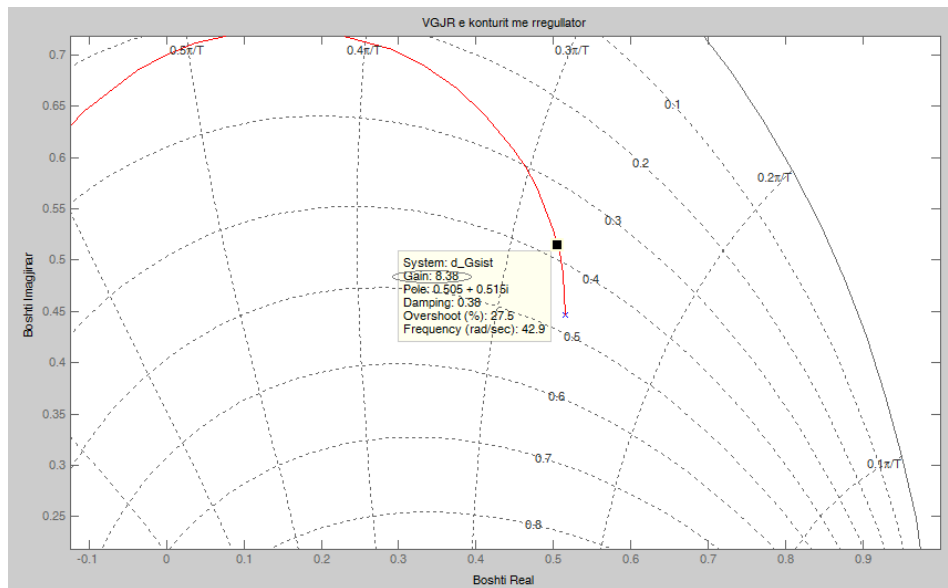


Fig. 4.73. VGJR për sistemin me rregullator në rrafshin “z”

Në figurën 4.74 jepet bllokskema në Matlab/Simulink për krahasimin e përgjigjeve shkallë të rregullatorit PID analog të sintetizuar, me rregullatorin diskret PID të korrigjuar për të njëjtin koeficient shuarje $\zeta=0,38$ dhe transformimin bilinear (Tustin), për të njëjtët koeficient të rregullatorit diskret PID.

Siç shihet nga simulimi (fig. 4.75), përgjigja shkallë për sistemin e mbyllur me rregullatorin diskret PID për $T_s=20\text{ms}$, ka pothuajse të njëjën formë me përgjigjen shkallë për sistemin me rregullator diskret me transformim bilinear (Tustin). Për këtë periudë kampionimi vihet re transformimi bilinear nuk ka ndonjë përparësi të dukshme ndaj fiksuesit të rendit zero.

Në lidhje me rregullatorin PID analog shihet se kemi një degradim të treguesve të cilësisë. Përgjigja shkallë e sistemit me rregullator diskret nuk ka mbirregullim ndërkohë që koha e rregullimit $t_r = 0,5\text{sek}$ ($\epsilon_u < 2\%$). Koha e rregullimit është rreth 3 herë më e madhe se ajo e kërkuar gjatë sintezës së rregullatorit PID analog, por plotësisht e pranueshme për rastin konkret. Kjo ndjeshmëri e vogël e sistemit me rregullator diskret do të na interesoje, sepse gjatë veprimit të rregullatorit, për rregullimin e tensionit të GS duke rritur (ulur) rrymën e pështjellës së eksitimit, do të kemi një rritje (ulje) të momentit mekanik në bosht të MRV dhe si rrjedhim një veprim të rregullatorit RASH që do tentojë të rrisë (ulë) shpejtësinë e MRV dhe si rrjedhim edhe tensionin në bornat e statorit të GS, d.m.th duke rritur ndjeshmërinë e përgjithshme të sistemit të kontrollit të këtij të fundit.

Nga sa mësipër ky rregullator numerik (RAT) me $K_p=0,336$; $K_i=8,4$; $K_d=0,003$; do të pranohet si pranohet si zgjidhje për kontrollin e tensionit të GS 8241.

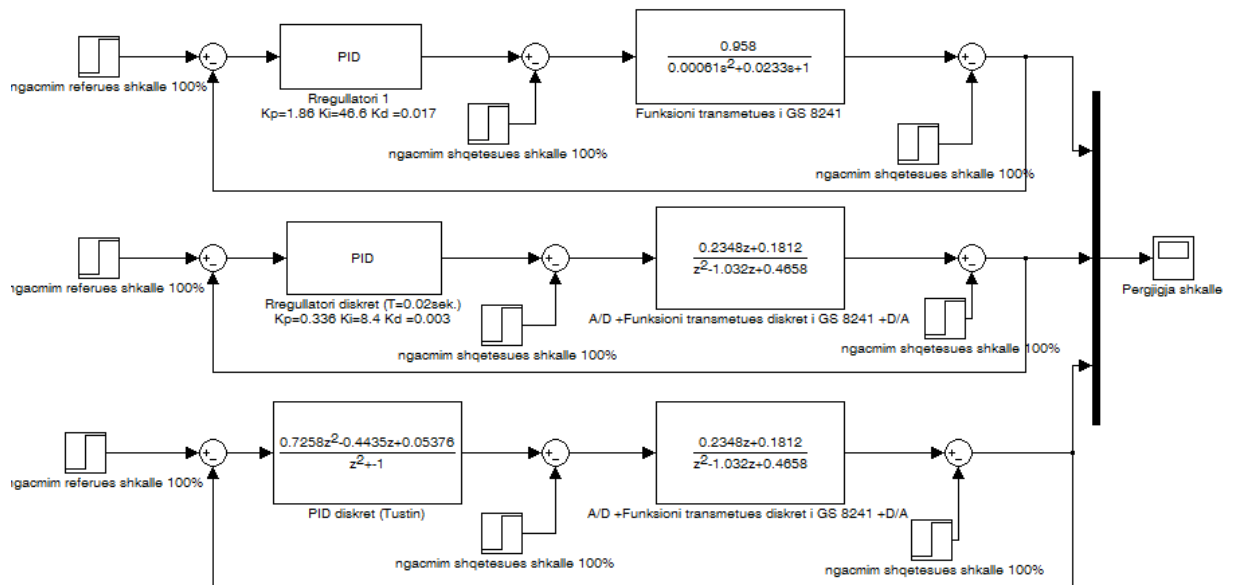


Fig. 4.74. Bllokskema në Matlab/Simulink e sistemit të kontrollit të tensionit për PID analog, PID diskret dhe PID diskret me transf. bilinear me $T_s=0.02s$

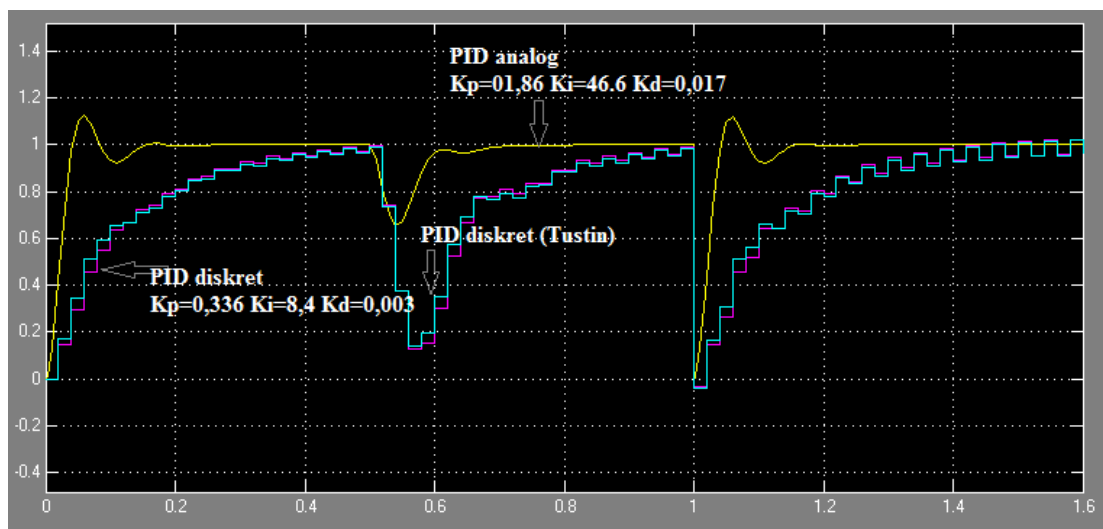


Fig. 4.75. Simulimi i sistemit të kontrollit të tensionit të GS: PID analog-lakorja e verdhë, PID diskret (bilinear)-lakorja e kaltër, PID diskret ($\zeta=0,38$)—lak. lejla

Më tej, i njëjti model i sistemit të kontrollit të GS u simulua në ambientin LabVIEW. Në figurën 4.76 jepet pamja nga instrumenti virtual për sintezën e rregullatorit PID. Edhe në këtë rast gjatë simulimeve rezultoi se struktura PID paralel ishte më e përshtatshme. Ndërkohë programi u modifikua dhe rregullatori analog PID u zëvendësua me një diskret me transformim bilinear.

Duke ndjekur të njëjtën metodë të zgjedhjes së koeficientëve si tek MRVEPav., rezultoi përgjigja shkallë ishte e njëjtë si me softin Matlab për koeficientë të rregullatorit $K_p=0,336$; $K_i=8,4$; $K_d=0,003$.

Vihet re se nuk kemi mbirregullim, koha e rregullimit $t_s=0,55\text{sek.}$ ($\epsilon_u < 2\%$) dhe gabimi në gjendje të stabilizuar $\epsilon_u=1.95\%$.

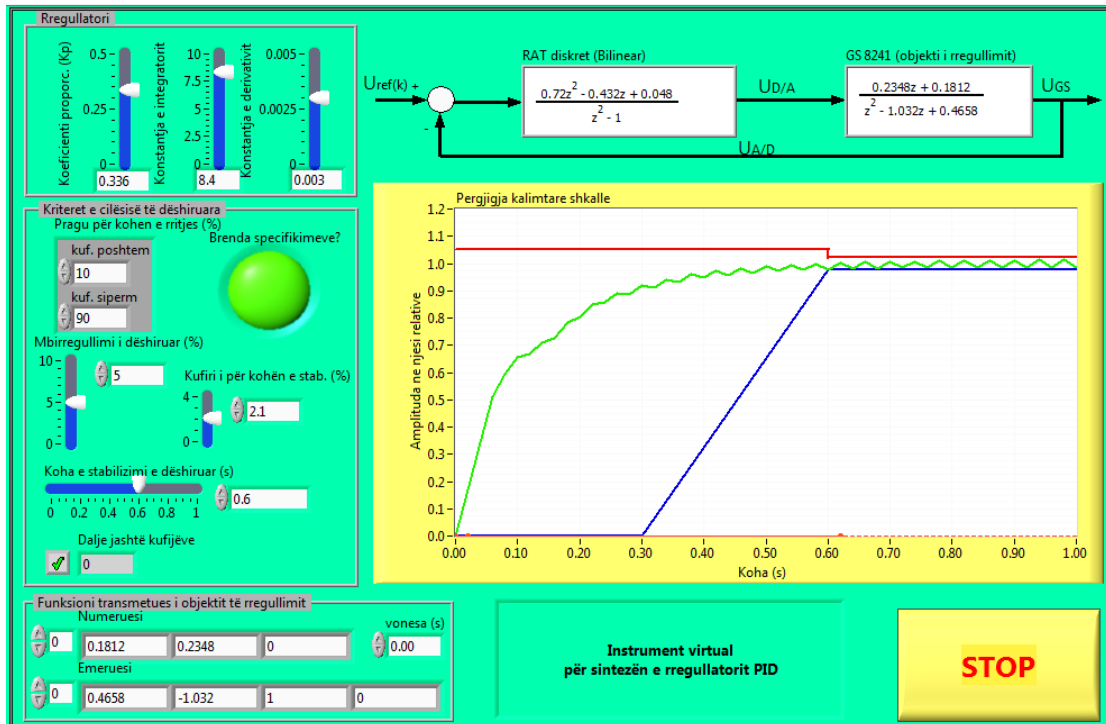


Fig. 4.76. Paneli frontal i instrumentit për përcaktimin e koeficientëve të rregullatorit PID për rregullatorin automatik të tensionit (RAT) të GS 8241

Vihet re se rezultati është i ngjashëm me simulimet e kryera me softin Matlab. Prandaj saktësia e llogaritjeve nga programi i ndërtuar në ambientin LabVIEW (fig. 4.76) u provua.

Si përfundim rregullatori i sintetizuar për kontrollin e tensionit të GS do të jetë ai sipas shprehjes (4.39)

4.4.3 Kontrolli në kohë reale i tensionit të GS 8241

Kontroli në kohë reale i tensionit të gjeneratorit sinkron model 8241 do të bëhet në mënyrë pothuajse identike me kontrollin e shpejtësisë, për të cilin u fol në paragrafin 4.3 të këtij kapitulli.

Fillimisht projekti i ndërtuar në programin LabVIEW (fig. 4.45) u plotësua me disa variabla, të cilat do të përdoren për monitorimin e madhësive në dalje të GS 8241 dhe gjithashtu kontrollin e tensionit në bornat e tij.

Në figurën 4.77 jepet projekti i përfunduar për sistemin e kontrollin dhe monitorimin në kohë reale të tensionit dhe shpejtësisë (frekuencës) së gjeneratorit sinkron.

Të dy pjesët e projektit janë plotësuar me elementët e nevojshëm, në mënyrë që aplikacioni të monitorojë madhësitë në dalje të gjeneratorit dhe të kontrollojë edhe vlerën e tensionit në bornat e tij.

Në figurën 4.78 jepet kodi grafik i skedarit kryesor në kompjuterin bujtës (skedari **host – network – RT (separate).vi**), e plotësuar me variablat e reja.

Në figurën 4.79 paraqitet bllokskema e lidhjes funksionale midis kompjuterit bujtës, atij në kohë reale dhe procesit për monitorimin dhe kontrollin të tensionit të GS 8241. Duke u bazuar në këtë bllokskemë, është plotësuar skedari kryesor në kompjuterin objekt (skedari **target – multi rate – variables – fileIO.vi**).

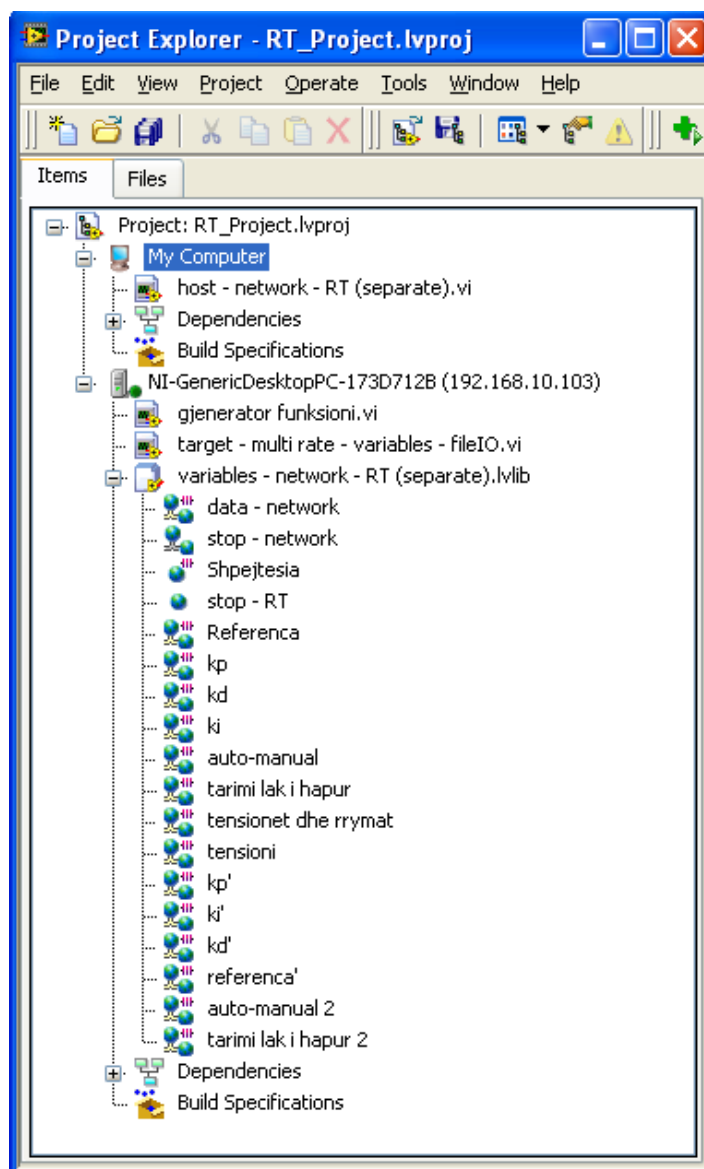


Fig. 4.77. Organizimi i aplikacionit për kontrollin e shpejtësisë, të tensionit dhe monitorimin e madhësive në dalje të gjeneratorit sinkron GS 8241

Në bllokskemën funksionale të monitorimit dhe kontrollit të tensionit vihet re se strukturimi është i njëjtë si tek kontrolli i shpejtësisë të MRV8211. Ndryshimi është vetëm se në këtë rast matet tensioni me ndihmën e dhënësit të tensionit LEM dhe kushti llogjik **shpejtësia > 1425rrot/min**. Ky kusht lejon

rritjen e rrymës së eksitimit me një gradient të paracaktuar vetëm pasi shpejtësi ka arritur 95% të shpejtësisë nominale

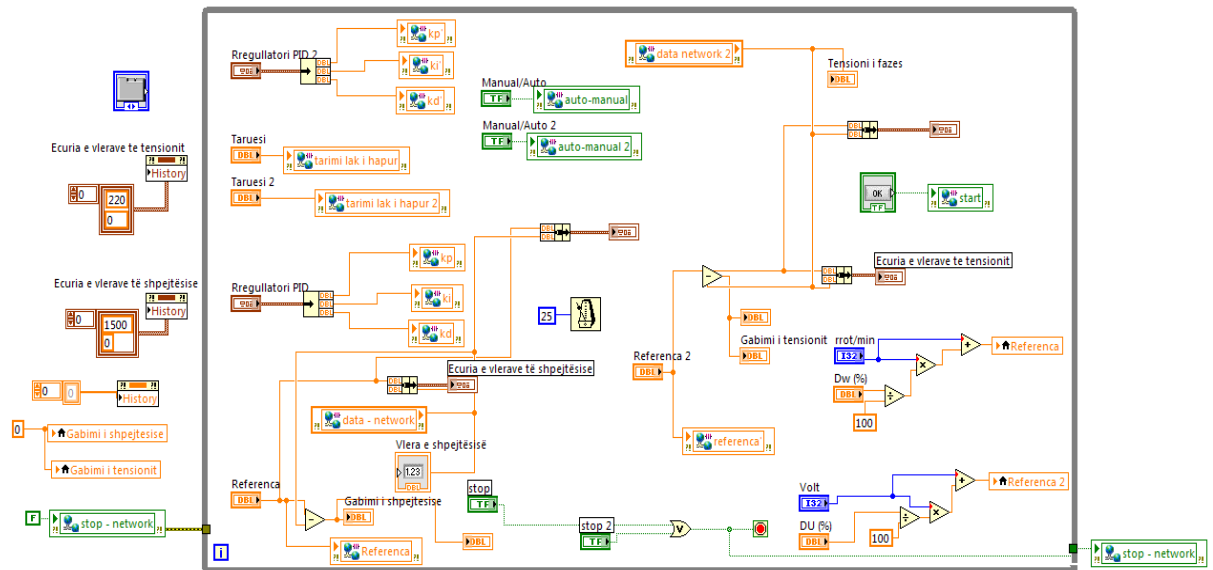


Fig. 4.78. Kodi grafik i Sistemit të Kontrollit dhe Monitorimit të GS 8241.

Pra në këtë mënyrë jemi në gjendje të vëmë në punë automatikisht gjeneratorin sinkron 8241.

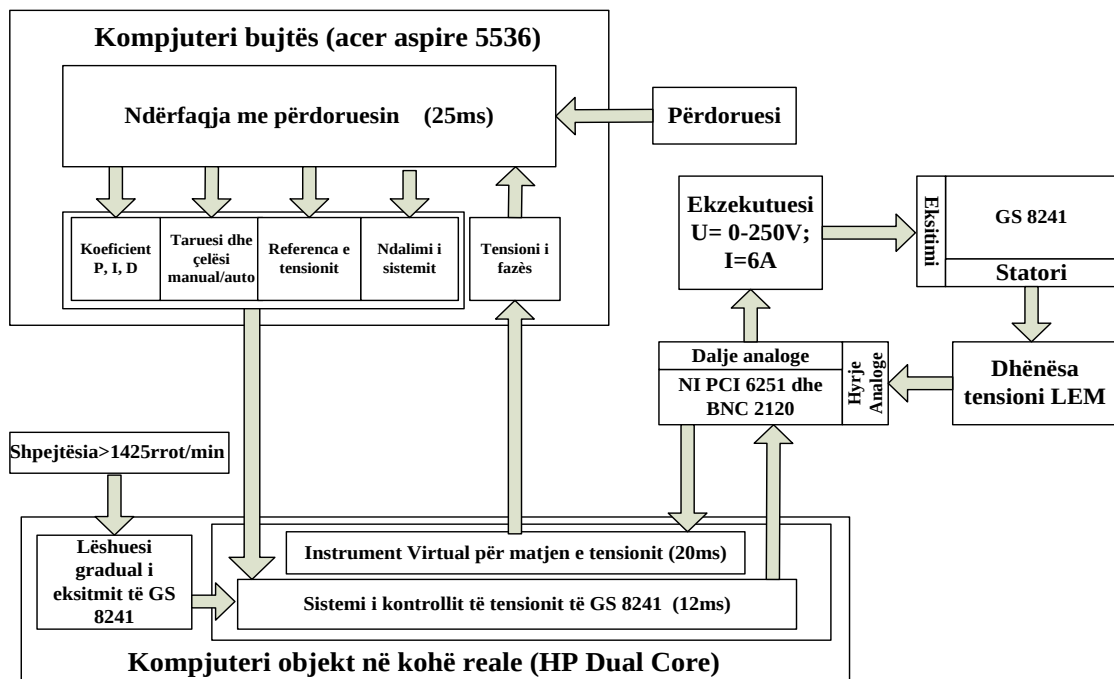


Fig. 4.79. Bllokskema e sistemit të kontrollit dhe monitorimit tensionit në kohë reale të gjenerator sinkron GS

Pavarësisht nga kjo, duhet të theksohet se ky Sistem për kontrollin e GS nuk merr parasysh mbrojtjen e gjeneratorit. Mbrojtja është realizuar duke futur ngarkesa të njohura dhe duke kufizuar tensionet, që mund të gjenerohen nga ekzekutuesit.

