

ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET U BEOGRADU

DISTRIBUIRANI I FRAKCIONI SISTEMI UPRAVLJANJA

13M051DIF

Projektovanje kontrolera primenom analitičkih i optimizacionih tehnika

Studenti:

Nikita Jokić 3279/2023

Mentor:

prof. dr Tomislav Šekara

2024

Sadržaj

1	Modeliranje sistema i projektovanje kontrolera	2
1.1	Uvod	2
1.2	Modeliranje sistema	3
1.2.1	Simulink model	4
1.3	Projektovanje kontrolera	5
1.3.1	Analitičko projektovanje	6
1.3.2	Optimizacija u vremenskom domenu	7
1.3.3	Optimizacija u frekvencijskom domenu	7
2	Komparativna analiza projektovanih kontrolera	8
2.1	Diskusija	8
2.2	Rezultati simulacije	9
2.2.1	Tabelarni prikaz rezultata simulacije	15
3	Zaključak	16

1 Modeliranje sistema i projektovanje kontrolera

1.1 Uvod

Stabilnost frekvencije u elektroenergetskim sistemima jedan je od ključnih faktora za obezbeđivanje sigurnog i efikasnog rada, kako u normalnim, tako i u izuzetnim uslovima. Naime, frekvencijska devijacija, koja može biti izazvana promenama u opterećenju, kvarovima ili spoljnim poremećajima, utiče ne samo na rad električnih mašina, već i na ukupne performanse sistema, uključujući sigurnost prenosa električne energije. U slučaju značajnijih odstupanja od nominalne frekvencije, dolazi do preopterećenja sistema, što može izazvati lančane reakcije koje potencijalno vode ka kvarovima ili čak isključenju delova mreže.

U svetlu ovih izazova, dizajn kontrolera za regulaciju frekvencije predstavlja jednu od najvažnijih tema u savremenoj elektroenergetici. Ovaj rad se fokusira na analizu i primenu različitih pristupa projektovanju kontrolera koji mogu efikasno potisnuti frekvencijske devijacije i stabilizovati sistem. Razmatraju se dve osnovne tehnike: analitičko projektovanje kontrolera i optimizacija, pri čemu svaka od ovih metoda ima svoje prednosti i nedostatke u pogledu složenosti, performansi i robusnosti.

Analitičko projektovanje kontrolera polazi od preciznog matematičkog modela sistema. Ovaj pristup omogućava tačnu analizu i dizajn sistema, ali ima određena ograničenja kada se sistem nalazi pod promenljivim uslovima, kao što su varijacije u opterećenju ili prisustvo šuma u merenjima. Postoje i druge moderne tehnike projektovanja, kao što su optimizacione metode, koje uzimaju u obzir dinamiku sistema i omogućavaju projektovanje u skladu sa ograničenjem robusnosti i merom performansi.

Kroz ovaj rad je analizirana primena ovih tehnika za regulaciju frekvencije u modelu elektroenergetskog sistema koji obuhvata parnu turbinu, generator i regulator. Modeliranje sistema vršeno je u Simulink okruženju, pri čemu su parametri sistema, kao što su vremenske konstante generatora, turbine i regulatora, uzeti u obzir prilikom verifikacije kontrolera. Ove konstante igraju ključnu ulogu u odgovoru sistema na poremećaje, jer utiču na brzinu stabilizacije frekvencije i potiskivanje poremećaja u mreži.

Jedan od izazova sa kojima se suočava projektovanje kontrolera u ovakvim sistemima je obezbeđivanje da kontroler ne samo da eliminiše devijacije u nominalnim uslovima, već i da ostane stabilan pri promenama parametara sistema. U analitičkom pristupu, dizajn kontrolera bazira se na matematičkim jednačinama koje opisuju dinamiku sistema, dok optimizacioni pristup omogućava određivanje parametara kontrolera tako da postižu optimalne performanse.