4.5 Disa konsiderata

Në këtë kapitull u trajtuan në mënyrë të hollësishme të gjitha etapat e nevojshme për të realizuar kontrollin e gjeneratorit sinkron model 8241. Siç u vu re, në disa raste u shmangën metodat klasike të modelimit të disa blloqeve, që formojnë konturin e mbyllur. Kjo gjë u bë me qëllim për të zgjidhur në kohë më të shkurtër objektivin e këtij punimi dhe gjithashtu për të patur një përputhje më të mirë midis simulimeve dhe realizimit të qëllimit të këtij punimi.

Nayrisht, në këtë kapitull del qartë dhe epërsia e softuerit LabVIEW përsa i përket procesit të matjes dhe analizimit të të dhënave të mbledhura.

Gjithësesi LabVIEW është veç një mjet në ndihmë të inxhinierëve. Ky softuer të çon më shpejt tek zgjidhja e problemeve, por nuk është një “shkop magjik”, që të t’i zgjidhë ato.

Provat eksperimentale të efektivitetit të rregullatorit PID të eksitimit të gjeneratorit sinkron do të jepen në kapitullin pasardhës. Kjo, sepse tashmë sistemi i kontrollit ka përfunduar dhe pavarësisht se të dy konturet e kontrollit (RAT dhe RASH) i kemi projektuar si të pavarur, duke i futur në të njëjtën kohë në punë do të shohim edhe sesa i pranueshëm është përafrimi i bërë.

4.6 Bibliografia

- [1] National Instruments, *LabVIEW Control Design User Manual*, National Instruments Corporation, 2009.
- [2] R. Husson, *Control Methods for Electrical Machines*, ISTE Ltd, 2009.
- [3] P. Marango, *Kontrolli i Proceseve*, SHBLU, 2001
- [4] A. H. Ahmad, L. J. Rashad, Excitation and Governing Control of a Power Generation Based Intelligent System, *Eng. & Tech. Journal*, Vol. 28, No. 5, 2010.
- [5] Y. Luga, *Makinat e Rrymës së Vazhduar*, SHBLU, 2005
- [6] A. Spahiu, *Transmisionet Elektrike*, SHBLU, 2009
- [7] G. Dume, A. Spahiu, G. Sharko, Real-time control of DC motor based on LabVIEW software, *Takimi i VIII Vjetor Ndërkombëtar*, Instituti Alb-Shkenca, 2013.
- [8] G. Ellis, *Control System Design Guide 3rd edition*, Elseiver Inc., 2004
- [9] D. A. Bell, *Electronic Instrumentation and Measurements 2nd edition*, Oxford University Press, USA, 2007.

- [10] National Instruments, *Using Desktop PCs as RT Targets with the Real-Time Module*, National Instruments Corporation, 2009.
- [11] J. Travis dhe J. Kring, *LabVIEW for Everyone: Graphical Programming Made Easy and Fun 3rd edition*, Prentice Hall, 2006.
- [12] National Instruments, *Getting Started with the LabVIEW Real-Time Module*, National Instruments Corporation, 2009.
- [13] DFME, *Technical documentation for brushless synchronous generator type GCBHc-146L*, Wroclaw, 2013.
- [14] P. Gozdowiak, D. Oleksiak, P. Kisielewski, *Digital excitation control system and voltage regulation type: ECS 200 D for GCBHc-146L generator*, Wroclaw, 2013.
- [15] F.B. Hills, *Application Studies of Combined Analog-Digital computation techniques*, Massachusetts Institute of Technology, 1963.
- [16] M. Sami Fadal, *Digital Control Engineering Analysis and Design*, Elsevier Inc, 2009.
- [17] G. Karapici, *Automatika e sistemeve elektroenergjetike 2*, SHBLU, 1998
- [18] I. D. Landau, G. Zito, *Digital Control Systems Design, Identification and Implemetation*, Springer, 2006.
- [19] Lennart Ljung, *System Identification - Theory for the User 2nd edition*, Prentice Hall Inc, 1999.

KAPITULLI V

Kontrolli në Kohë Reale i Gjeneratorit Sinkron nëpërmjet softit LabVIEW

5. Pjesa eksperimentale

5.1. Përshkrimi i Sistemit Virtual për kontrollin dhe monitorimin e gjeneratorit sinkron model 8241

Në figurën 5.1 jepet paneli frontal i Sistemit Virtual për kontrollin dhe monitorimin e gjeneratorit sinkron në versionin përfundimtar. Ai ka në përbërje disa faqe, që zgjidhen duke klikuar me butonin e majtë të mausit mbi butonin e dëshiruar, që ndodhen tek dritarja e aplikacionit në pjesën e sipërme, në të majtë.

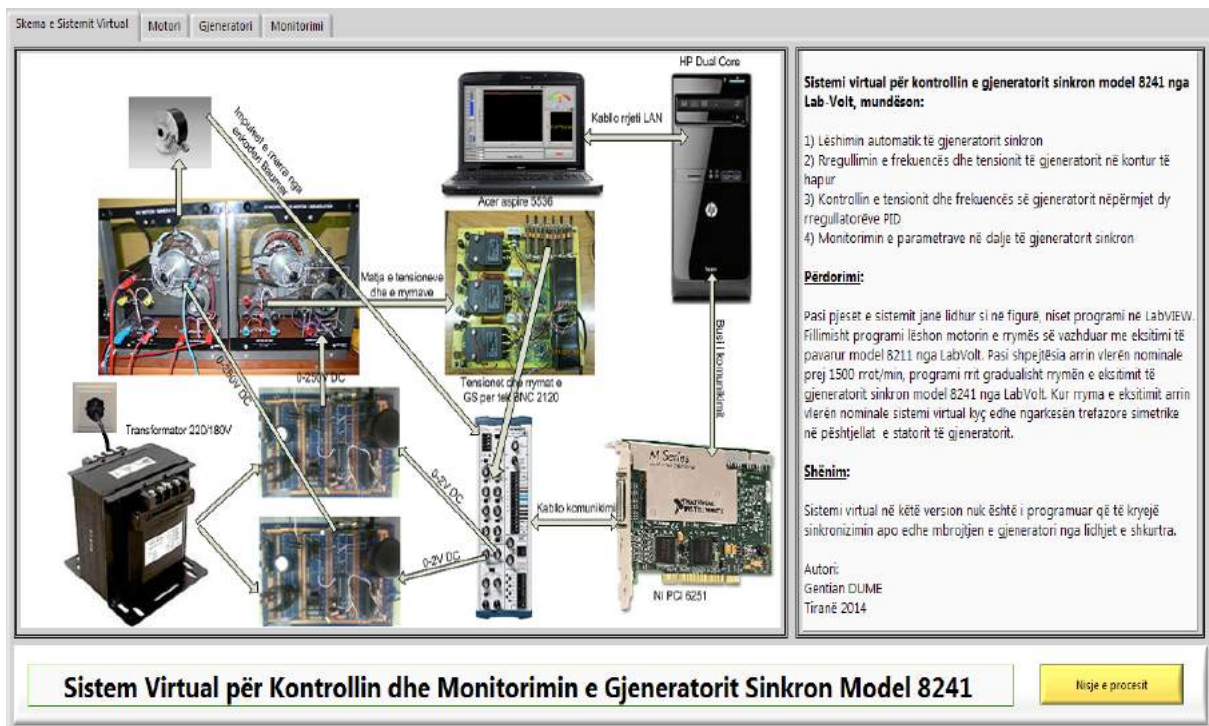


Fig. 5.1. Paneli frontal i Sistemit Virtual për kontrollin e gjeneratorit sinkron model 8241 në versionin përfundimtar

Butoni i parë, që emërtohet **Skema e Sistemit Virtual**, na afishon dritaren e dhënë nga figura 5.1. Kjo dritare ka funksion shpjegues për sistemin e kontrollit dhe të monitorimit. Gjithashtu nga kjo dritare mundësohet edhe nisja e procesit. Kjo arrihet duke klikuar me butonin e majtë të mausit tek butoni me ngjyrë të verdhë, që sic shihet ndodhet në pjesën e poshtme dhe në të djathtë të dritares, që jepet në figurën e mësipërme.

Butoni i dytë dhe i tretë, që emërtohen përkatësisht **Motori** dhe **Gjeneratori**, janë dritaret ku mundësohet monitorimi dhe kontrolli i shpejtësisë së motorit (gjeneratorit) dhe tensionit në bornat e GS. Me anën e këtyre dritareve mund të rregullohet shpejtësia dhe tensioni i GS, të ndryshohen vlerat e koeficientëve të rregullatorëve RASH dhe RAT, të monitorohen “on-line” vlerat e këtyre madhësive dhe shmangiet e tyre nga vlerat e dëshiruara

për këtë gjenerator, si dhe të ndalohet procesi nëse është e nevojshme.

Butoni i katërt, që emërtohet **Monitorimi**, shërbën për monitorimin paralel të shpejtësisë dhe tensionit të gjeneratorit sinkron, si dhe mundëson që të mund të ndryshojmë në formë shkalle në njësi relative, vlerat e referencave për të studiuar sjelljen e rregullatorëve të projektuar direkt mbi objektin nën studim.

Në figurën 5.2 jepet bllokskema apo kodi grafik i këtij programi, të dhënë në fig. 5.1. Vlen të theksohet se ky kod ekzekutohet në kompjuterin bujtës, me një periodë cikli prej 25ms. Ai përcakton momentin kur do të fillojë ekzekutimi i kodit tek kompjuteri në kohë reale dhe momentin e përfundimit të procesit, që do të thotë: kohën kur gjeneratori do të dalë nga puna.

Pavarësisht nga kjo, puna që kryen algoritmi tek kompjuteri në kohë reale është e pavarur nga ky program, kodi grafik i të cilit jepet në figurën 5.2.

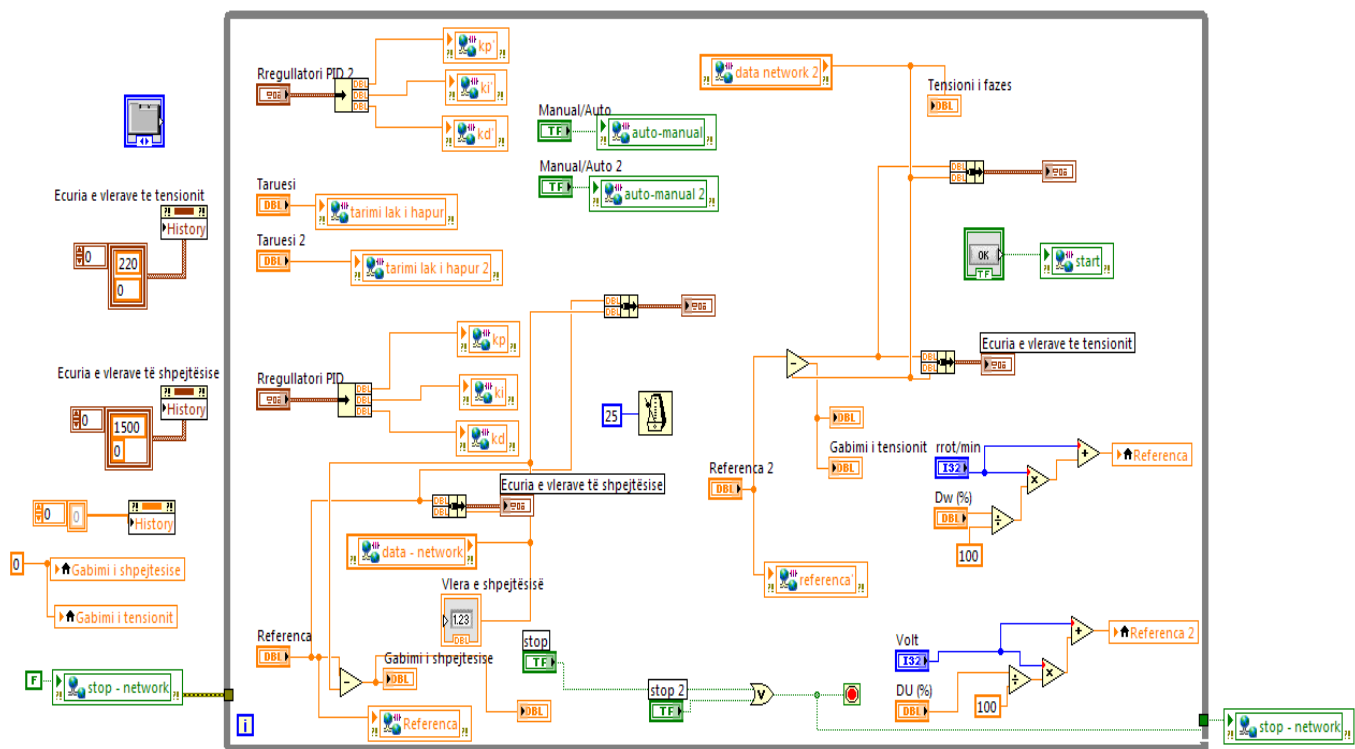


Fig. 5.2. Kodi grafik i Sistemit Virtual për kontrollin e gjeneratorit sinkron model 8241 në versionin përfundimtar

Në figurën 5.3 jepet pamja e të gjithë standës së ngritur për kontrollin dhe monitorimin e gjeneratorit sinkron. Vihet re edhe monitori i kompjuterit në kohë reale (kompjuteri objekt - target PC). Eksperimentet e zhvilluara, që do të sqarohen në paragrafet në vijim, janë zhvilluar te kjo standë. Vlen të theksohet se kjo standë mund të shërbejë edhe për studime të tjera pa ndryshuar pothuajse asgjë, përveçse natyrish algoritmin, që ekzekutohet në kompjuterin në kohë reale

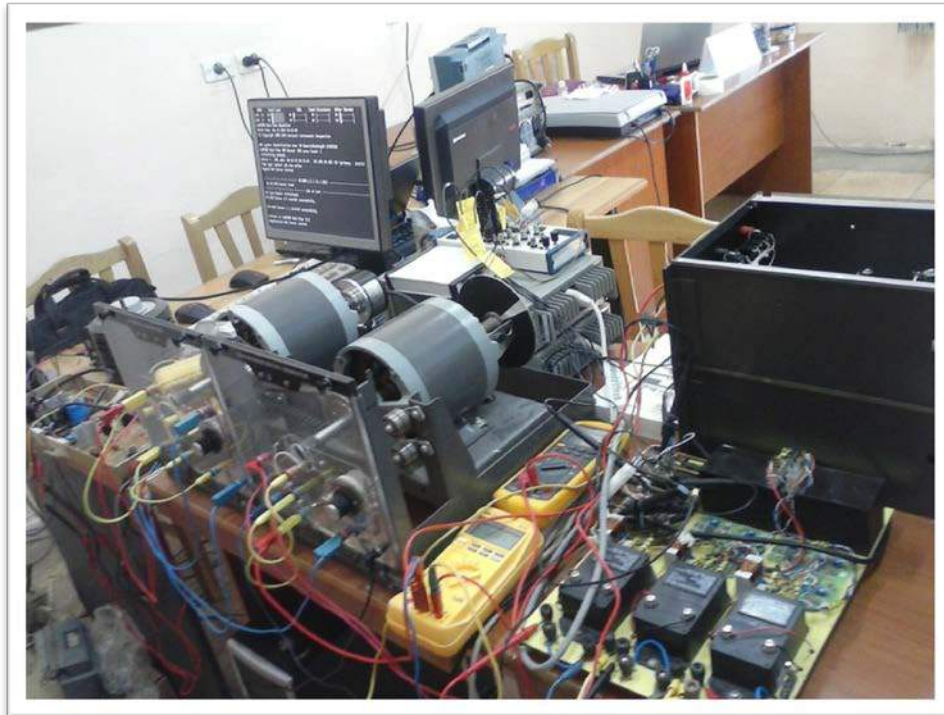


Fig. 5.3. Pamje nga stenda eksperimentale për kontrollin dhe monitorimin e gjeneratorit sinkron model 8241 nga Lab-Volt

Në figurën e mëposhtme jepen të dy kompjuterat në konfigurimin bujtës/objekt ku ai djathtas ka sistem operativ në kohë reale, ndërsa ai majtas ka si sistem operativ Windows.

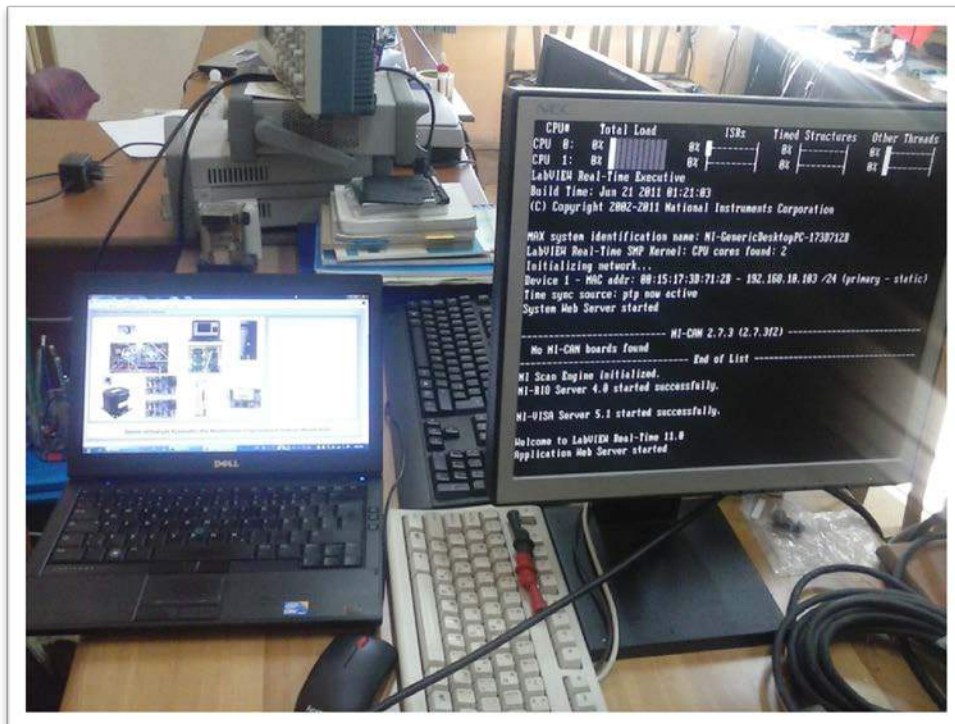


Fig. 5.4. Pamje e dy kompjuterave personale në konfigurimin bujtës/objekt

5.2.Vënia në punë e Sistemit Virtual

Sistemi virtual i kontrollit të gjeneratorit sinkron, siç u tha, përbëhet nga dy programe, që ekzekutohen në dy kompjutera të ndryshëm në konfigurimin bujtës/objekt. Pavarësisht nga kjo, përdoruesi mund të ndërveprojë me objektin e rregullimit, vetëm nëpërmjet programit të ndërtuar në kompjuterin bujtës.

Duke qenë se projekti në kohë reale i ndërtuar në këtë punim disertacioni, është lënë për arsye fleksibiliteti i pa u kthyer në skedar të tipit ekzekutiv [1] (exe), d.m.th të pavaruar nga softueri LabVIEW, atëherë duhet të ngarkojmë për ekzekutim të dy programet (pjesë të projektit) me ndihmën e kompjuterit bujtës.

Fillimish ngarkohet programi në kompjuterin në kohë reale. Kjo u jep mundësi variablave, që do të përdoren për komunikimin nëpërmjet rrjetit LAN, të ngarkohen në memorie. Momenti i ngarkimit të këtij programi jepet në fig. 5.5

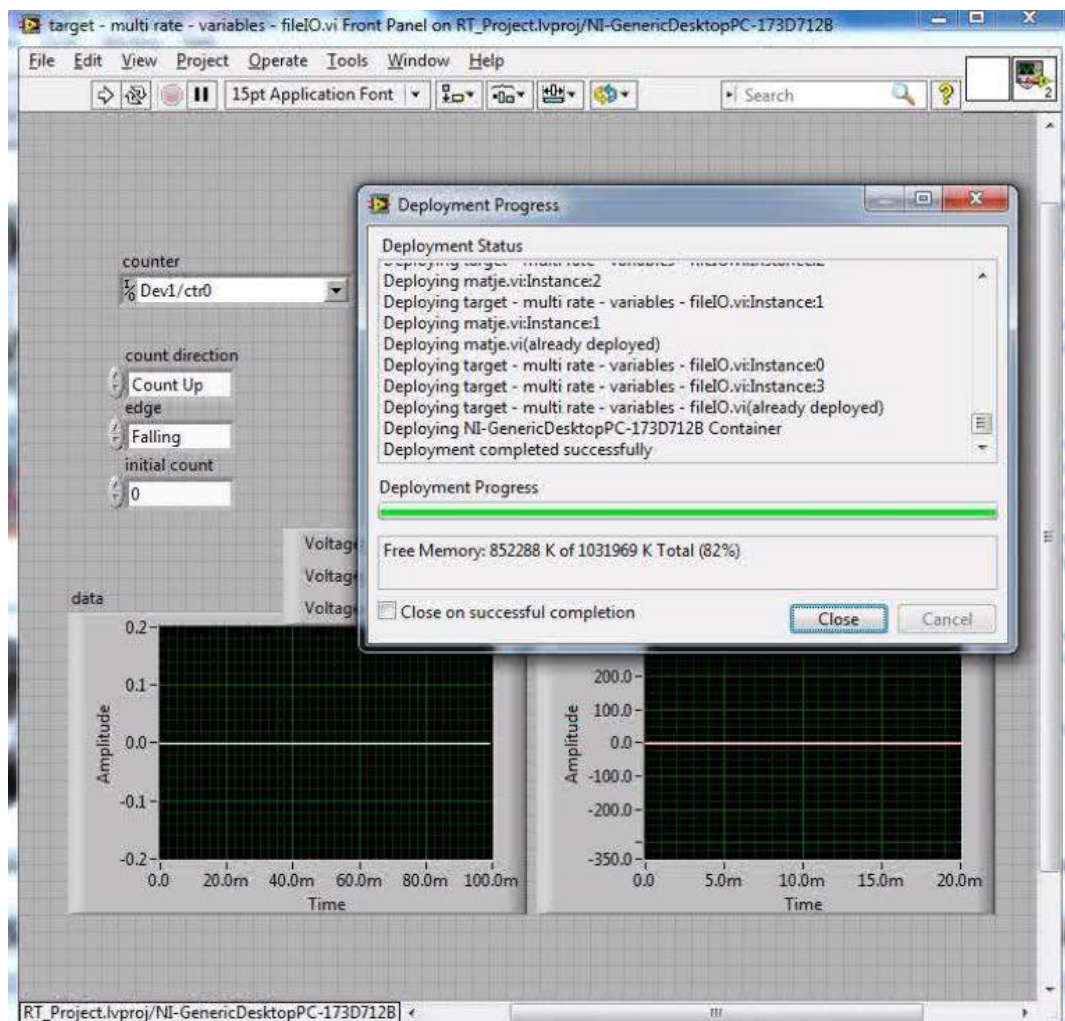


Fig. 5.5. Momenti i “migrimit” të programit të ndërtuar në LabVIEW, i cili ngarkohet në kompjuterin në kohë reale.

Pasi ky proces përfundon programi i ngarkuar te kompjuteri objekt fillon ekzekutimin. Duke qenë se paraprakisht është vënë një kusht logjik, i cili nuk plotësohet nëse një variabël e tipit bulean nuk merr vlerën **e vërtetë** te kompjuteri bujtës, atëherë programi ekzekuton një strukturë rasti (case structure) boshe. [2]

Më pas ngarkojmë në kompjuterin bujtës programin, që shërben edhe si ndërfaqësues me përdoruesin [3]. Në figurën 5.6 paraqitet momenti ngarkimit të këtij programi.

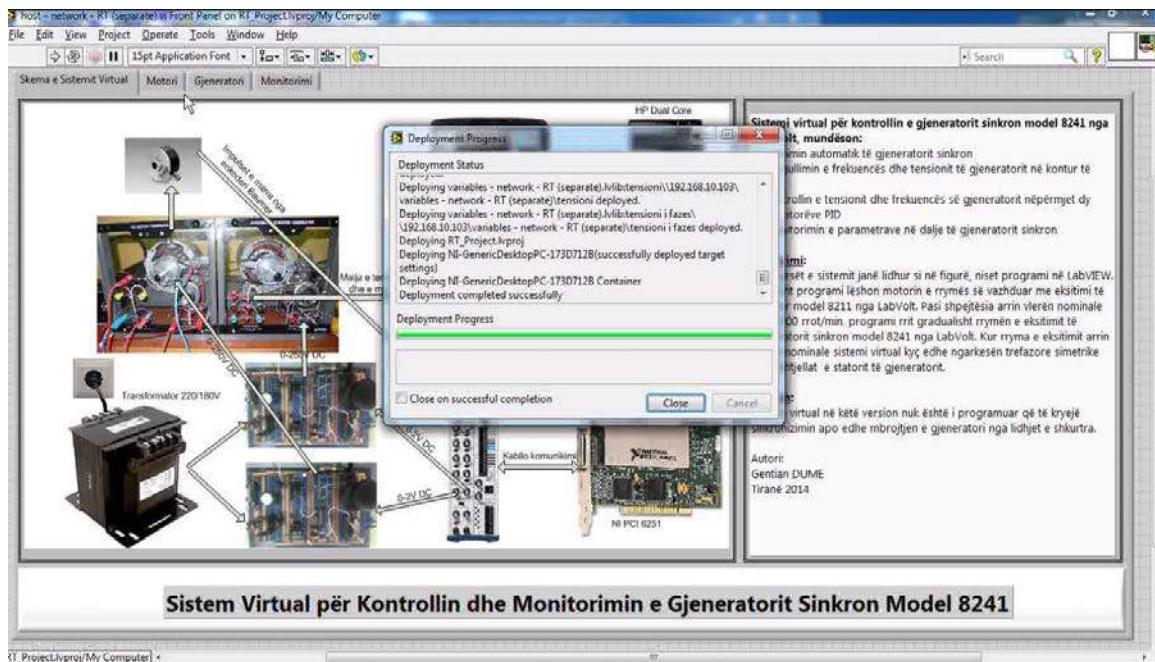


Fig. 5.6. Momenti i ngarkimit të programit të ndërtuar në LabVIEW te kompjuteri bujtës (jo në kohë reale)

Tani jemi gati për të zvilluar provat eksperimentale dhe për të provuar efektivitetin e sistemit të kontrollit të gjeneratorit sinkron.

5.3.Provat eksperimentale për rregullimin e tensionit të GS

Fillimisht gjeneratori u kalua në regjim të stabilizuar. Kjo gjë u bë automatikisht nga programi i ndërtuar, i cili lëshon gradualisht MRVEPav. model 8211 dhe pasi arrihet 95% e vlerës nominale të shpejtësinë, rrit edhe eksitimin e GS 8241 për ngarkesë nominale aktive tre fazore në bornat e tij.

Në figurën 5.7 jepet pamja nga sistemi për kontrollin dhe monitorimin e shpejtësisë dhe tensionit të gjeneratorit sinkron në regjim nominal (pasi sistemi është lëshuar dhe ka arritur automatikisht pikën e punës për ngarkesë 1nj.r.). Iteracionet tek kompjuteri bujtës kryhen çdo 25ms. Kështu që boshti i

kohës është shkallëzuar në sekonda. Më pas kemi një mbivendosje të grafikut nga e majta në të djathtë.

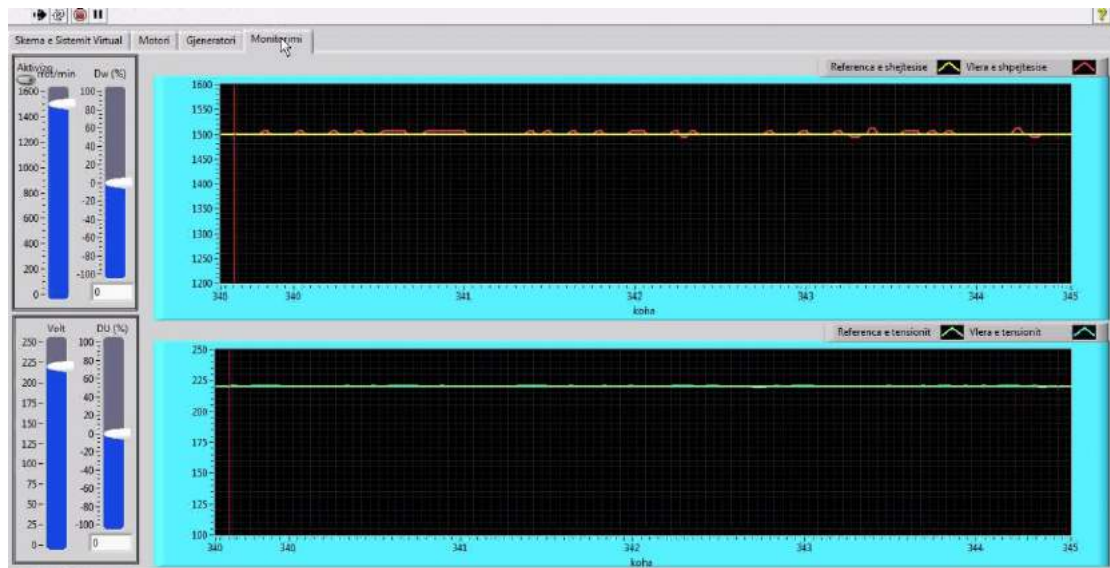


Fig. 5.7. GS 8241 në regjim nominal me $f=50\text{Hz}$ (1500rrot/min) dhe $U=220\text{V}$

Kur gjeneratori është në regjim nominal kemi futur në punë edhe dy rregullatorët, të cilët u projektuan në kapitullin e 4 të këtij punimi. Funksonet transmetuese, që i përfaqësojnë, janë futur në laqet përkatëse me lidhje të kundërt negative dhe janë pjesë e algoritmit të kontrollit të GS 8241.

Për të patur të qartë se ku konsistojnë eksperimentet, që do të paraqiten në vijim, le t'i rikthehemi figurave 4.40 dhe 4.76 dhe të vërejmë skemat strukturore, që paraqiten në pjesën e sipërme të këtyre figurave.

Në figurat 5.8 dhe 5.9 paraqitet skematikisht procedura e zëvendësimit të funksioneve transmetuese të motorit dhe gjeneratorit me objektet reale përkatëse. Eksperimentet zhvillohen direkt mbi objektet përkatëse të rregullimit.

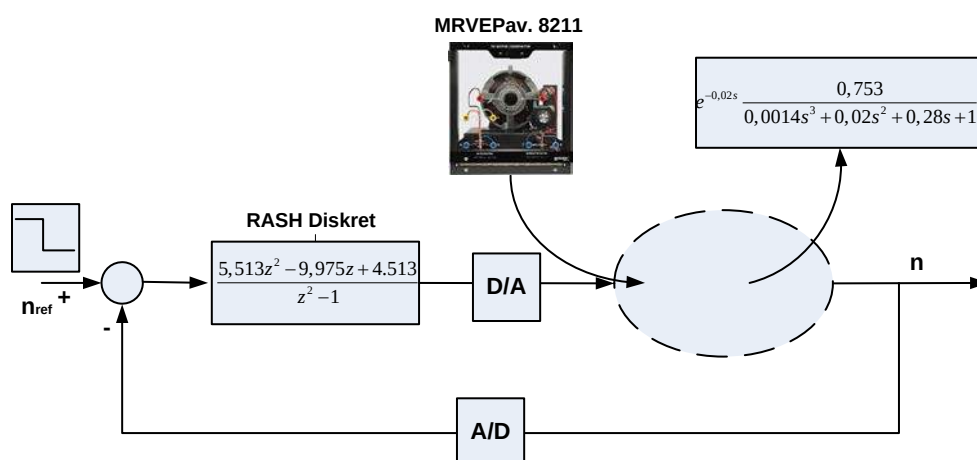


Fig. 5.8. Skema strukturore për kontrollin e shpejtësisë e kombinuar me teknikën HNL(MRVEPav. 8211 i futur në konturin e mbyllur në LabVIEW)

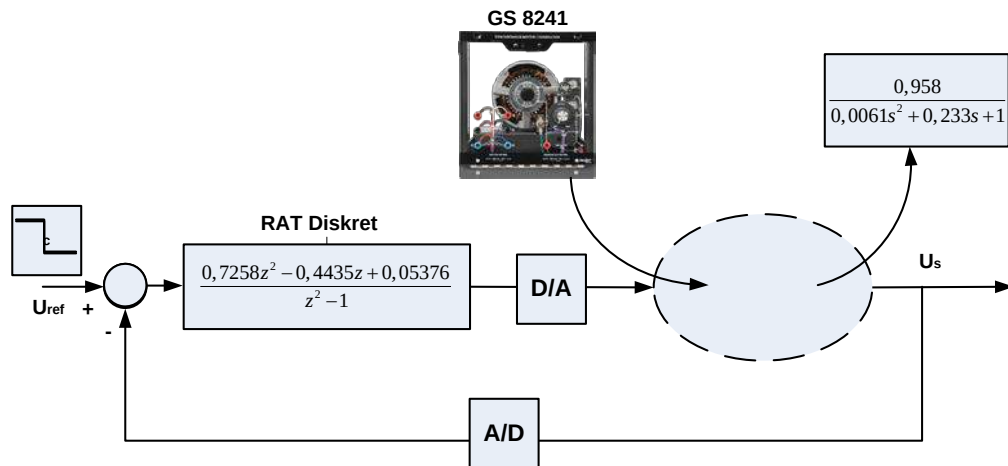


Fig. 5.9. Skema strukturore për kontrollin e tensionit të kombinuar me teknikën HNL (GS 8241 i futur në konturin e mbyllur në LabVIEW)

Skema funksionale e sistemit të kontrollit u paraqit në kapitullin e 2 të këtij punimi (fig. 2.9).

Gjatë eksperimenteve sistemi ngacmohet në hyrjet dhe daljet e tij dhe regjistrohen kurbat duke përdorur pjesën monitoruese të sistemit.

Në vazhdim të këtij paragrafi do të zhvillohen eksperimentet për verifikimin e sistemit të kontrollit të tensionit të GS duke vepruar mbi eksitimin e tij. Ngacmimet do të bëhen rreth pikës së punës (regjimit nominal) duke qenë se edhe gjatë identifikimit të modelit matematik të GS ngacmimet ishin rreth kësaj zone.

Fillimisht, kur GS po punonte në regjim nominal (fig. 5.7), u zvogëlua referenca e tensionit të fazës së statorit me 5%.

Në figurën 5.10 jepet grafiku i shpejtësisë dhe tensionit në bornat e gjeneratorit të cilët monitorohen njëkohësisht. Siç vihet re, përgjigja kalimtare e tensionit në bornat e gjeneratorit ka karakter aperiodik, ndërkohë që ndryshimi i shpejtësisë (frekuencës) së gjeneratorit është i papërfillshëm (gabimi në gjendje të stabilizuar $\varepsilon_n = 5\text{rrot/min}$). Koha e rregullimit të tensionit është rreth $t_{s-u} = 0,13\text{sek.}$ dhe gabimi i tensionit $\varepsilon_u = 0,45\text{V}$.

Vihet re gjithashtu një vonesë në kohe në dhënien e komandës tek algoritmi i kontrollit në kompjuterin në kohë reale. Kjo sepse duhet një kohë rreth $t_{tot}=25+25+20+25=95\text{ms}$ për të patur të afishuar përgjigjen për komandën e ekzekutuar tek kompjuteri bujtës ku afishohet grafiku.

Pra siç shihet, për ngacmime të vogla në eksitimin e GS, sistemet e kontrollit për të cilët është folur deri tani mund t'i shohim si të pavarur nga njeri-tjetri.

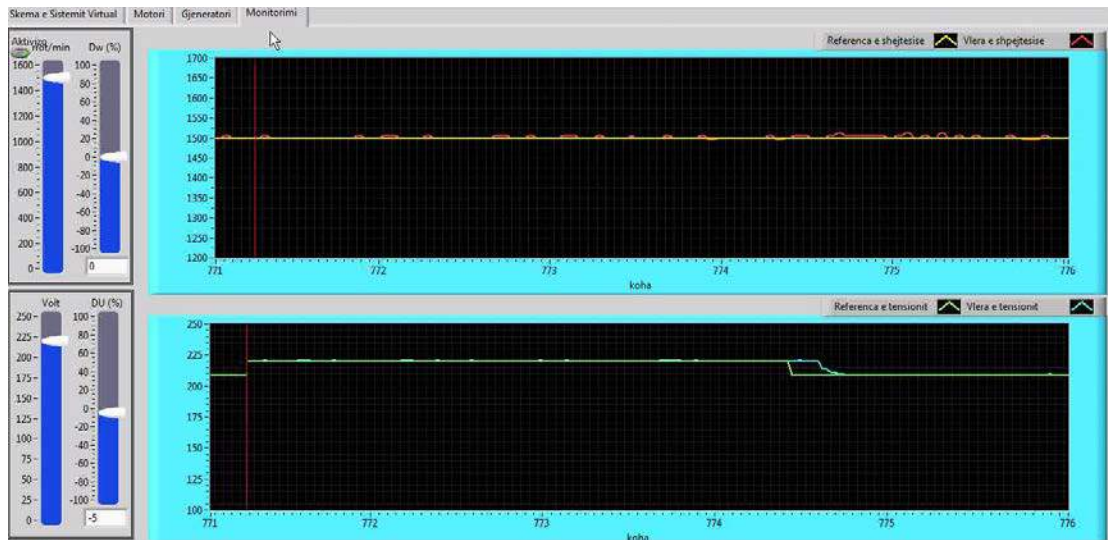


Fig. 5.10. Përgjigjia shkallë e GS 8241 për një zbritje 5% të U_s

Më tej, pasi sistemi u stabilizua, u dha një rritje me 5% mbi nominalen e referencës së tensionit të fazës së statorit të GS. Duke qenë se pak më parë kishim një zbritje me 5%, tani ngacmimi rezulton me një rritje 10%.

Në figurën 5.11 ilustron paneli i monitorimit të GS për këtë ndryshim. Vihet re se përsëri karakteri i përgjigjes është aperiodik me një kohë stabilizimi rreth $t_{r-u} = 0,2\text{sek}$ dhe gabim $\epsilon_u = 0,06\text{V}$. Edhe në këtë rast vihet re një ndikim shumë i vogël tek shpejtësia e gjeneratorit sinkron me një gabim $\epsilon_n = 5,8\text{rrot/min}$ (0.38%). Pra përsëri dy konturet e kontrollit mund të shihen si të pavarur.

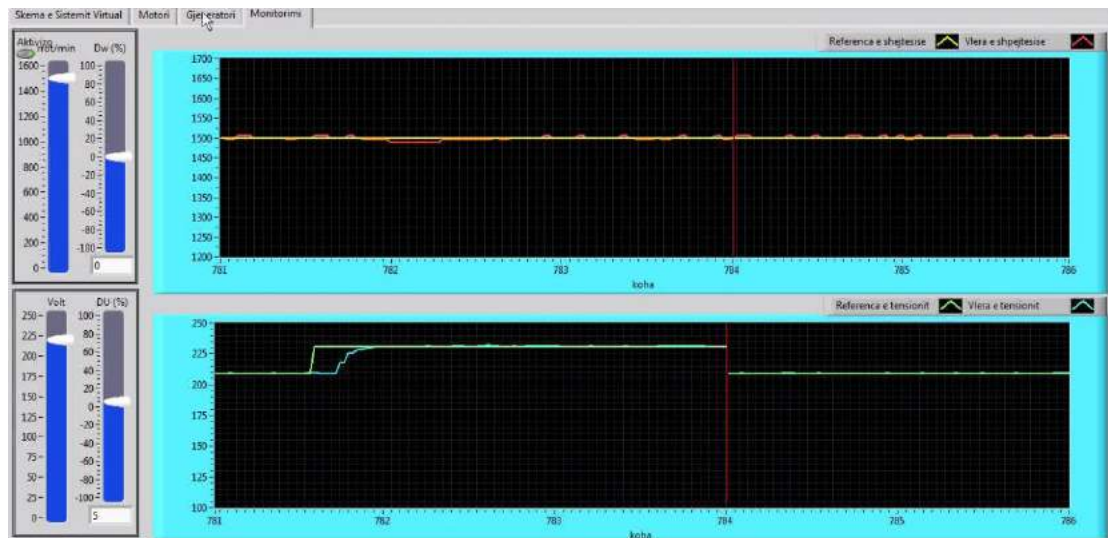


Fig. 5.11. Përgjigjia shkallë e GS 8241 për një rritje me 10% të U_s

Në figurën 5.12 jepet ndërfaqja e kontrollit dhe monitorimit të tensionit të gjeneratorit, e cila zgjidhet duke klikuar me maus te tasti “Gjeneratori” tek pjesa e sipërme e programit. Tek grafiku i gabimit duket ndryshimi shkallë, i cili i referohet rritjes me 10% (djathtas vijës së kuqe).

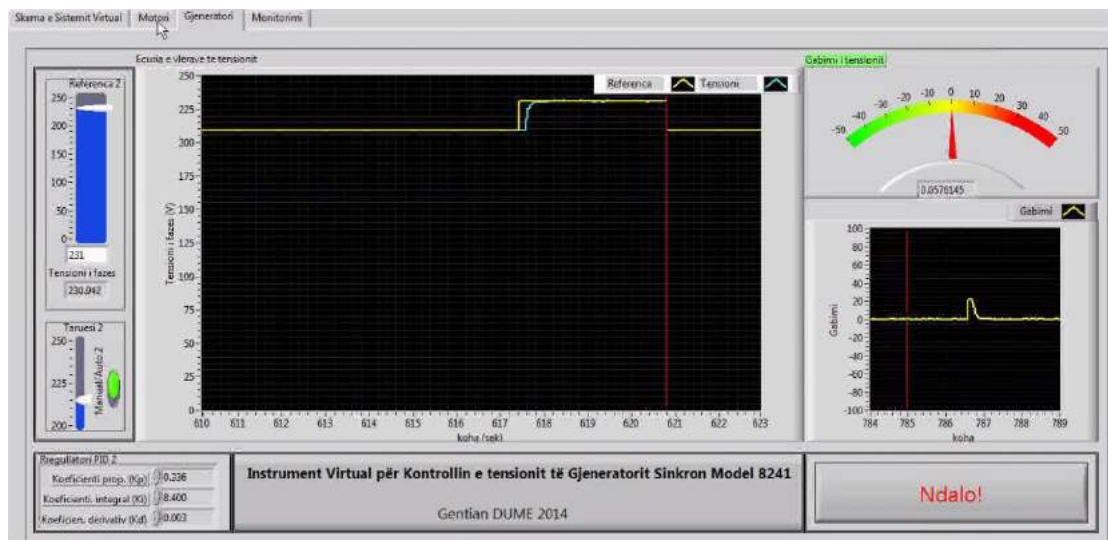


Fig. 5.12. Dritarja e kontrollit dhe monitorimit të tensionit të GS 8241

Në figurën 5.13 jepet ndërfaqja e kontrollit dhe monitorimit të shpejtësisë të gjeneratorit, e cila zgjidhet duke klikuar me maus te tasti “Motori”, tek pjesa e sipërme e programit.

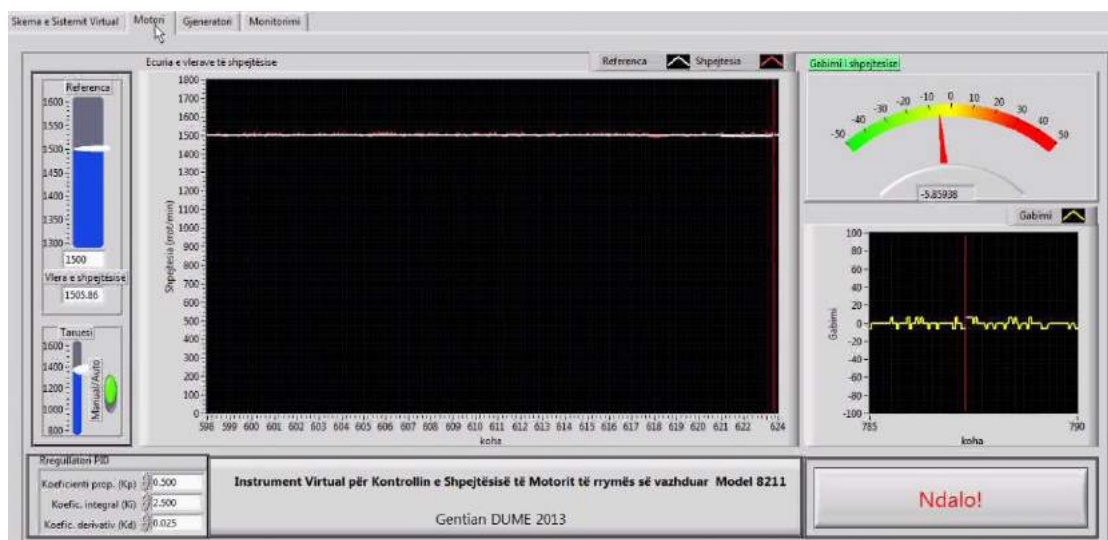


Fig. 5.13. Dritarja e kontrollit dhe monitorimit të shpejtësisë të GS 8241

Dritaret e paraqitura në figurat 5.12 dhe 5.13 shërbejnë gjithashtu për vlerësimin e treguesve të cilësisë të secilit parametër, për të cilin jemi të interesuar.