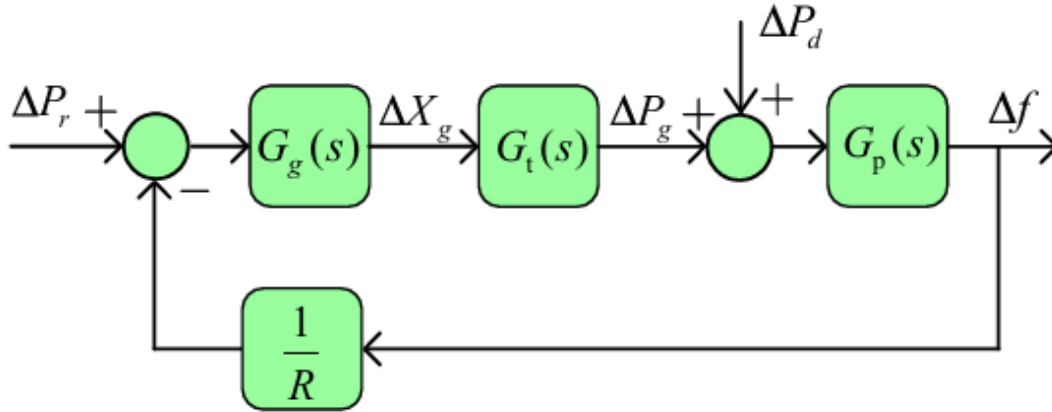
Na kraju, kroz ovaj rad se sprovodi komparativna analiza između analitički projektovanih PID kontrolera i onih dobijenih optimizacijom. Rezultati simulacija, koje su sprovedene u nominalnim i varijabilnim uslovima, prikazuju kako različite tehnike projektovanja utiču na stabilnost, robusnost i efikasnost sistema, te pružaju uvid u optimalne strategije za regulaciju frekvencije u savremenim elektroenergetskim mrežama.

Notacija	Značenje	Merna jedinica
T_G	Vremenska konstanta regulatora	s
R	Regulacija brzine	Hz/p.u. MW
T_T	Vremenska konstanta turbine	s
T_P	Vremenska konstanta generatora	s
K_P	Pojačanje električnog sistema	-
$\Delta f(t)$	Devijacija frekvencije od nominalne vrednosti	Hz
$\Delta P_r(t)$	Referentno opterećenje	p.u. MW
$\Delta P_g(t)$	Inkrementalna promena izlaza generatora	p.u. MW
ΔX_g	Inkrementalna promena pozicije ventila regulatora	-
ΔP_d	Poremećaj opterećenja	p.u. MW

Tabela 1: Tabela parametara

1.2 Modeliranje sistema

Modeli su ključni elementi u projektovanju kontrolera jer omogućavaju simulaciju sistema i testiranje kontrolera u preliminarnoj fazi, u offline režimu. U slučaju modernih elektroenergetskih sistema postoji potreba za regulacijom frekvencije u mreži, odnosno potiskivanjem devijacija od nominalne frekvencije. Na slici (Sl. 1) je predstavljen uprošćeni model razmatranog sistema. U tabeli 1 su opisani parametri koji se koriste u modelu. [1]