Më tej u realizua një zbritje me 10% nën vlerën nominale të referencës së tensionit të fazës së statorit të gjeneratorit sinkron. Duke qenë pak më parë kishim një rritje me 5%, tani ngacmimi rezulton me një zbritje me 15%. Ky eksperiment paraqitet në figurën 5.14.

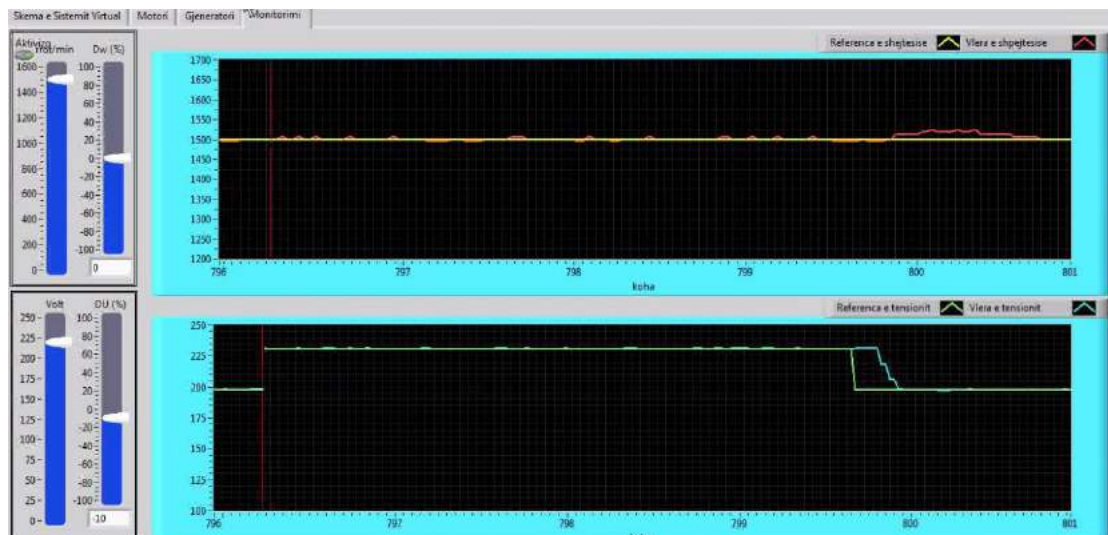


Fig. 5.14. Përgjigjia shkallë e GS për një zbritje me 15% të referencës së U_s

Edhe në këtë rast vihet re se përsëri karakteri i përgjigjes është aperiodik me një kohë stabilizimi rreth $t_{s-u} = 0,15\text{sek}$ dhe gabim $\epsilon_u = 0,07\text{V}$. Në këtë rast vihet re një ndikim i vogël tek shpejtësia e GS, e cila u rrit pak (rreth 1.67%) për rreth 0,75sek, por gjithësesi gabimi në gjendje të stabilizuar është përsëri $\epsilon_n = 5,8\text{rrot/min}$. Pra përsëri dy sistemit e kontrollit mund të shihen si të pavarur.

Në figurat 5.15 dhe 5.16 paraqiten të dy dritaret për kontrollin dhe monitorimin e shpejtësisë për ngacmimin në fjalë. Pavarësisht se gjatë këtyre eksperimenteve këto dritare po shfrytëzohen vetëm për monitorimin e të dy sistemit të kontrollit, përdoruesi i këtij programi është në gjendje të ndryshojë edhe koeficientët e rregullatorëve gjatë kohës së ekzekutimit të programit.

Kjo gjë paraqet avantazhin, sepse mund të tarojmë koeficientët për një pikë pune të dëshiruar, por nga ana tjetër ka një të metë, sepse kërkon që përdoruesi të njohë mirë objektin e rregullimit.

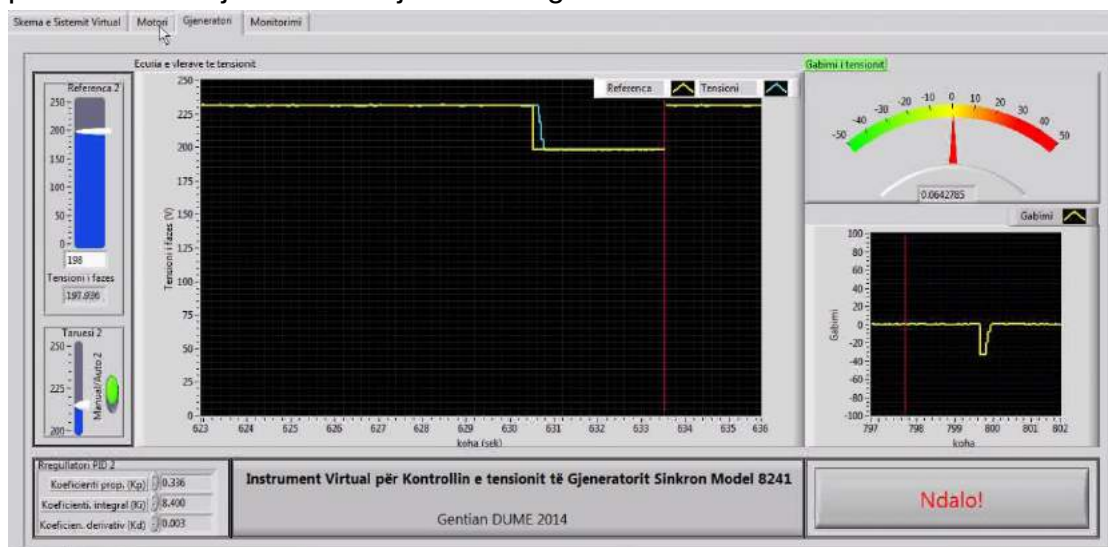


Fig. 5.15. Dritarja për kontrollin e tensionin të GS për një zbritje 15% U_s .

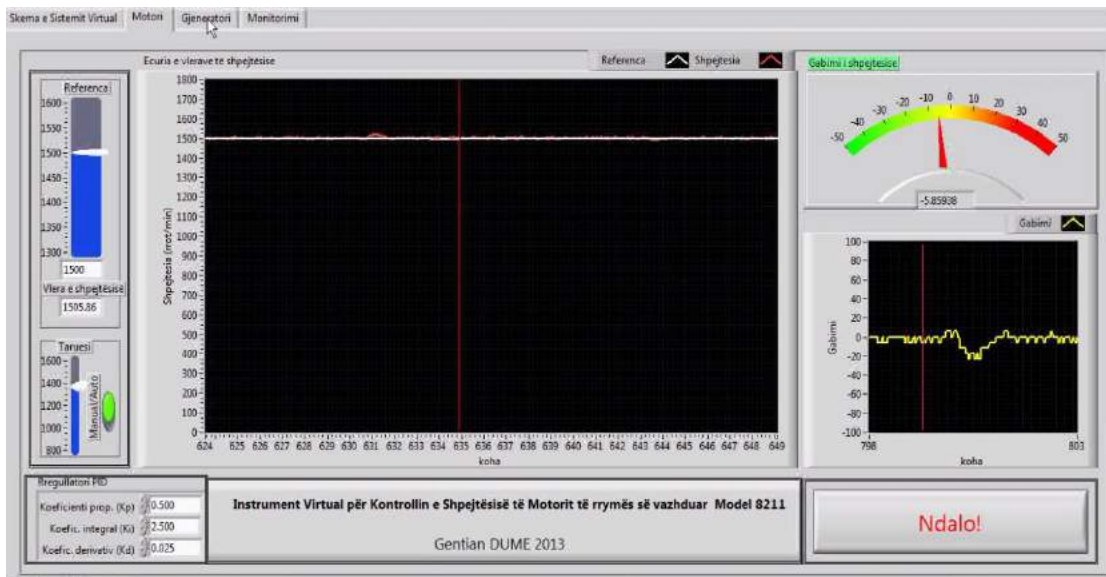


Fig. 5.16. Dritarja për kontrollin e shpejtësisë të GS për një zbritje 15% U_s .

Më tej u realizua një rritje me 10% mbi nominalen e referencës së tensionit të fazës së statorit të GS. Duke qenë se pak më parë kishim një zbritje me 10%, tani ngacmimi rezulton me një rritje 20%. Ky eksperiment paraqitet në figurën 5.17.

Vihet re se tensioni i GS nuk mund të arrijë vlerën 242V. Kjo sepse rryma e eksitimit të GS e kalon vlerën nominale me 15%. Në algoritmin e kontrollit të eksitimit është futur një kusht, që nuk lejon tensione në dalje të ekzekutuesit për, të cilët rryma e eksitimit të kalojë 15% vlerën nominale, për të mbrojtur pëshëjtellën nga dëmtimi i izolimit.

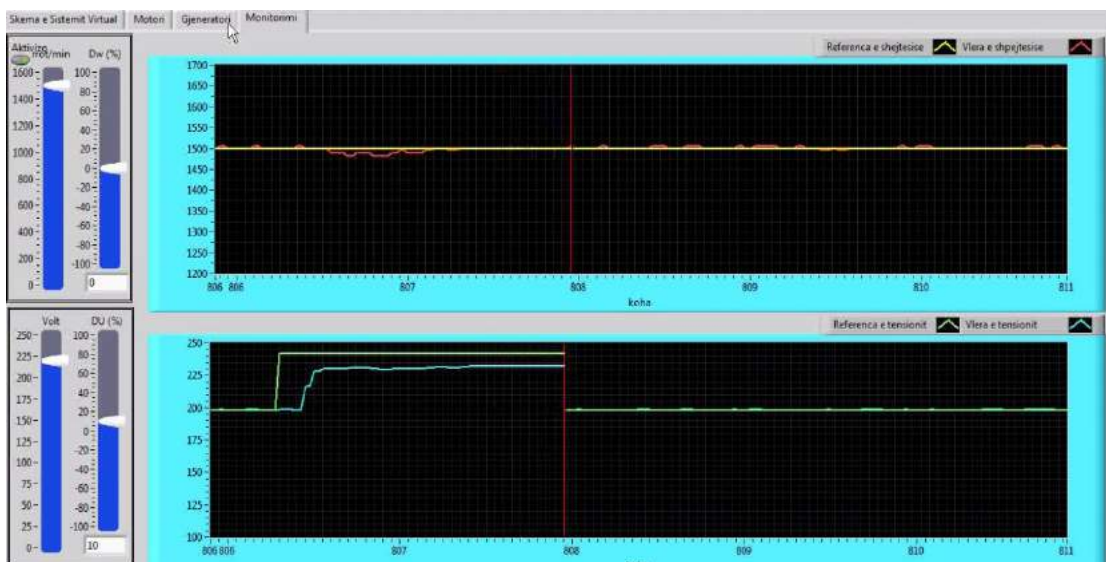


Fig. 5.17. Përgjigjia shkallë e GS për një rritje me 20% të referencës së U_s

Edhe në këtë rast vihet re se përsëri karakteri i përgjigjes është aperiodik me një kohë stabilizimi rreth $t_{s-u} = 0,17\text{sek}$ dhe gabim $\epsilon_u = 10\text{V}$. Edhe në këtë rast vihet re një ndikim i vogël tek shpejtësia e GS, e cila u zvogëlua me rreth

1,67% për rreth 0,65 sek, por gjithësesi gabimi në gjendje të stabilizuar është $\varepsilon_n = 5\text{rrot/min}$. Në këtë rast vihet re ndikimi i tensionit të eksitimit tek shpejtësia e GS. Gjithësesi përdërisa të dy madhësitë në dalje të sistemit stabilizohen, ne mund t'i shohim përsëri të dy konturet e kontrollit si të pavarur.

Figurat 5.18 dhe 5.19 paraqesin panelet përkatëse për secilin nga konturet e kontrollit, për këtë ngacmim.

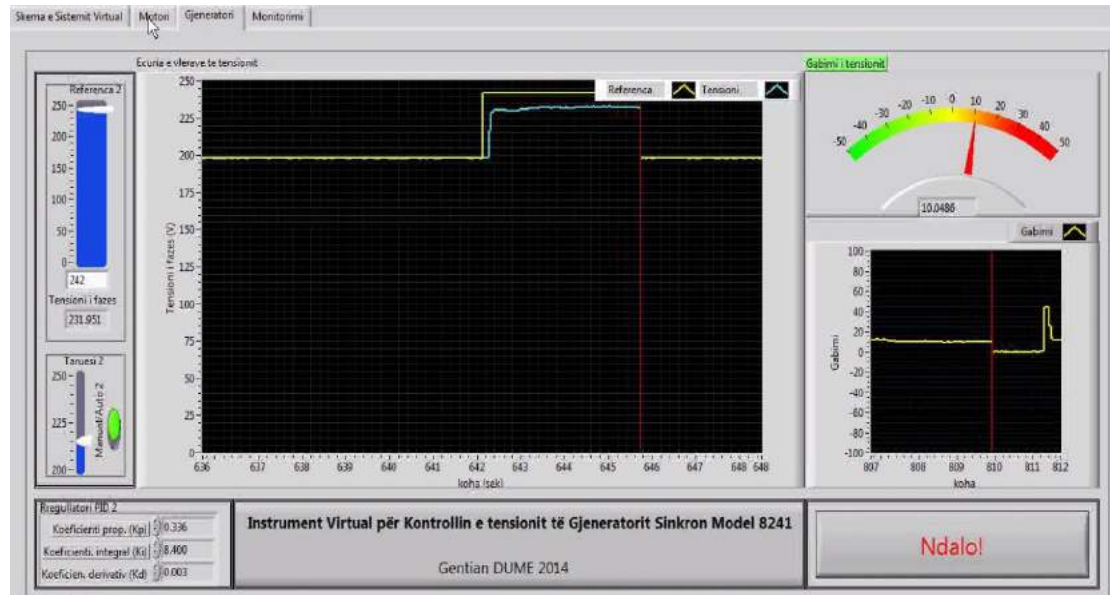


Fig. 5.17. Dritarja për kontrollin e tensionin të GS për një rritje 20% U_s .

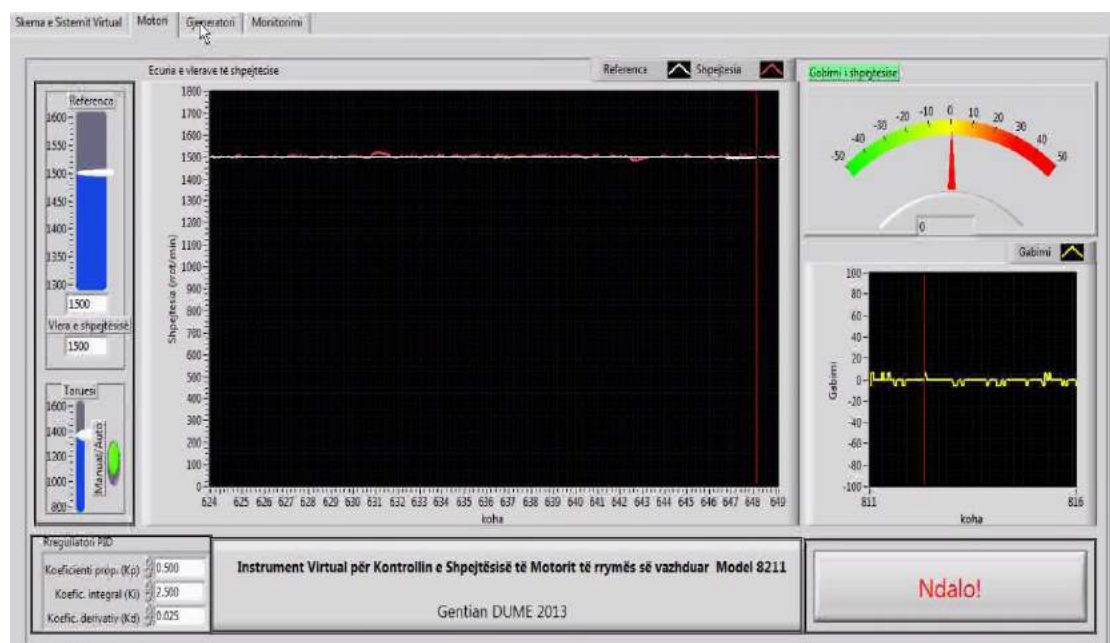


Fig. 5.18. Dritarja për kontrollin e shpejtësisë të GS për një rritje 20% U_s .

Në fund paraqitet rasti me ngacmim shkallë 100%, fillimisht në zbritje (fig. 5.19) dhe pastaj në rritje (fig. 5.20). Vihet re se në zbritje sistemi stabilizohet për rreth 0,56sek, por tensioni nuk arrin vlerën zero për shkak të fluksit

mbetës në pësjtjellën e eksitimit, e cila indukon një f.e.m dhe si rrjedhim një tension në dalje të GS kur shpejtësia është sa ajo nominale (1500rrot/min). Edhe në rritje vohet re një përgjigje e mirë e sistemit të kontrollit të tensionit me një $t_{s-u}=0,52\text{sek}$ me disa oshilime e pa mbirregullim.

Vihet re se po t'i krahasojmë këto dy përgjigje me ato të simulimeve (fig. 4.75 dhe 4.76) vihet re një përputhshmëri e kënaqshme.

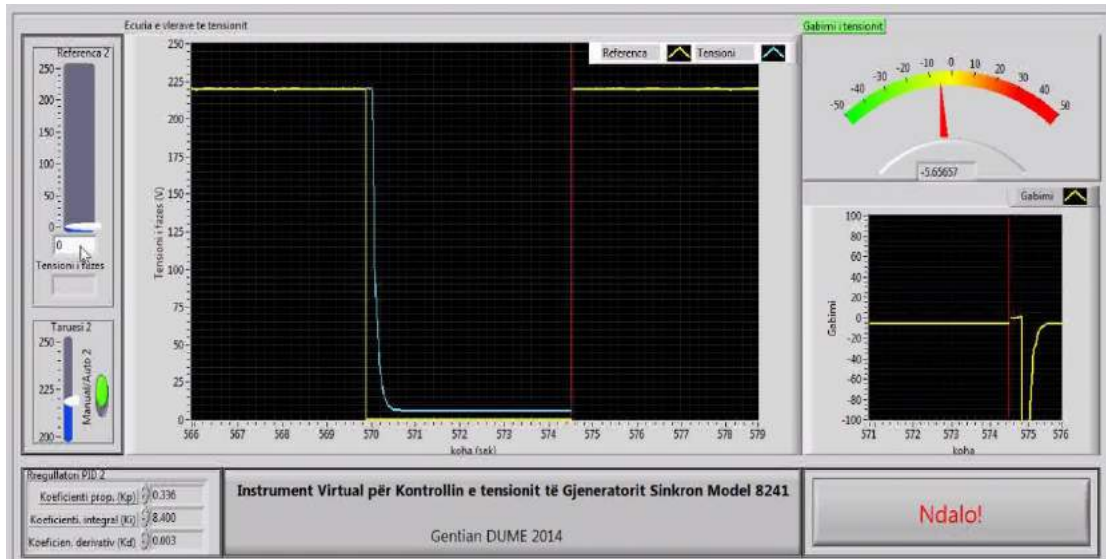


Fig. 5.19. Dritarja për kontrollin e tensionit të GS për një zbritje 100% U_s .

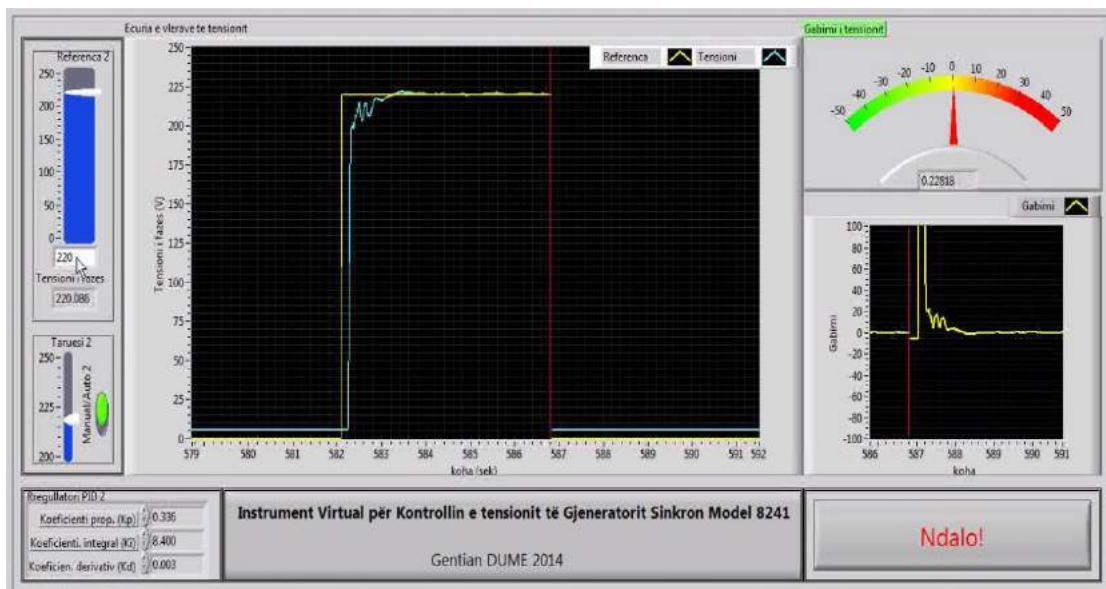


Fig. 5.20. Dritarja për kontrollin e tensionit të GS për një rritje 100% U_s .

Figura 5.21 paraqitet edhe ndikimi i ndryshimit shkallë me 100% të tensionit të eksitimi të GS tek shpejtësia e tij. Vihet re se shpejtësia ka një luhatje me një maksimum rreth +6,7% dhe kohë stabilizimi rreth $t_{s-n}=1,6\text{sek}$ (tensioni i eksitimi zbret me 100%). Kur referenca e tensionit rritet me 100% kemi një zbritje të shpejtësisë me -6,5% dhe $t_{s-n}=1.2\text{sek}$.