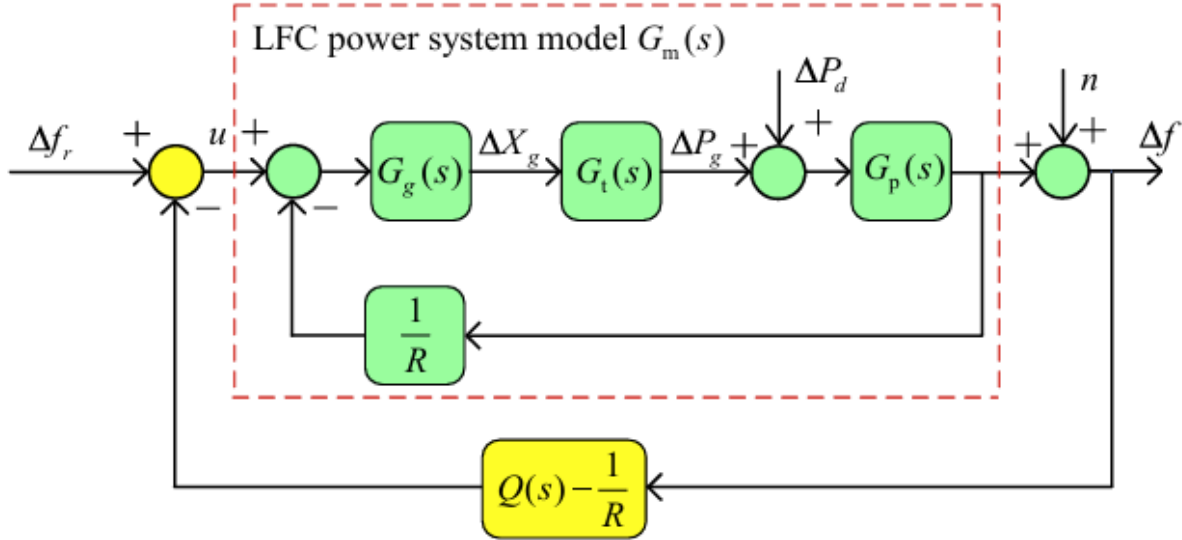


Slika 1: Uprošćen blok dijagram linearizovanog elektroenergetskog sistema za potrebe regulacije frekvencije, preuzeto iz [1]

Razmatrani model se sastoji od 3 glavne komponente:

- Regulator brzine protoka pare u turbinu $G_g(s)$, regulacije se vrši podešavanjem pozicije ventila. $G_g(s) = \frac{1}{T_G s + 1}$
- Parna turbina $G_t(s)$, kovertuje energiju pare u rotacionu energiju. $G_t(s) = \frac{1}{T_T s + 1}$
- Generator i dinamika opterećenja se modeluju kao jedan sistem $G_p(s) = \frac{K_P}{T_P s + 1}$, gde je $K_P = \frac{1}{D}$ i $T_P = \frac{2H}{D}$. Koeficijent H je konstanta inercije, opisuje inerciju energije u rotoru. Koeficijent D je prigušenje opterećenja, tipično je u opsegu 1-2.

U radu [1] kao rešenje za regulaciju devijacije frekvencije se predlaže uvođenje dodatne povratne sprege. Pri čemu se vodi računa o tome da se poništi uticaj unutrašnje povratne sprege usvajanjem sledeće strukture kontrolera: $Q(s) - \frac{1}{R}$. Na slici (Sl. 2) je prikazana predložena struktura upravljanja.

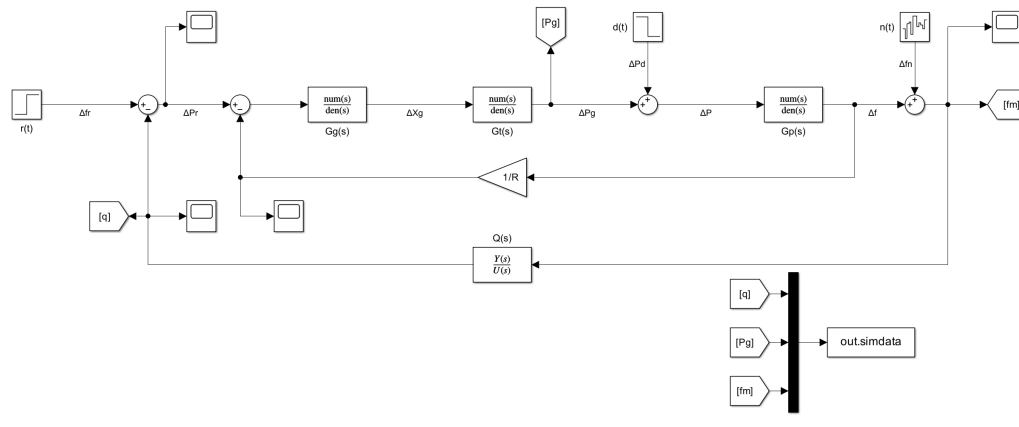


Slika 2: Struktura upravljanja sa kontrolerom $Q(s) - \frac{1}{R}$, preuzeto iz [1]

Poništavanje dinamike unutrašnje povratne sprege za rezultat ima to da se kontroler $Q(s)$ projektuje za sistem $G(s) = G_g(s)G_t(s)G_p(s)$, tj. karakteristični polinom ovog sistema je $1 + Q(s)G(s)$. Cilj dizajna kontrolera u narednim sekcijama je odrediti zakon upravljanja koji postiže nultu grešku u stacionarnom stanju devijacije frekvencije, kao i da se efikasno potisne uticaj poremećaja opterećenja. Prilikom projektovanja treba uzeti u obzir indikatore performanse i stabilnosti.