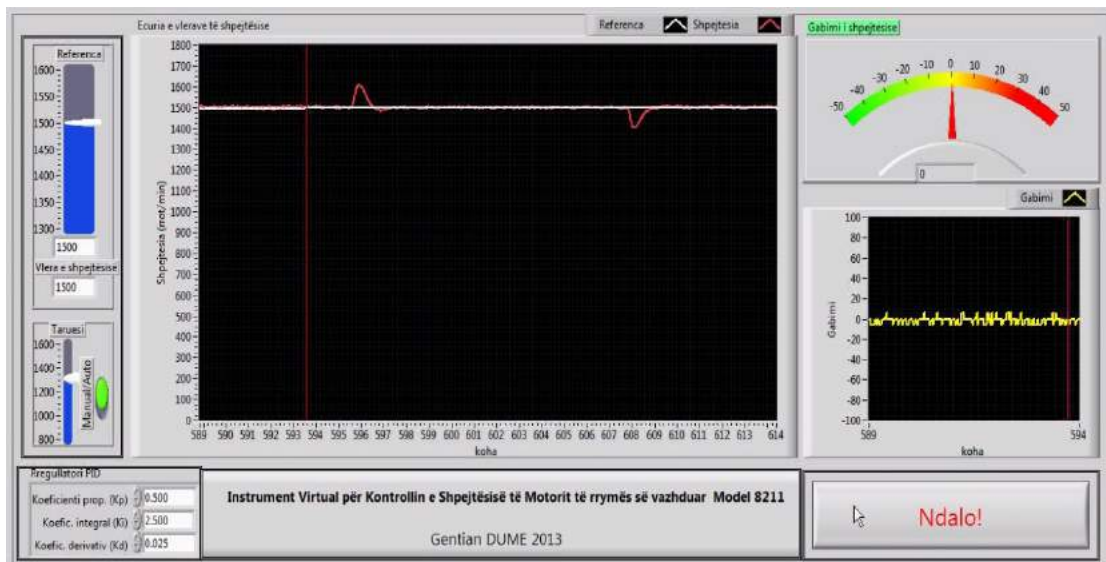


Fig. 5.21. Sistemi i kontrollit të shpejtësisë së GS për një zbritje/rritje 100% U_s

5.4.Provat eksperimentale për rregullimin e shpejtësisë të GS

Në vijim të këtij paragrafi do të paraqiten eksperimentet për verifikimin e sistemit të kontrollit të shpejtësisë së rotorit të GS, duke vepruar mbi tensionin e induktit të MRVEPav. model 8211, i lidhur me GS me rrip transmisioni. Ngacmimet do të bëhen rreth pikës së punës (regjimit nominal) duke qenë se edhe gjatë identifikimit të modelit matematik të MRVEPav. ngacmimet ishin rreth kësaj zone.

Pas eksperimenteve mbi eksitimin e GS, sistemi u kthye në regjim nominal ($U_s=220V$ dhe $f=50Hz$ ose $n=1500\text{rrot/min}$). Fillimisht u zvogëlua referenca e shpejtësisë të rotorit të GS me 5%.

Në figurën 5.22 jepet grafiku i shpejtësisë dhe tensionit në bornat e gjeneratorit, të cilët monitorohen njëkohësisht. Siç vihet re, përgjigja kalimtare shkallë e shpejtësisë së rotorit të gjeneratorit kalon referencën e shpejtësisë me një $m_{r-n}=-2,3\%$, ndërkohë që tensioni në borna e gjeneratorit oshilon. Koha e rregullimit të shpejtësisë është rreth $t_{s-n} = 1.15\text{sek}$ ndërsa gabimi në gjendje të stabilizuar $\epsilon_n = 5\text{rrot/min}$). Përsa i përket vlerave të tensionit vihet re një kohë rregullimi rreth $t_{s-u} = 0,4\text{sek}$ ($U_s \leq 2,5\%$), gabimi në gjendje të stabilizuar $\epsilon_u = 5V$ (2,3%) dhe $m_{r-U_s}=-3,4\%$.

Pra siç vihet re: ndryshimet sado të vogla në vlerën e shpejtësisë kanë ndikimi më të madh mbi tensionin e GS se anasjelltas. Pavarësisht se sistemet e kontrollit i mbajnë daljet e sistemi brenda specifikimeve të dëshiruara (me një shmangie të vogël tek RAT), mendojmë se gjatë procesit të analizës së sistemit, konturit të shpejtësisë duhet t'i kushtohet rëndësi e veçantë.

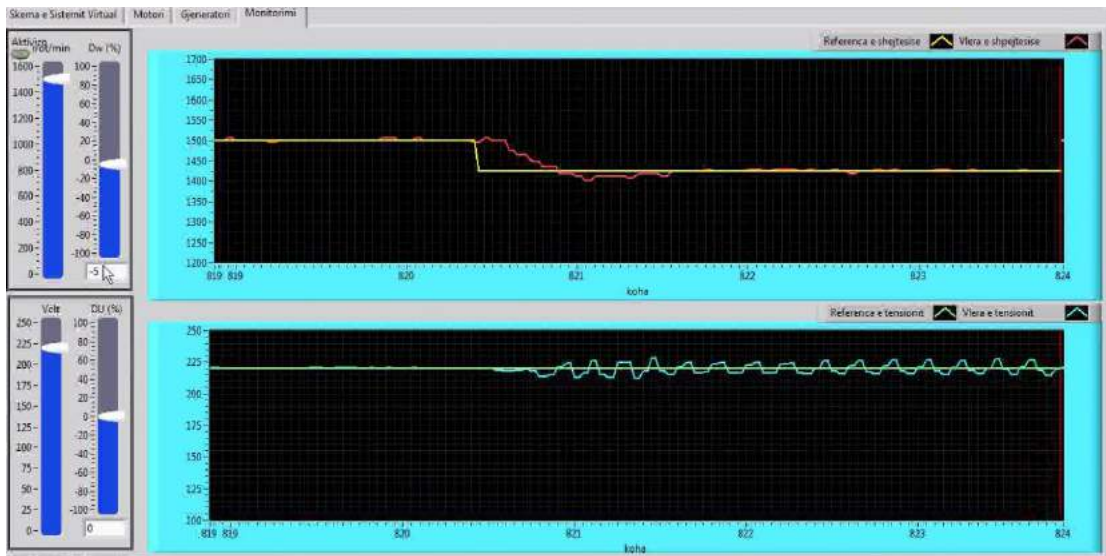


Fig. 5.22. Përgjigjia shkallë e GS 8241 për një zbritje 5% të ω_r

Më tej, pasi sistemi u stabilizua, iu dha një ngacim shkallë në rritje me 5% mbi nominalen e referencës së shpejtësisë të rotorit të GS. Duke qenë se pak më parë kishim një zbritje me 5%, tani ngacmimi rezulton me një rritje 10%.

Në figurën 5.23 ilustrohet paneli i monitorimit të GS për këtë ndryshim. Vihet re se përsëri karakteri i përgjigjes është i njëjtë me një $m_{r-n}=+2,5\%$, kohë stabilizimi rreth $t_{s-n} = 1,4\text{sek}$ dhe gabim $\epsilon_n = 5\text{rrot/min}$ (0.3%). Edhe në këtë rast vihet re një ndikim jo i vogël te tensioni i gjeneratorit sinkron (fig. 5.24), vlerat e të cilit oshilojnë përreth vlerës nominale. Në këtë rast rezulton një gabim në gjendje të stabilizuar rreth $\epsilon_u = 6\text{V}$ (2,7%) kohë stabilizimi rreth $t_{s-u} = 0,6\text{sek}$ dhe $m_{r-us}=+4,5\%$.

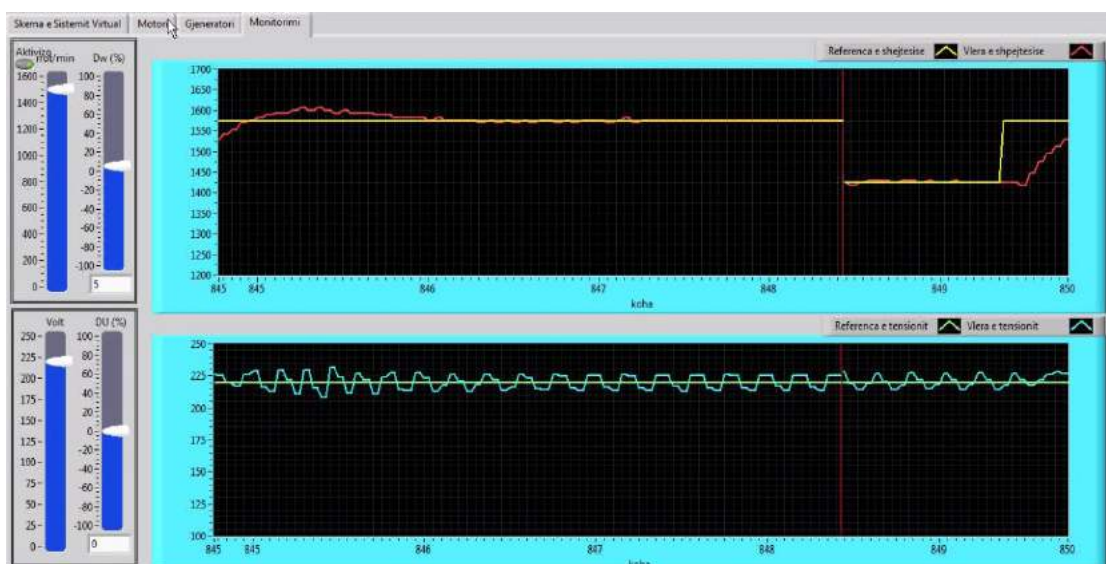


Fig. 5.23. Përgjigjia shkallë e GS 8241 për një rritje 10% të ω_r

Të dy sistemet e kontrollit veprojnë si të pavarur, por siç duket edhe nga figurat 5.24 dhe 5.25, vetëm sistemi i kontrollit të shpejtësisë (RASH) arrin më

së miri, të mbajë vlerën e parametrin në dalje të sistemit, brenda specifikimeve të dëshiruara. Ndërsa sistemi i kontrollit RAT ka një veprim të pranueshëm, pavarësisht se gabimi në gjendje të stabilizuar është 2,7%.

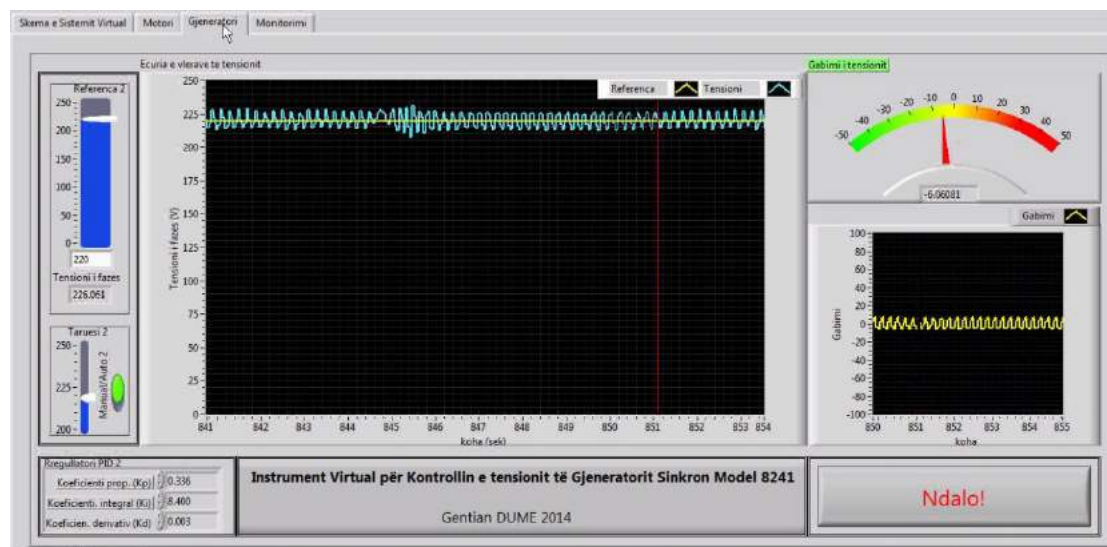


Fig. 5.24. Dritarja e kontrollit dhe monitorimit të tensionit të GS 8241

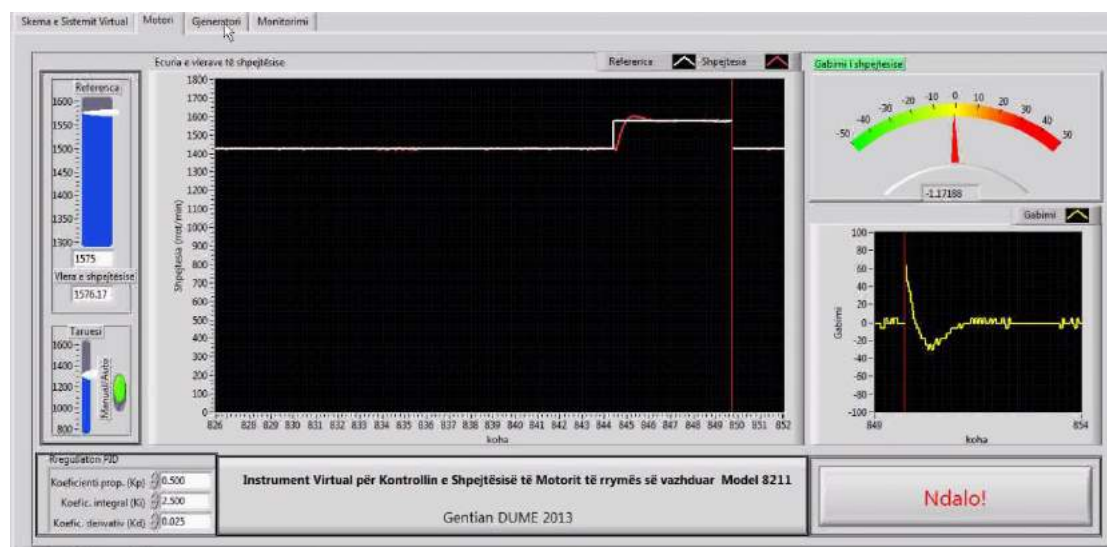


Fig. 5.25. Dritarja e kontrollit dhe monitorimit të shpejtësisë të GS 8241

Më tej u realizua një zbritje me 10% nën vlerën nominale të referencës së shpejtësisë të induktit të GS. Duke qenë se pak më parë kishim një rritje me 5%, tani ngacmimi rezulton me një zbritje me 15%. Ky eksperiment paraqitet në figurën 5.26.

Në këtë rast vihet re se vlera e shpejtësisë zbret nën vlerën e dëshiruar me rreth 3% dhe i afrohet vlerës së dëshiruar nga poshtë me një kohë stabilizimi, që rezulton rreth $t_{s-n} = 1,25\text{sek}$ dhe gabim $\epsilon_n = 5\text{rot/min}$ (0,3%). Edhe në këtë rast vihet re një ndikim jo i vogël tek tensioni i GS, i cili oshilon rreth vlerës mesatare 210V (rreth 4,5%), arrin vlerën e stabilizuar për rreth $t_{s-u}=0,45\text{ sek}$ ($U_{\text{mes}}=210\text{V}$) dhe gabimi në gjendje të stabilizuar rezulton $\epsilon_{u_{\text{mes}}} = 5\text{V}$ (2,27%).

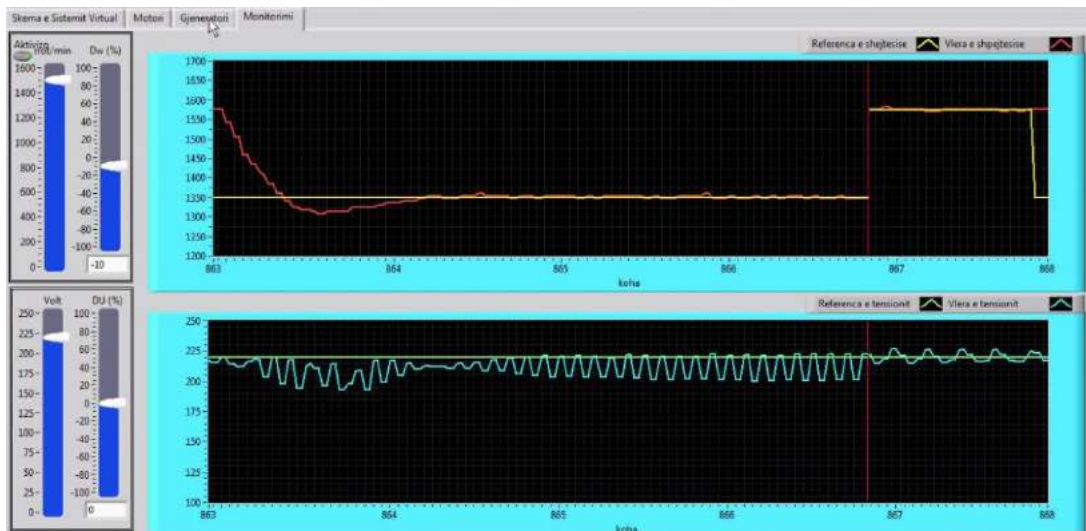


Fig. 5.26. Përgjigjia shkallë e GS për një zbritje me 15% të ω_r

Në këtë rast vihet re se sistemi i kontrollit të tensionit nuk arrin ta mbajë vlerën e tensionit në vlerën e dëshiruar. Për të bërë këtë duhet rritur rryma e eksitimit të gjeneratorit mbi vlerën maksimale të lejuar, e cila natyrisht do të dëmtonte fizikisht pësjtjellën e rotorit.

Kjo situatë, siç u sqarua në paragrafin e mësipërm, është shmangur duke kufizuar vlerat e tensionit në dalje të ekzekutuesit, tek kompjuteri në kohë reale. Ky kufizim nuk lejon që rryma në pësjtjellën e eksitimit të GS, të kalojë vlerat 15% të rrymës nominale.

Në figurat 5.27 dhe 5.28 ilustrohen dritaret e kontrollit dhe monitorimit të shpejtësisë dhe tensionit të GS për një ngacmim 15% në zbritje të referencës së shpejtësisë. Ky eksperiment ka vetëm për qëllim të verifikojë efektivitetin e rregullatorëve, pasi për vetë objektivin dhe qëllimin e përdorimit të GS sinkronë si prodhues energjie, kjo gjendje e stabilizuar pune e tij nuk paraqet interes praktik.

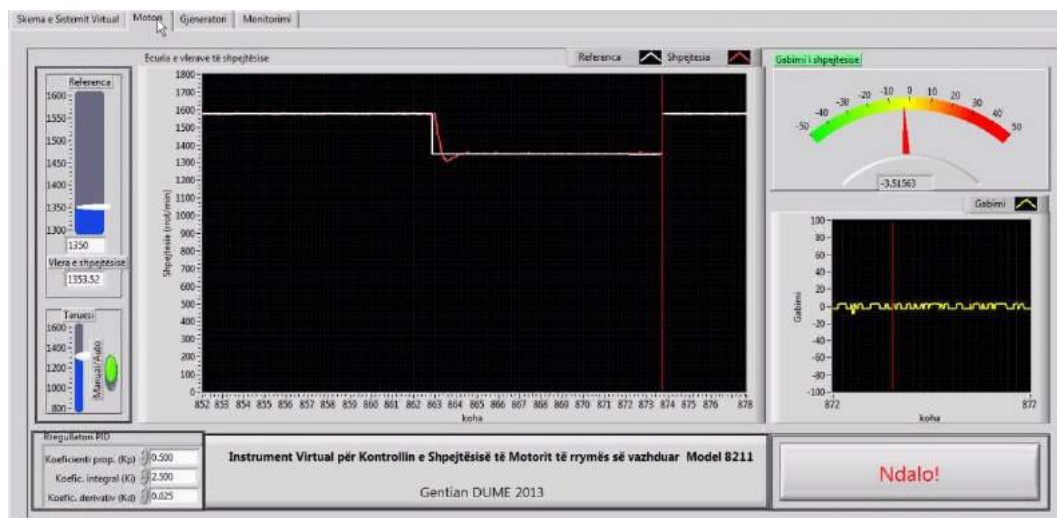


Fig. 5.27. Dritarja e kontrollit dhe monitorimit të shpejtësisë të GS 8241

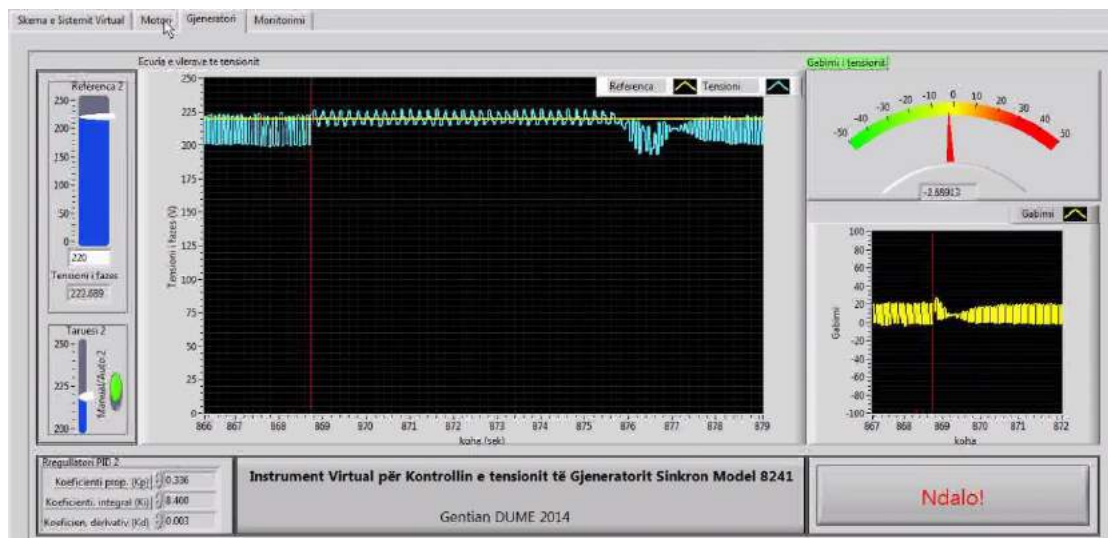


Fig. 5.28. Dritarja e kontrollit dhe monitorimit të tensionit të GS 8241

Në figurën e mëposhtme paraqitet eksperimenti i fundit për ndryshim shkallë të referencës së shpejtësisë të GS. U realizua një rritje me 10% mbi nominalen e referencës së shpejtësisë të GS. Duke qenë se pak më parë kishim një zbritje me 10%, tani ngacmimi rezulton me një rritje 20%. Ky eksperiment paraqitet në figurën 5.29.

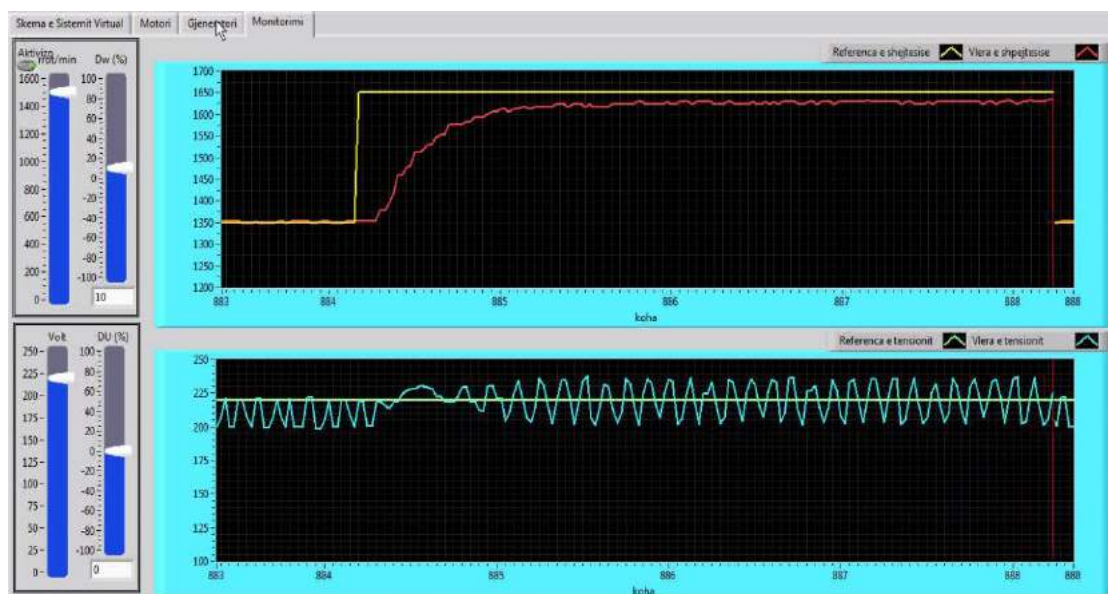


Fig. 5.29. Përgjigjia shkallë e GS për një rritje me 20% të referencës të ω_r

Në këtë rast vihet re se karakteri i përgjigjes është aperiodik me një kohë stabilizimi rreth $t_{s-n} = 1.1\text{sek}$ dhe gabim $\epsilon_n = -30\text{rot/min}$ (-2%).

Vihet re se tensioni në dalje të GS oshilon në mënyrë periodike rreth vlerës së referencës 220V. Gabimi në gjendje të stabilizuar është $\epsilon_u = 15\text{V}$ (6,8%) dhe koha e stabilizimit rreth $t_{s-u} = 0,6\text{sek}$. Në këtë rast vihet re se sistemi i kontrollit të tensionit përgjigjet më mirë, sepse rryma e eksitimit është nën vlerën kufi për të cilën ekzekutuesi është programuar të saturohet.

Mos arritja e referencës prej 1650rrrot/min mendoj se vjen në radhë të parë prej rregullatorit PID, pasi koeficientët e tij janë projektuar mbi një model të identifikuar të MRVEPav. 8211 për ngacmim shkallë, që jep në dalje një ndryshim të shpejtësisë nga 0,5nj.r. në 1nj.r. (shih. paragrafin 4.2.2.4).

Identifikimi u bë për zonën e punës në fjalë, pas gjatë punës normale të GS, ngacmimet, që ndodhin realisht janë ulja dhe rritja e ngarkesës së GS, që rezultojnë në luhatje të shpejtësisë (frekuencës) nën vlerën nominale.

Pra ky eksperiment tregoi se rregullatorët e projektuar përmbushin treguesit e cilësisë vetëm rreth zonës së punës, për të cilën modelet matematike të objektit të rregullimit pranohen lineare.

Në paragrafin në vijim do të paraqiten eksperimentet mbi efektetivitetin e rregullatorëve të tensionit dhe shpejtësisë për ndryshime shkallë të ngarkesës aktive në GS model 8241.

5.5.Provat eksperimental për ndryshim të ngarkesës të GS

Në vijimi të eksperimenteve do të ndryshojmë ngarkesën në dalje të GS. Fillimish sistemi u kthye në regjim nominal duke vendosur në zero shmangiet e vlerave të referencës së shpejtësisë dhe të tensionit.

Në figurën 5.30 kemi ngacmim në dalje të sistemit për shpejtësi konstante 1500rrrot/min ($f=50\text{Hz}$) dhe tension konstant 220V. Ky ngacmim rezulton në një zbritje të ngarkesë në formë shkalle nga vlera 1nj.r. në 0,6nj.r.

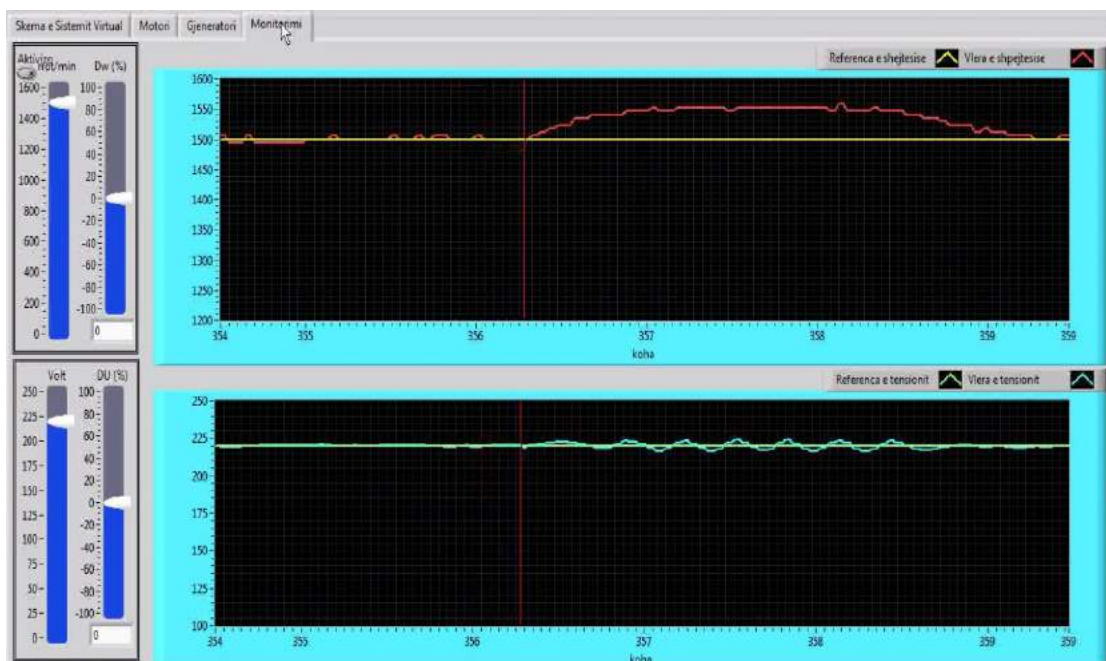


Fig. 5.30. Përgjigjia e sistemit të kontrollit të GS model 8241 për zbritje të ngarkesës tre fazore simetrike nga 1 nj.r. në 0.6 nj.r.

Vihet re që: si shpejtësia ashtu edhe tensioni i GS rriten mbi vlerat nominale ndërkohë që tensioni i tij oshilon. Më pas sistemet e kontrollit i kthejnë këto parametra në vlerat fillestare (para ngacimit).

Rezulton se vlera e shpejtësisë arrin në 1550rrot/min. Kohëzgjatja e procesit kalimtar është rreth $t_{s-n} = 3,2\text{sek}$ dhe gabim $\varepsilon_n = 5\text{rrot/min}$ (0,3%). Përsa i përket tensionit të statorit vihet re se ky parametër arrin fillimisht në 225V (2,2%). Kohëzgjatja e procesit kalimtar është rreth $t_{s-u} = 2,7\text{sek}$ dhe gabim $\varepsilon_u = 2\text{V}$ (0,9%).

Pra sic shihet, rregullatorët përgjigjen mjaft mirë për një zbritje me 40% të ngarkesës së gjeneratorit.

Më tej, në një moment të dytë, kur GS po punonte me ngarkesë 0,3nj.r.dhe me vlerë nominale të tensioni dhe frekuencës, ngarkesa u rrit në 0,6nj.r. Në figurën 5.31 paraqitet ky moment, ku vihet re një rënie e shpejtësisë dhe tensionit të gjeneratorit.

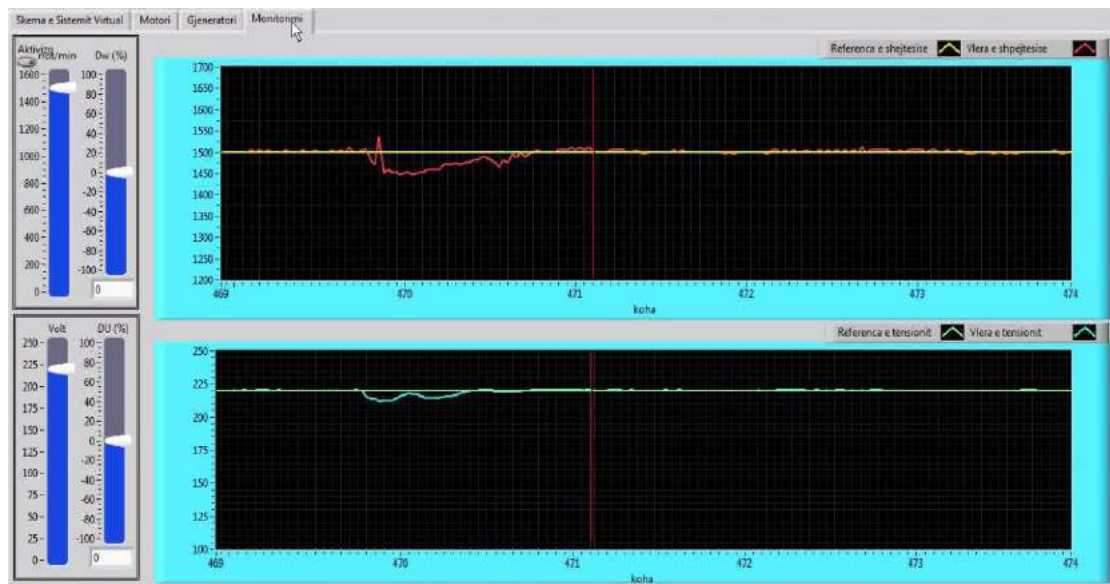


Fig. 5.31. Përgjigjia e sistemit të kontrollit të GS model 8241 për rritje të ngarkesës tre fazore simetrike nga 0,3 nj.r. në 0,6 nj.r

Siç vërehet, rezulton se vlera e shpejtësisë zbret në 1447rrot/min (-3,5%). Kohëzgjatja e procesit kalimtar është rreth $t_{s-n} = 1,25\text{sek}$ dhe gabim $\varepsilon_n = 4,5\text{rrot/min}$ (0,3%). Përsa i përket tensionit të statorit, vihet re se ky parametër zbret në vlerën 210V (-4,5%). Kohëzgjatja e procesit kalimtar është rreth $t_{s-u} = 0,65\text{sek}$ dhe gabim $\varepsilon_u = 2\text{V}$ (0,9%).

Pra sic shihet, edhe në këtë rast rregullatorët përgjigjen mjaft mirë për një rritje me 30% të ngarkesës së gjeneratorit.

Kuptohet që, për ndryshime shkallë më të vogla të ngarkesës së GS (rastet më të zakonshme), veprimi i saktë i rregullatorëve mund të pranohet pa

mëdyshje po të mbështetemi tek eksperimentet e mësipërme (fig. 5.30 dhe 5.31).

Së fundi le të eksperimentojmë situatën më të vështirë, në të cilën mund të ndodhet GS në kushte normale. Bëhet fjalë kur GS punon në regjim nominal dhe për ndonjë arsye shkëputet nga ngarkesa në bornat e tij (p.sh. një veprim i gabuar i mbrojtës së GS).

Sic vërehet (fig. 5.32), rezulton se vlera e shpejtësisë arrin në 1680rrot/min (112%). Kohëzgjatja e procesit kalimtar është rreth $t_{s-n} = 2,15\text{sek}$ dhe gabim $\epsilon_n = 5\text{rrot/min}$ (0,3%). Përsa i përket tensionit të statorit vihet re se ky parametër ngjitet në vlerën 235V (106,8%) dhe pastaj oshilon. Kohëzgjatja e procesit kalimtar është rreth $t_{s-u} = 1,9\text{sek}$ dhe gabim $\epsilon_u = 2,2\text{V}$ (1%).

Pra siç shihet, edhe në këtë rast rregullatorët përgjigjen mjaft mirë për një zbritje me 100% të ngarkesës së gjeneratorit.

Shpejtësia e punimit pa ngarkesë nuk i kalon të 12% apo 1,12 nj.r. Në literaturë rekomandohet që në këto situata, pra kur GS mbetet pa ngarkesë, shpejtësia e rotorit të tij nuk duhet të kalojë 1,6nj.r. Edhe vlerat e tensionit nuk e kalojnë kufirin prej 1.1nj.r., që vendoset për rregullatorët e tensionit (RAT) të GS (shih fig. 4.65).

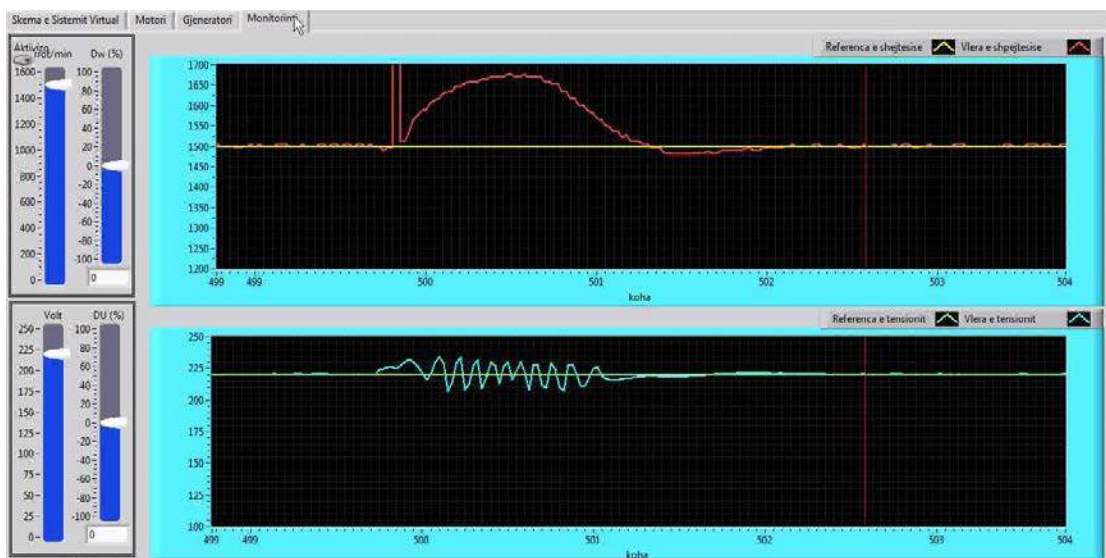


Fig. 5.32. Përgjigjia e sistemit të kontrollit të GS model 8241 për shkëputje të ngarkesës tre fazore simetrike nga 1 nj.r. në 0 nj.r

Pra edhe në këtë situatë rregullatorët, që u projektuan, përgjigjen në mënyrë të kënaqshme.

Më këto eksperimente, u provua efektiviteti i rregullatorëve të projektuar për kontrollin e GS model 8241, si për ngacmime në hyrjet ashtu edhe për ato në daljet e objektit të rregullimit.

Në tabelën 5.1 paraqiten rezultatet eksperimentale të përfuara në këtë kapitull. Aty mund të vihet re me lehtësi, se cfarë ndikimi sjell tek madhësitë në dalje (U_s dhe n), ndryshimi i madhësive referuese (U_{ref} dhe n_{ref}) dhe i ngarkesës R_s (ngacmimi shqetësues).

Duhet theksuar se ndryshimet në formë shkalle tek madhësitë referuese janë bërë për vlera rreth regjimit nominal të gjeneratorit, sepse ato janë kryer nëpërmjet programit të ndërtuar në softin LabVIEW. Ndërsa ngacmimet shqetësuese (ndryshimi i ngarkesës 3 fazore simetrike) janë bërë me shkallë më të mëdha, pasi nga blloku i rezistencave, që disponohet nga kompania Lab-Volt, mund të siguroheshin vetëm 3 vlera të rezistencave; konkretisht 0,3nj.r., 0,6nj.r dhe 1nj.r.

Në fund procesi u ndalua automatikisht nga kompjuteri bujtës. Ky moment ilustron në figurën 5.33. Ndalimi i procesit mund të bëhet nga dy dritaret (Motori ose Gjeneratori), duke klikuar me maus tek butoni **Ndalo!**, që ndodhet poshtë dhe në të djathtë të dritareve.

Tabela 5.1. Rezultatet eksperimentale

	Ngacmimi shkallë (%)		m_{rr-n} (%)	t_{r-n} (s)	ε_n (%)	m_{rr-U_s} (%)	t_{r-U_s} (s)	ε_{U_s} (%)	Shënime
n_{ref}	100→95	-5	-2,3	1,15	0,3	-3,4	0,4	2,3	$U_{ref}=220V$ $R_s=1nj.r.$ $n_{ref} \neq$
	95→105	+10	+2,5	1,4	0,3	+4,5	0,6	2,7	
	105→90	-15	-3	1,25	0,3	-4,5	0,45	-2,27	
	90→110	+20	0	1,1	-2	+4,5	0,6	6,8	
U_{ref}	100→95	-5	0	0	0,3	0	0,13	0,02	$U_{ref} \neq$ $R_s=1nj.r.$ $n_{ref}=1500rrot/min$
	95→105	+10	0	0	0,38	0	0,2	0,027	
	105→90	-15	+1,67	0,75	0,38	0	0,15	0,031	
	90→110	+20	-1,67	0,65	0,3	0	0,17	-4,5	
	100→0	-100	+6,67	1,6	0,3	0	0,56	+3,18	
	0→100	+100	-6,5	1,2	0,3	1,5	0,52	2	
R_{s-n}	100→60	-40	+3,33	3,2	0,3	+2,2	2,7	0,9	$U_{ref}=220V$ $R_s \neq$ $n_{ref}=1500rrot/min$
	30→60	+30	-3,5	1,25	0,3	-4,5	0,65	0,9	
	100→0	-100	+12	2,15	0,3	+6,8	1,9	1	

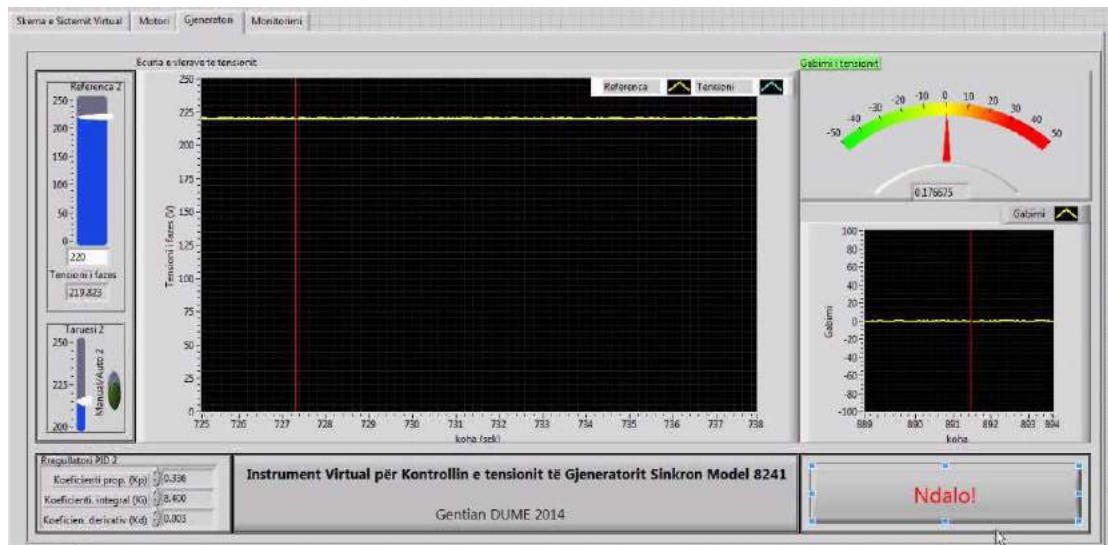


Fig. 5.33. Ndalimi i procesit nga kompjuteri bujtës.

5.6. Bibliografia

- [1] National Instruments, *Using Desktop PCs as RT Targets with the Real-Time Module*, National Instruments Corporation, 2009
- [2] J. Travis dhe J. Kring, *LabVIEW for Everyone: Graphical Programming Made Easy and Fun* 3rd edition, *Prentice Hall*, 2006.
- [3] Gëzim Karapici, *Automatika e sistemeve elektroenergjetike 2*, SHBLU, 1998

KAPITULLI VI

Konkluzione dhe Rekomandime

6. Përfundime

Në mbyllje të këtij punimi vlen të nxirren disa konkluzione dhe të jepen disa rekomandime.

Ndër konkluzionet më të rëndësishme të nxjerra nga ky punim përmendim:

- Ndërtimi i një ambienti harduer dhe softuer i mbështetur nga një kompjuter në kohë reale

Në këtë ambient, çdo studiues i fushës së kontrollit automatik mund të testojë rregullatorët e sintetizuar për objektin e tij të rregullimit.

Ky ambient është universal dhe mund të shërbejë për kontrollin e çdo objekti rregullimi. Mjafton vetëm të vendosen në stendën në fjalë edhe dhënësit e përshtatshëm për objektin e rregullimit, që do të kontrollohet.

- Ndërtimi i një sistemi virtual për kontrollin e tensionit dhe frekuencës së gjeneratorit sinkron.