1.2.1 Simulink model

Za potrebe verifikacije projektovanih kontrolera implementiran je kontinualni model u Simulink programskom paketu. Za korak simulacije je usvojeno $T_s = 500 \mu s$, ovaj izbor je adekvatan zato što su sve vremenske konstante u modelu veće za bar 2 reda veličine.



1.3 Projektovanje kontrolera

U ovoj sekciji se opisuju metode korišćene za projektovanje kontrolera čiji je zadatak da potisnu devijaciju frekvencije od nominalne vrednosti. Kao što je napomenuto u sekciji (1.2) kontroler ima formu $Q(s) - \frac{1}{R}$, a karakteristični polinom sistema je oblika $1 + Q(s)G(s)$. Prilikom projektovanja koriste se moderne tehnike koje istovremeno uzimaju u obzir indikatore performansi i robustnosti. Metrike performanse se mogu definisati u vremenskom i frekvencijskom domenu.

Važnije metrike performanse u vremenskom domenu su sledeće [1]:

- Integral apsolutne greške (IAE) se koristi kao mera potiskivanja poremećaja:

$$\text{IAE} = \int_0^{+\infty} |\Delta f_{\Delta P_d}(t)| \, dt, \quad (1)$$

gde je $\Delta f_{\Delta P_d}(t)$ odziv sistema na jedinični step poremećaj.

- Otežinjani integral apsolutne greške ($\text{IT}^\alpha \text{AE}$) je alternativna mera potiskivanja poremećaja:

$$\text{IT}^\alpha \text{AE} = \int_0^{+\infty} t^\alpha |\Delta f_{\Delta P_d}(t)| \, dt. \quad (2)$$

- Upravljački napor prilikom potiskivanja poremećaja se kvantifikuje totalnom varijacijom (TV_d) upravljačkog signala $u(t)$ prilikom odziva na step poremećaj $\Delta P_d(s) = \frac{1}{s}$. Totalna varijacija $u(t)$ definiše se nad odbircima upravljačkog signala kao:

$$\text{TV}_d = \sum_{i=1}^{+\infty} |u_{i+1} - u_i|. \quad (3)$$

U frekvencijskom domenu se definišu tri metrike [3]:

- Robustnost se postiže ograničavanjem modula funkcije osetljivosti $S(\omega)$:

$$M_S = \max_\omega \left| \frac{1}{1 + C(\omega)G_m(\omega)} \right| = \max_\omega \left| \frac{1 + \frac{G(\omega)}{R}}{1 + Q(\omega)G(\omega)} \right|. \quad (4)$$

- Otpornost na nesigurnosti u modelu se postiže ograničavanjem modula komplementarne funkcije osetljivosti $T(\omega) = 1 - S(\omega)$:

$$M_T = \max_\omega \left| \frac{(Q(\omega) - 1/R)G(\omega)}{1 + Q(\omega)G(\omega)} \right|. \quad (5)$$

- Otpornost na merni šum se postiže ograničavanjem modula funkcije prenosa od šuma n do upravljačkog signala u :

$$M_n = \max_\omega \left| \frac{-C(\omega)}{1 + C(\omega)G_m(\omega)} \right| = \max_\omega \left| \frac{-Q(\omega) + \frac{1}{R}}{1 + Q(\omega)G(\omega)} \right|. \quad (6)$$

U sekciji (1.3.1) se projektuje kontroler primenom analitičkih metoda. Prvo se projektuje PID_{c1} , a zatim se vrši linearizacija dobijenog kontrolera u okolini tačke $s = 0$ i $s = \frac{1}{\lambda}$. Prednost ovog pristupa je to što rezultujući kontroleri imaju podesive parametre λ i N .

U sekciji (1.3.2) i (1.3.3) kontroleri se projektuju optimizacijom u vremenskom i frekvencijskom domenu. Parametri su odabrani tako da budu u skladu sa kontrolerima dobijenih linearizacijom.