Ky sistem mund të përdoret me lehtësi, jo vetëm për realizimin e punëve laboratorike, me qëllim përvetësimin nga studentët të nocioneve të kontrollit në lak të mbyllur të madhësive në dalje të makinave elektrike, por edhe për provat e efektivitetit të rregullatorëve të nxjerrë nga analiza teorike nëse si objekt rregullimi do të përdoren MRVEPav. 8211 dhe GS 8241 (modelet e tyre janë të identifikuara tashmë). Rregullatorët e projektuar, mund të programohen me lehtësi në softin LabVIEW.

- Modelimi i gjeneratorit sinkron në ambientin LabVIEW.

Ky model mund të përdoret për studime në fushën e Sistemeve Elektrike të Fuqisë. Ndërveprimi me modelin gjatë kohës së simulimit në LabVIEW e bën shumë më të thjeshtë të kuptuarit e nocioneve nga studentët se softuerët klasik nga ku përmend softin Matlab. Për më tepër, modeli i GS në LabVIEW mundëson tarimin e koeficientëve të rregullatorëve të ndryshëm fizik direkt mbi model, me ndihmën e kartave konvertuese A/D dhe D/A.

- Projektimi, ndërtimi dhe verifikimi i bllokut të fuqisë me tranzistorë MOSFet në 20kHz.

Ky bllok fuqie mund të japë në dalje një tension të vazhduar deri në $U=250V$ dhe një rrymë, që shkon në $I=8A$. Gjenerimi i impulseve në 20kHz e bëjnë këtë ekzekutues mjaft të shpejtë në përgjigje. Kështu që mund të përdoret jo vetëm në skemën e këtij punimi, por edhe në objekte të ngjashme, të cilat punojnë në rrymë të vazhduar. Mundësia për t'u komanduar manualisht me ndihmën e një potenciometri ose nga

kompjuteri, e bëjnë këtë ekzekutues shumë të përdorshëm në studime nga më të ndryshmet.

- Implementimi me sukses i teknikës HNL për ndërtimin e prototipeve të shpejtë të sistemeve të kontrollit.

Kjo teknikë e prezantuar dhe provuar me sukses në këtë punim është një risi për FIE dhe jo vetëm. Kështu mund t'iu jepet një zgjidhje e shpejtë dhe me saktësi të pranueshme të problemeve kryesore, me të cilët hasen inxhinierët e kontrollit, nga ku përmendim se në shumë raste duhet të projektojnë një rregullator pa patur informacion për vlerat e parametrave të objektit të rregullimit.

- Monitorimi “on-line” i shpejtësisë dhe tensionit të gjeneratorit sinkron

Ky monitorim kryhet nga moduli i dhënësive dhe algoritmi përkatës i ndërtuar në softin LabVIEW. Pra ky sistem mund të shihet edhe si një mini SCADA (Supervisory Control And Data Acquisition), nga ku operatori mund të gjykojë për ecurinë e parametrave të dëshiruar dhe të vendosë për masat, që duhet të marrë, në rast se e gjykon të arsyeshme.

- Ngritja e një stende për kontrollin e GS dhe jo vetëm.

Stenda e ndërtuar në ambientin e Laboratorit të Matjeve Elektrike të FIE, për realizimin e objektivit të këtij punimi është plotësisht e përdorshme për studime nga më të ndryshmet, që kanë lidhje me inxhinierinë elektrike.

- Përftimi i një kompjuteri në kohë reale

Kompjuteri në kohë reale i përftuar në këtë punim, mund të përdoret me sukses jo vetëm nga kërkuesit, që studiojnë sistemet në kohë reale, por edhe si ndihmës për realizimin e punëve laboratorike për studentët e ciklit të dytë (master), në disa lëndë ku programi mësimor, kërkon njohje të studentit me sistemet në kohë reale.

- Një sistem në kohë reale në konfigurimin “host / target” (bujtës/objekt) për FIE, i disponueshëm.

Mundësitë, që ofron kjo zgjidhje, janë të panumërta. Kjo zgjidhje mund t'iu vijë në ndihmë të gjithë studiuese dhe inxhinierëve në fushat përkatëse të hulumtimit dhe zbatimit.

- Ndërtimi dhe tarimi i një moduli matës të rrymave dhe tensioneve për sistemet 1, 2 dhe 3-fazore.

Për shkak të frekuencës së lartë të kampionimit të kartës NI PCI 6251 (1,25 MHz) dhe përgjigjes së shpejtë të dhënësive të tensionit dhe rrymës

($20\mu s \div 100\mu s$), ky modul mund të shërbejë për matjen e të gjitha madhësive të sistemit trefazor dhe si rrjedhim të përdoret në analizimin e madhësive elektrike, për qëllime të ndryshme, në funksion të objektivit të studiuesit.

- Projektimi dhe ndërtimi i një soft-starteri (lëshues i butë)

Kjo pajisje jo vetëm mundëson eliminimin e pajisjeve lëshuese të MRV-së (reostatët), por edhe për përdorimin e ekzekutuesit të projektuar në këtë punim si një burim tensioni i programueshëm.

- Ndërtimi i një instrumenti virtual për matjen e shpejtësisë së makinave elektrike me enkoder inkremental.

Ky instrument ka një klasë përpikërie tepër të lartë dhe duke i afishuar vlerat e matjes në programin kompjuterik, mundëson jo vetëm monitorimin e vazhdueshëm të shpejtësisë, por edhe mundësinë e regjistrimit dhe përpunimit më tej të këtyre vlerave. Kjo është shumë e domosdoshme për disiplina si transmisionet elektrike, ku studimi i vlerave të shpejtësisë të makinave elektrike paraqet interes.

- Kontrolli i GS për ngarkesa të ndryshme

Siç u pa edhe nga eksperimentet, objektivi kryesor i punës së gjeneratorit sinkron u arrit me sukses. Softueri LabVIEW, që përgjithësisht përdoret në fushën e marrjes dhe analizimit të të dhënave, me këtë punim u tregua se mund të bëjë shumë më tepër.

- Realizimi i ndërfaqes për kontrollin dhe monitorimin e Motorëve të Rrymës së Vazhduar, Makinave Sinkrone etj.

Ndërfaqja në fjalë krijon atë, që quhet softeri aplikativ, me anë të së cilës përdoruesi mund të kryej studime të shumta për pjesë të veçanta të objektit të rregullimit (motori dhe gjeneratori mund të shihen si të ndarë), por edhe si një objekt të pandarë.

SHTOJCAT

Shtojca A

Hyrje në LabVIEW

LabVIEW është shkurtimi i fjalëve: **L**aboratory **V**irtual **I**nstrument **E**ngineering **W**orkbench. Ajo është një gjuhë programimi, në të cilën programi krijohet duke përdorur simbole grafike (duke lidhur nyjet funksionale me fije, nëpër të cilat rrjedh informacioni). Në këtë kontekst ajo ndryshon nga gjuhët e programimit tradicionale si C, C++, Java, tek të cilat programi shkruhet në formën e tekstit. Sidoqoftë LabVIEW është më tepër se një gjuhë programimi. Ai është një program interaktiv sidomos për shkencëtarët dhe inxhinierët, të cilët duhet të programojnë sepse iu nevojitet në punën që kryejnë. Ambjenti i programimit të LabVIEW është kompatibël me sistemet operative Windows, Mac OS X dhe Linux. LabVIEW mund të krijojë programe që ekzekutohen në ato platforma si p.sh.: Microsoft Pocket PC, Microsoft windows CE, Palm OS dhe një varietet platformash të veçanta si FPGA (Field Programmable Arrays), DSP (Digital Signal Processors) etj.

Shumë përdorues e quajnë këtë gjuhë grafike programimi (LabVIEW) edhe gjuha “G” (grafike). Programet, të cilat të shkruara në gjuhë të tjera programimi mund të kërkonin javë (madje dhe muaj), mund të ndërtohen brenda disa orëve duke përdorur LabVIEW, sepse ajo është projektuar veçanërisht për të kryer matje, të analizojë të dhëna dhe t’ia paraqesë ato përdoruesit. Me LabVIEW është shumë e thjeshtë të programohet për shkak të ndërfaqes grafike të përdorim. Ajo është gjithashtu ideale për simulime, prezantim të ideve, për të programuar ose edhe thjesht për të dhënë koncepte bazë mbi nocionin e programimit.

LabVIEW ofron një fleksibilitet më të madh se instrumentet standarte laboratorike, sepse ajo bazohet në programim. Me fjalë të tjera funksionet e instrumentit i përcaktojmë ne dhe jo prodhuesi i aparateve. Kompjuteri, hardueri ndërfaqësues (zakonisht mbledhësi i të dhënave) dhe LabVIEW formojnë instrumentin virtual tërësisht të konfigurueshëm për të përmbushur nevojat tona specifike. Duke përdorur LabVIEW ne mund të krijojmë saktësisht instrumentin që duam, atëherë kur na nevojitet, me një kosto shumë më të ulët se ajo e instrumentave tradicionalë. Për më tepër ne mund ta modifikojmë atë kurdo që do të na nevojitet.

LabVIEW ka librari të mëdha funksionesh dhe subrutinash, për të na ndihmuar në shumicën e detyrave gjatë programimit, duke shmangur problemet, që shfaqen në gjuhët e programimit konvencionale. Ajo përmban gjithashtu edhe librari kodesh për aplikacione të veçanta, për mbledhje të dhënash (DAQ), për basin ndërfaqësues GPIB (General Purpose Interface Bus), për kontrollin e instrumenteve me rrugë seriale, analizë të të dhënave, prezantimin e të dhënave, ruajtjen e tyre dhe komunikimin në internet. Libraria “Analysis” përmban një numër të madh funksionesh të dobishme, përfshirë këtu: gjenerim sinjali, përpunim sinjali, filtra, dritare, statistikë, regres, algjebër lineare dhe matricore.

Programet e ndërtuara në LabVIEW mund të transferohen nga një platformë në tjetrën. P.sh.: ne mund ta ndërtojmë një program në një makinë që përdor sistemin operativ Windows dhe ta ngarkojmë dhe ekzekutojmë në Macintosh, për shumicën e aplikacioneve pa ndryshuar asgjë. Gjithashtu, tashmë është fakt, që aplikacionet e ndërtuara në LabVIEW po përmirësojnë operacionet në çdo llojë fushe të industrisë, në çdo lloj kontrolli procesesh deri tek biologjia, buqësi, psikologji, kimi, fizikë, mësimdhënie e shumë të tjera.

Gjuha grafike e programimit dhe fluksi i të dhënave (dataflow)

Ambjenti i krijimit të programit në LabVIEW quhet **bllokskema** (block diagram). Programimi grafik eliminon detajet sintaksore, që shoqërojnë gjuhët e programimit të bazuar në tekst. Gjithashtu, ai na lejon të përqendrohemi tek drejtimi i rrjedhjes së fluksit të të dhënave, sepse sintaksa e tij e thjeshtë nuk e vë në hijë atë çfarë programi po bën. Figura A.1, dhe ajo A.2 paraqesin respektivisht një ndërfaqje të thjeshtë përdorimi në LabVIEW dhe kodin përkatës të kësaj ndërfaqje.

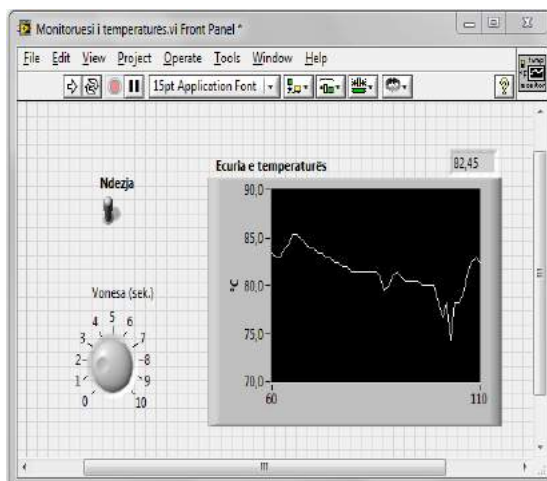


Fig. A.1. Ndërfaqja e përdoruesit

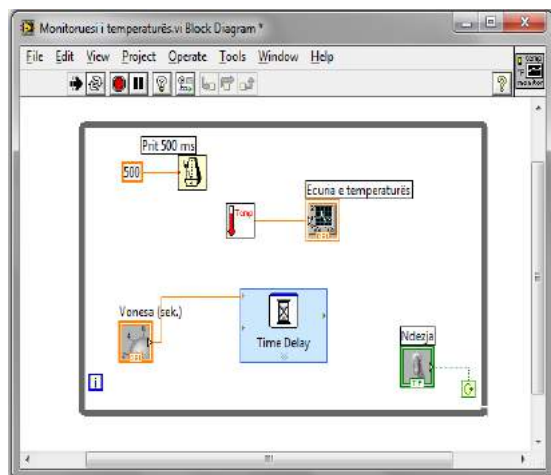


Fig. A.2. Kodi grafik

LabVIEW përdor një terminologji, ikona dhe ide, të cilat janë familjare për shkencëtarët dhe inxhinierët. Ajo mbështetet mbi simbolet grafike, për të përcaktuar veprimet e programit. Ekzekutimi i tij bazohet mbi principin e drejtimit të fluksit të informacionit (dataflow), në të cilin funksionet ekzekutohen, pasi nyja ka marrë të gjithë të dhënat e nevojshme. Për shkak të kësaj veçorie, ne mund të ndërtojmë programe në LabVIEW edhe pa patur eksperiencë në fushën e informatikës.

Si punon LabVIEW?

Programi LabVIEW përbëhet nga një ose më shumë instrumenta virtualë (VI). Ata quhen kështu, sepse pamja dhe puna që kryejnë i ngjan shpesh instrumentave fizikë. Gjithësesi, pavarësisht nga pamja e jashtme, ata janë analogë me programet kryesorë, funksionet dhe subrutinat e qiuëve të

programimit si p.sh. C ose Basic. Programet e ndërtuara në LabVIEW quhen “VI” (Virtual Instrument).

“VI” përbëhet nga tre pjesë kryesore: paneli frontal (front panel), bllokskema (block diagram) dhe ikona.

- Paneli frontal është ndërfaqja interaktive e përdorimit të instrumentit virtual. Quhet kështu, sepse ajo simulon panelin frontal të instrumentit fizik (figura A.1). Ai mund të përmbajë doreza, butona (kontrollerat) dhe shfaqës grafikësh, sinjalizues vizivë dhe zanorë (indikatorët), etj. Ne mund të fusim të dhëna duke përdorur mausin ose tastierën dhe të shohim në ekran rezultatet e nxjerra nga programi.
- Bllokskema është burimi i kodit të VI, i ndërtuar në gjuhën e programimit grafike LabVIEW (figura A.2). Ajo është vendi ku ekzekutohet programi. Pjesët përbërëse të bllokskemës janë: VI- të e nivelit të ulët, funksionet e ndërtuara në libraritë e LabVIEW, konstantet dhe strukturat e kontrollit të ekzekutimit të programit. Lidhja e objekteve bëhet duke vizatuar fije (telat), të cilët përcaktojnë edhe drejtimin e fluksit të të dhënave midis tyre. Objektet në panelin frontal kanë terminalet e tyre korresponduese në blloksemë, kështë të dhënat kalojnë nga përdoruesi drejt programit dhe pastaj kthehen përsëri tek përdoruesi.
- Në mënyrë që VI të përdoret si subrutinë në bllokskemën e një VI-je tjetër, ai duhet të përfaqësohet me një ikonë dhe të ketë një konektor (figura A.3). VI që përdoret brenda një VI-je tjetër quhet “subVI”, i cili është analog me një subrutinë në gjuhët e tjera të programimit. Ikona është një paraqitje piktoreske e VI-së dhe përdoret si objekt në diagramën bllok të një VI-je tjetër. Konektori i VI-së është mekanizmi i përdorur për të futur të dhëna nga bllokskema tek ai, kur ai është përdorur si subVI. Pra konektori përcakton hyrjet dhe daljet e VI-së të përdorur si subrutinë.



Fig. A.3. Ikona e VI (majtas) dhe konektori i tij (djathtas)

Instrumentët virtualë kanë strukturë hierarkike dhe modulare. Ne mund t'i përdorim ata si programe të nivelit të lart ose edhe si nënprograme. Me këtë arkitekturë, LabVIEW prezanton konceptin e programimit modular. Pra, fillimisht e ndajmë aplikacionin në një seri detyrash më të vogla. Më pas i ndëtojmë VI-të, ku secili të plotësojë detyrën e paracaktuar. Në fund, i kombinojmë të gjithë instrumentat e ndërtuar në një diagramë bllok, për të krijuar detyrën kryesore, pra programin e nivelit të lartë.

Programimi modular ka përparësi, sepse ne mund të ekzekutojmë çdo subVI më vehte, gjë kjo që thjeshton procesin e testimit të programit. Për më tepër, disa subVI të nivelit të ulët, shpesh, kryejnë detyra në lidhje me aplikacione të ndryshme dhe mund të përdoren në mënyrë të pavarur nga çdo aplikacion ku ata bëjnë pjesë.

Tabela A.1. Termat në LabVIEW dhe ekuivalenët e tyre në gjuhët e tjera të programimit

LabVIEW	Gjuhë konvencionale
VI	program
funksion	funksion ose metodë
subVI	subroutinë, nënprogram, objekt
paneli frontal	ndërfaqja e përdoruesit
diagrama bllok	kodi i programit
G	C, C++, Java, Pascal, BASIC, etj.

LabVIEW dhe bota reale

Megjithëse LabVIEW është një mjet shumë i fuqishëm simulimi, ajo shpesh përdoret për të marrë të dhëna nga një burim i jashtëm. LabVIEW përmban shumë VI të ndërtuar veçanërisht për këtë qëllim. Ajo mund të komandojë mbledhësit e të dhënave, të quajtura DAQ (data acquisition), të cilët mund të marrin ose gjenerojnë sinjale analoge dhe numerike (shifrore). Ne mund t'i përdorim këto pajisje së bashku me LabVIEW-në për të monitoruar temperaturën, për të dërguar sinjale tek sisteme të jashtme, apo edhe për të përcaktuar frekuencën e një sinjali të panjohur. LabVIEW lehtëson transferimin e të dhënave nëpërmjet GPIB, USB, Ethernet, Firewire (e njohur edhe si IEEE 1394) dhe portës seriale. Të dhënat e marra mund të përpunohen më tej, po në ambientin e softit LabVIEW.

Shpesh herë ne mund të na duhet t'i ndajmë të dhënat me aplikacione ose kompjutera të tjerë. LabVIEW përmban funksione të ndërtura nga ndërtuesit e saj, për ta lehtësuar këtë proces. Ajo suporton disa protokolle rrjetesh, thirrje nga jashtë për kode të caktuara ose librari për lidhje dinamike "DLL-të" (dynamic link libraries).

Evolucioni i LabVIEW-së

Në vitin 1983, **National Instruments** filloi kërkimet, për të gjetur një mënyrë për të minimizuar kohën, që duhet për të programuar sistemet instrumentuese. Gjatë kësaj përpjekje, evoluoi koncepti për të patur një panel frontal, të kombinuar me një metodologji për të programuar në një bllokskemë inovative, për të prodhuar një sistem instrumentues efektiv, bazuar në programimin grafik.

Versioni i parë i LabVIEW u paraqit në vitin 1986 vetëm për sistemin Macintosh. Kjo platformë nuk ishte shumë e përhapur në fushën e matjeve dhe aplikacioneve instrumentuese, pavarësisht se natyra grafike e këtij sistemi, i përshtatej më së miri teknologjisë së LabVIEW-së. Kjo u bë, sepse sistemet e tjera operative nuk mund ta suportonin për kohën.

Në vitin 1990, **National Instruments** e rishkruajti tërësisht atë, duke kombinuar teknologjinë e re softuerike me rekomandimet e konsumatorëve, gjatë atyre viteve. Më e rëndësishme ishte kompilatori i ri i “LabVIEW 2”, i cili mundësonte që VI-të të ekzekutoheshin me shpejtësi të krahasueshme me programet e ndërtuara në gjuhën e programimit C. Zyra e Patentave të Shteteve të Bashkuara të Amerikës dha disa patenta duke e njohur teknologjinë inovative LabVIEW.

LabVIEW 3 erdhi në vitin 1993. Ajo ishte kompatibël me sistemet operative Macintosh, Windows dhe Sun. Programet e ndërtuara në këtë version të LabVIEW-së, mund të ndërtoheshin në njërën platformë dhe të ekzekutoheshin në platformat e tjera. Ky kompatibilitet u jepte mundësi përdoruesve, të zgjidhnin platformën e ndërtimit të programit, duke qenë të sigurtë se aplikacioni i tyre, mund të përdorej në platforma të tjera. Në vitin 1994 listës së platformave ku punonte LabVIEW iu shtuan edhe Stacionet e Punës (workstations) Windows NT, Power Macs dhe HP. Në vitin 1995 ajo u adaptua edhe me Windows 95.

LabVIEW 4, u nxorr në vitin 1996. Ajo kishte shumë të reja dhe një ambient ku punohej të rregullueshëm sipas nevojave të përdoruesve. Kështu ata mund të krijonin hapësirën e tyre të punës, që t'i përshtatej industrisë ku punonin, nivelit të eksperiencës dhe veçorive të tjera gjatë ndërtimit të programit. Përveç këtyre, tek LabVIEW 4 u shtuan mjete (tools) të fuqishme për editimin dhe testimin e sistemeve instrumentuese të avancuara.

Në vitin 1999 doli LabVIEW 5. Te ky version vazhdoi përmirësimi i mjeteve të zhvillimit të programit, duke u futur serveri i uebit (web server), i cili ishte një sistem kontrolli dhe programimi dinamik (VI Server), i integruar me ActiveX dhe ndarjen e lehtë të të dhënave nëpërmjet internetit, me anën e një protokolli të quajtur “DataSocket”. Protokolli “DataSocket” u pasua nga protokolli “NI-PSP” (NI Publish and Subscribe Protocol).

Në vitin 2000, LabVIEW 6 (e quajtur edhe 6i) futi suportin për sistemin operativ Linux. Në të, gjithashtu, u fut një suitë e re për kontrolle 3-D.

LabVIEW 6.1 (viti 2001) futi programimin me orientim eventesh, kontrollin në distancë të LabVIEW-së nëpërmjet ueb-it, suportin VISA (virtual instrument software architecture) me pajisjet me rreze infra të kuqe (IrDA) dhe disa përmirësime të tjera. Në këtë vit, gjithashtu, u fut edhe moduli “LabVIEW Real-Time”, duke i dhënë mundësi VI-ve të ndërtuara në LabVIEW, të

shkarkoheshin tek **“RT Engine”** e **National Instruments**, kështu që mund të ekzekutoheshin në kohë reale.

Në vitin 2003, LabVIEW 7.0 pati disa veçori si për përdoruesit fillestar ashtu edhe pra ata të avancuar. Më të dukshmet ishin teknologjitë ekspres: një tërësi mjetesh të projektuara për përdorues fillestar të LabVIEW-së, në mënyrë që ata t'i krijonin shpejt aplikacionet e dëshiruara. Për përdoruesit e avancuar, LabVIEW 7.0 shtoi funksionet e “struktuarave event”, në mënyrë që përdoruesi të fuste **struktura event** të përcaktuara nga ai. Shtesa të reja në soft ishin “Kontrolli Pemë” (Tree Control) dhe futja e “SubPanel” –it, për të krijuar kështu ndërfaqje përdorimi më të thjeshta dhe fleksibël. Po në vitin 2003, u futën dhe modulet LabVIEW PDA (programet e ndërtuara në LabVIEW mund të ekzekutoheshin në Palm OS dhe Pocket PC) dhe LabVIEW FPGA (programet e ekzekutueshme në pajisjet FPGA të **National Instruments**)

LabVIEW 7.1 shtoi suportin VISA për komunikimin me pajisje Bluetooth (Bluetooth) dhe disa suporte të reja si p.sh.: futja e **“Ciklit me kohë të përcaktuar”** (Timed Loop), i cili solli përcaktimin e kohës për objektet që punonin në kohë reale dhe në FPGA.

Në vitin 2005 LabVIEW 8 futi **“Eksploruesin e projektit”** (Project Explorer), një hapësirë pune, që lejonte zhvilluesit e programeve të menaxhonin zhvillimin e Sistemit Instrumentues Virtual etj.

Në vitet në vijim drejtimi i zhvillimit të këtij softi ishte ai i shtimit të moduleve ndihmëse, që mund të punonin të pavarur nga LabVIEW, por edhe të integroheshin me të.

Në ditët e sotme versioni i LabVIEW 2014 ofron një numër të madh mundësish me futjen e moduleve **Control Design&Simulation module**, apo **LabVIEW Robotics, Advanced Signal Processing, Image processing, SDK module** e shumë të tjera.

Mbledhja e të dhënave

Mbledhja e të dhënave (shkurt DAQ) është procesi i matjes së një sinjali real, si p.sh.: tensioni elektrik dhe dërgimi i tij në kompjuter për përpunim, analizim, ruajtje të tij etj. Në figurën A.4 paraqiten komponentët e një sistemi DAQ. Fenomeni fizik përfaqëson sinjalin në botën reale, të cilin neve na duhet ta masim. Si shembuj të tyre mund të përmendim: shpejtësinë, temperaturën, lagështirën, presionin, prurjen, pH, radioaktivitetin, intensitetin e dritës etj. Për t'i vlerësuar nga ana sasiore, ne përdorim sensorët (shpeshherë të quajtur edhe shndërrues), të cilët gjenerojnë një sinjal elektrik proporcional me vlerën e fenomenit fizik, që po studiojmë. P.sh., termociftet shndërrojnë temperaturën në tension elektrik, të cilin më pas mund ta kthejmë në madhësi numerike, duke përdorur një konvertues analog-numerik (A/D), për përpunim nga kompjuteri.

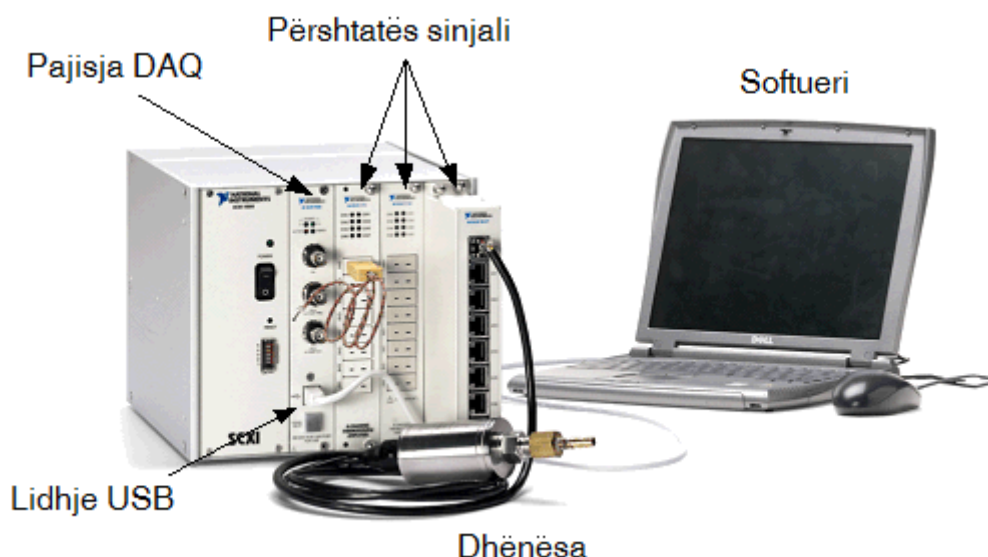


Fig. A.4. Sistemi DAQ

LabVIEW mund të komandojë pajisjet DAQ për të lexuar sinjale analoge hyrëse (konvertim A/D), për të gjeneruar sinjale analoge në dalje (konvertim D/A), të lexojë dhe shkruajë sinjale numerike dhe të manipulojë numëruesat, që ndodhen në bordin e DAQ për matje frekuence, gjenerim pulesh, ose matje me të ashtuquajturin **enkoder kuadraturë** (quadrature encoder- një lloj enkoderi inkremental) etj. Në rastin e hyrjes analoge, tensioni i marrë nga sensori shkon nga pajisjet DAQ në kompjuter, i cili e çon tek memorja e tij për ruajtje, përpunim apo edhe tipe të tjera manipulimi.

Modulet e përshtatjes së sinjalit “përshtasin” sinjalin elektrik të gjeneruar nga shndërruesit, në mënyrë që ato të jenë në formë të përshtashme, për t’u marrë nga pajisjet DAQ. P.sh. nëse kemi një tension hyrje rreth 120 V, na duhet ta izolojmë nga pajisja DAQ, se mund të nxjerrim jashtë përdorimit si atë ashtu edhe kompjuterin. Modulet e përshtatjes së sinjalit mund të bëjnë tipe të ndryshme përshtatjesh si: përforcim, linearizim, filtrim, izolim etj. Jo të gjithë aplikacionet kërkojnë përshtatje sinjali. Pra gjithmonë duhet të kemi kujdes tek specifikat e problemit, që kërkojmë të zgjidhim. Për më tepër, humbja e informacionit mund të jetë më problematike se humbja e pajisjes. Zhurmat, jolinearitetet, mbingarkesat, aliasingu etj, mund të korruptojnë të dhënat tona. Në këto raste LabVIEW do të përpunojë të dhënat e gabuara dhe si rrjedhim nuk do të marrim rezultatin e dëshiruar.

Për të mbledhur të dhëna, duke përdorur përqasjen me instrumentimin virtual, do të na duhet një pajisje DAQ, një kompjuter të konfiguruar me softin LabVIEW, një soft me driverat e DAQ dhe ndonjë metodë për të dërguar sinjalin e shndërruesit tek pajisja DAQ. Nganjëherë do të na duhet ndonjë pajisje e përshtatjes së sinjalit, gjë kjo që varet nga specifikat e aplikacionit tonë.

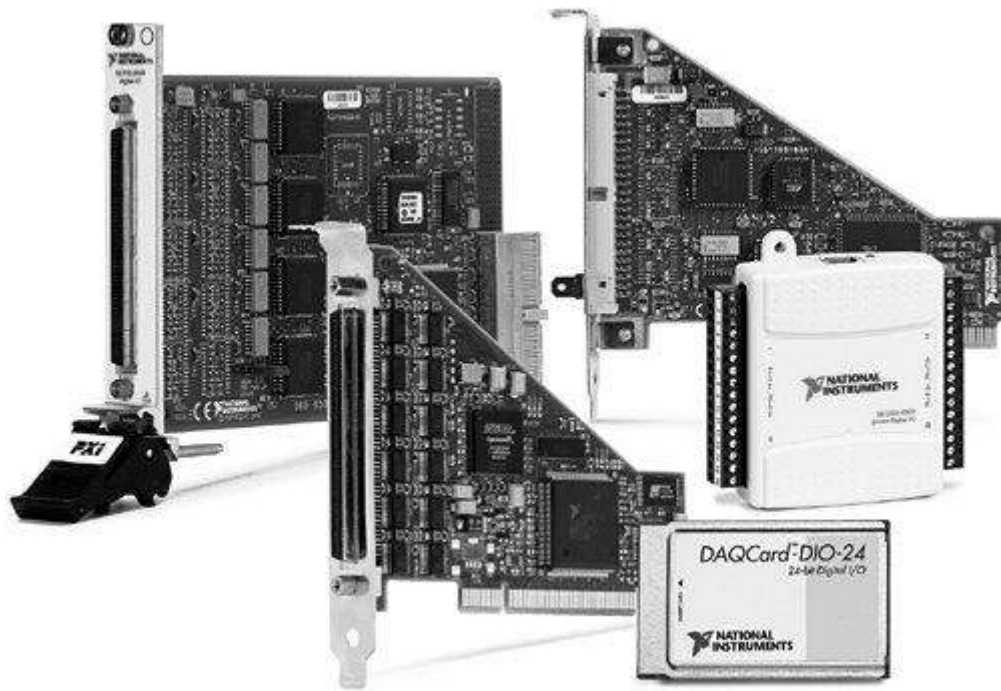


Fig. A.5. Tipe të ndryshme të pajisjeve DAQ që prodhohen nga NI

VI-të e gatshme për mbledhje të të dhënave, të ndërtuara në ambjentin LabVIEW punojnë vetëm me pajisjet DAQ të firmës **National Instruments**. Për bordet e prodhuara nga firma të tjera, duhet të marrim driverat prej këtyre firmave ose ta shkruajmë vetë dhe më pas ta thërrasim në ambjentin LabVIEW duke përdorur nyjet e ndërfaqësimit të kodit (CIN) ose libraritë për lidhje dinamike (dll).

LabVIEW përmban shumë funksione analizues të implementuara në VI diskrete, të cilët mund të lidhen bashkë për të analizuar të dhëna. Pra, ne na ngelet vetëm të përqendrohemi tek problemi, që duam të zgjidhim ndërsa me pjesën e implementimit merret LabVIEW. VI-të për analizë të LabVIEW-së mund të përdoren edhe nga ekspertët për të ndërtuar aplikacione të sofistikuara për analizë, duke përdorur përpunimin numerik të sinjalit (DSP), filtrat numerikë, statistikën dhe analizën numerike. Nga ana tjetër këto VI janë të thjeshtë në përdorim. Kështu që edhe fillestarët mund të kryejnë llogaritje të ndërlikuara.

VI-të për analizë të LabVIEW procesojnë blloqe informacioni të formës shifrore. Ato mbulojnë këto fusha të përpunimit të sinjalit.

- Gjenerimi i sinjaleve dhe i zhurmave
- Analizë spektrale (FFT, spektri i fuqisë, etj.)
- Karakteristikat e pulsit (kohëzgjatje, tranzicion, nivelet, etj.)
- Matjet e amplitudës dhe nivelit (DC/RMS-vlera efektive, vlera pik, etj.)
- Matjet e shtrembërimeve (SINAD, THD, etj.)
- Monitorimi i sinjalit (limitet, triggerimi, etj.)
- Përafrimi me kurba/optimizim
- Interpolim/ekstrapolim

- Algjebra lineare e bazuar në BLAS/LAPACK
- Analiza pikë për pikë
- Probabilitet dhe statistikë
- Transformime (Fourier, Hilbert, etj.)
- Përgjigje në frekuencë dhe impulsive
- Dedektimi i nivelit/pikut
- Filtrim numerik
- Rikampionim/radhitje e sinjalit
- Dritarizim (Windowing)
- Ekuacione diferenciale të zakonshme
- Integrim dhe diferencim
- Zgjidhja e funksioneve polinomiale/gjetja e rrënjëve
- Funksione elementare dhe speciale

Lidhja (konektiviteti)

Në disa aplikacione nevojitet që të dhënat të ndahen me programe të tjera, të cilët mund të ndodhen lokalisht ose diku tjetër në rrjetin lokal të përdoruesit. Në disa raste mund të na nevojitet që këto të dhëna t'i ndajmë me të tjerë përdorues nëpërmjet Internetit. Pra, sistemi ynë mund të shihet madje edhe të kontrollohet përmes ueb-it.

LabVIEW përmban disa mjete për këtë qëllim si: serveri i ueb-it (web server), mjeti për publikime në ueb (web publishing tool), VI-të për postën elektronike (email VIs) dhe variablat e rrjetit (network variables). Ajo përmban edhe funksione për të lehtësuar këtë proces. Këto VI thjeshtojnë komunikimin nëpër një rrjet përmes Internetit. LabVIEW mund të përdorë protokollin NI-PSP (NI Publish and Subscribe Protocol). Duke përdorur disa module dhe mjete (toolkits) shtesë, LabVIEW mund të komunikojë me shumicën e bazave të të dhënave SQL (structured query language) si: MySQL, PostgreSQL, Oracle, SQL Server dhe Access. Variablat e rrjetit mund të përcaktohen lehtë në projektin e realizuar në LabVIEW dhe të ndahen lehtësisht nëpër të tërë sistemin matës, i cili mund të jetë i shpërndarë. [1]

Shembull i një instrumenti virtual specifik

Në figurën A.6 ilustruhet panel frontal i një instrumenti virtual specifik. Ai është ndërtuar pranë Laboratorit të Matjeve Elektrike të FIE. Ky instrument virtual është ndërtuar me qëllim që, të përcaktohen “on-line” defektet e mundshme në rotorin e një motorit asinkron, p.sh. këputjen e një thupre apo unaze. Figura e paraqitur është një rast konkret, ku instrumenti i ndërtuar në ambientin e softuerit LabVIEW gjatë matjeve ka diagnostikuar një defekt të mundshëm në një motor asinkron (me thupra të këputura paraprakisht).

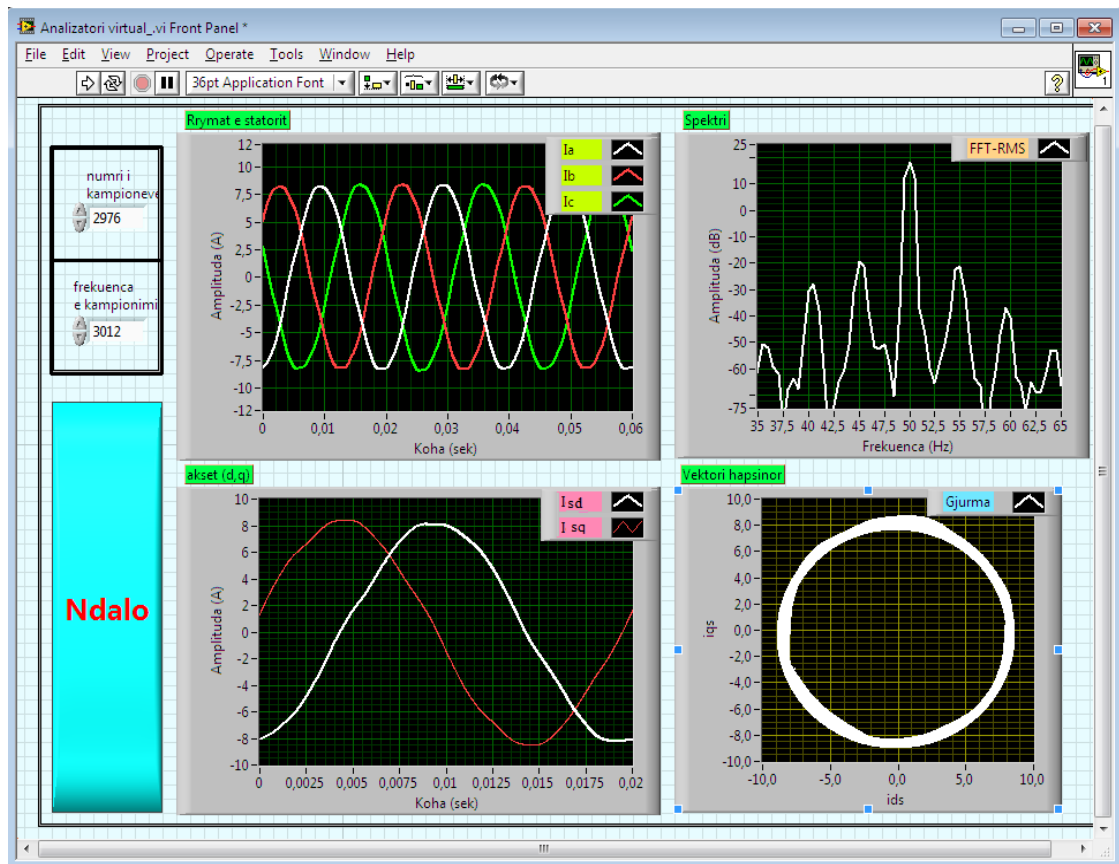


Fig. A.6. Instrument virtual për përcaktimin e defekteve në rotorin e motorit asinkron [2]

Shtojca B

Ekuacionet e modelit të GS [3]

$$v_q^s = \frac{2}{3}v_a - \frac{1}{3}v_b - \frac{1}{3}v_c \quad V$$

$$v_d^s = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_c - v_b) \quad (1)$$

$$v_0 = \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c)$$

$$v_q = v_q^s \cos \theta_r(t) - v_d^s \sin \theta_r(t) \quad (2)$$

$$v_d = v_q^s \sin \theta_r(t) + v_d^s \cos \theta_r(t)$$

$$\theta_r(t) = \int_0^t \omega_r(t) dt + \theta_r(0) \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \psi_q &= \omega_b \int \left\{ v_q - \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_d + \frac{r_s}{x_{ls}} (\psi_{mq} - \psi_q) \right\} dt \\ \psi_d &= \omega_b \int \left\{ v_d - \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_q + \frac{r_s}{x_{ls}} (\psi_{md} - \psi_d) \right\} dt \\ \psi_0 &= \omega_b \int \left(v_0 - \frac{r_s}{x_{ls}} \psi_0 \right) dt \\ \psi'_{kq} &= \frac{\omega_b r'_{kq}}{x'_{lkq}} \int (\psi_{mq} - \psi'_{kq}) dt \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \psi'_{kd} &= \frac{\omega_b r'_{kd}}{x'_{lkd}} \int (\psi_{md} - \psi'_{kd}) dt \\ \psi'_f &= \frac{\omega_b r'_f}{x'_{md}} \int \left\{ E_f + \frac{x_{md}}{x'_{lf}} (\psi_{md} - \psi'_f) \right\} dt \\ \psi_{mq} &= \omega_b L_{mq} (i_q + i'_{kq}) \\ \psi_{md} &= \omega_b L_{md} (i_d + i'_{kd} + i'_f) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} E_f &= x_{md} \frac{v'_f}{r'_f} \\ \psi_q &= x_{ls} i_q + \psi_{mq} \\ \psi_d &= x_{ls} i_d + \psi_{md} \\ \psi_0 &= x_{ls} i_0 \\ \psi'_f &= x'_{lf} i'_f + \psi_{md} \\ \psi'_{kd} &= x'_{lkd} i'_{kd} + \psi_{md} \\ \psi'_{kq} &= x'_{lkq} i'_{kq} + \psi_{mq} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \psi_{mq} &= x_{MQ} \left(\frac{\psi_q}{x_{ls}} + \frac{\psi'_{kq}}{x'_{lkq}} \right) \\ \psi_{md} &= x_{MD} \left(\frac{\psi_d}{x_{ls}} + \frac{\psi'_{kd}}{x'_{lkd}} + \frac{\psi'_f}{x'_{lf}} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\frac{1}{x_{MQ}} = \frac{1}{x_{mq}} + \frac{1}{x_{ls}} + \frac{1}{x'_{lkq}} \quad (8)$$

$$\frac{1}{x_{MD}} = \frac{1}{x_{md}} + \frac{1}{x_{ls}} + \frac{1}{x'_{lkd}} + \frac{1}{x'_{lf}}$$

$$i_q = \frac{\psi_q - \psi_{mq}}{x_{ls}}$$

$$i_d = \frac{\psi_d - \psi_{md}}{x_{ls}}$$

$$i'_{kd} = \frac{\psi'_{kd} - \psi_{md}}{x'_{lkd}} \quad (9)$$

$$i'_{kq} = \frac{\psi'_{kq} - \psi_{mq}}{x'_{lkq}}$$

$$i'_f = \frac{\psi'_f - \psi_{md}}{x'_{lf}}$$

$$i_q^s = i_q \cos \theta_r(t) + i_d \sin \theta_r(t) \quad (10)$$

$$i_d^s = -i_q \sin \theta_r(t) + i_d \cos \theta_r(t)$$

$$i_a = i_q^s + i_0$$

$$i_b = -\frac{1}{2}i_q^s - \frac{1}{\sqrt{3}}i_d^s + i_0 \quad (11)$$

$$i_c = -\frac{1}{2}i_q^s + \frac{1}{\sqrt{3}}i_d^s + i_0$$

$$M_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (12)$$

$$J \frac{d\omega_{rm}(t)}{dt} = \frac{2J}{P} \frac{d\omega_r(t)}{dt} = M_{em} + M_{mek} - M_{qets}. \quad (13)$$

$$\delta(t) = \theta_r(t) - \theta_e(t) \quad (14)$$

$$= \int_0^t \{ \omega_r(t) - \omega_e(t) \} dt + \theta_r(t) - \theta_e(t)$$

$$\frac{d\{\omega_r(t) - \omega_e(t)\}}{dt} = \frac{d\omega_r(t)}{dt} \quad (15)$$

$$\omega_r(t) - \omega_e(t) = \frac{P}{2J} \int_0^t (M_{em} + M_{mek} - M_{qets.}) dt \quad (16)$$

Bibliografia

- [1] J. Travis dhe J. Kring, *LabVIEW for Everyone: Graphical Programming Made Easy and Fun 3rd edition*, Prentice Hall, 2006.
- [2] G. Dume, A. Bardhi, A. Pjetri, Përcaktimi i defekteve në rotorin e motorit asinkron me anë të softit LabVIEW, *BLSHT*, UPT, Nr.1, 2013.
- [3] Chee-Mun Ong, *Dynamic simulation of electrical machinery*, Prentice Hall, 1998