1.3.1 Analitičko projektovanje

Prilikom analitičkog projektovanja polazi se od izraza za odziv sistema na poremećaj:

$$Y_d(s) = \frac{1}{1 + Q(s)G(s)} G_p(s)D(s) \equiv (1 - W(s))G_p(s)D(s) . \quad (7)$$

Idealno potiskivanje poremećaja se postiže za $W(s) = 1 + 0i$. Međutim, specificiranje takve funkcije spregnutog prenosa rezultuje fizički ne ostvarivim kontrolerima. Kao alternativa, za poremećaje step prirode, dovoljno je usvojiti $W(0) = 1$. Nakon što se specificira željeni oblik funkcije spregnutog prenosa kontroler $Q(s)$ može se dobiti kao:

$$Q(s) = \frac{W(s)}{1 - W(s)} \frac{1}{G(s)} . \quad (8)$$

U radu [1] predložena je sledeća forma funkcije spregnutog prenosa:

$$W(s) = \frac{\eta_s s + 1}{(\lambda s + 1)(\frac{\lambda}{N} s + 1)^3} , \quad (9)$$

gde su λ i N podesivi parametri koji utiču na performanse i robustnost sistema. Treći parametar η_s se koristi da poništi dominantni pol sistema $s = -\frac{1}{T_P}$. Vrednost parametra η_s se određuje na osnovu sledeće jednačine:

$$((\lambda s + 1)(\frac{\lambda}{N} s + 1)^3 - (\eta_s s + 1))|_{s=-\frac{1}{T_P}} = 0 . \quad (10)$$

Primenom programskog paketa *MATLAB* jednačina (10) se može rešiti simbolički kao:

$$\eta_s = \frac{-\lambda^4 + (3N + 1)T_P\lambda^3 - 3N(N + 1)T_P^2\lambda^2 + N^2(N + 3)T_P^3\lambda}{T_P^3N^3} . \quad (11)$$

Konačni kontroler $Q(s)$ se dobija primenom jednačina (8), (9) i (11). Rezultujuć PID_{c1} kontroler glasi:

$$Q(s) = \frac{(\eta_s s + 1)(T_G s + 1)(T_T s + 1)(T_P s + 1)}{K_P((\lambda s + 1)(\frac{\lambda}{N} s + 1)^3 - (\eta_s s + 1))} . \quad (12)$$

Projektovani PID_{c1} je moguće aproksimirati klasičnim PID kontrolerom primenom Tejlоровog razvoja nad funkcijom $f(s) = s(T_f s + 1)Q(s)$ u tački $s = s_0$. U ovom radu razvoj je vršen za tačke $s = 0$ i $s = \frac{1}{\lambda}$. Način na koji se formira aproksimacija demonstrira se za tačku $s = 0$. Tada razvoj funkcije $f(s)$ glasi:

$$f(s) \approx f(0) + f^{(1)}(0)s + 0.5f^{(2)}(0)s^2 , \quad (13)$$

iz ovog razvoja se mogu direktno pročitati koeficijenti PID aproksimacije. Konstanta filtracije M_n može se dobiti iz sledeće jednačine:

$$M_n = M_{n,\infty} = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \left| \frac{-Q(\omega) + \frac{1}{R}}{1 + Q(\omega)G(\omega)} \right| = \left| \frac{1}{R} - Q(\infty) \right| . \quad (14)$$

Odnosno za PID kontroler važi relacija $T_f = \frac{K_d}{M_n + \frac{1}{R}}$. Prilikom projektovanja polaznog PID_{c1} usvojeni u parametri $N = 20$ i $\lambda = 0.6$.

1.3.2 Optimizacija u vremenskom domenu

U ovoj sekciji usvojena je PID struktura kontrolera, odnosno:

$$Q(s) = \frac{K_d s^2 + K s + K_i}{s(T_f s + 1)}, \quad (15)$$

gde se vremenska konstanta filtra usvaja u skladu sa jednačinom (14), tj. $T_f = \frac{Kd}{M_n + \frac{1}{R}}$. Optimizacija u vremenskom domenu podrazumeva maksimizaciju mere performanse $J(G(s), Q(s))$ pod ograničenjem mere robustnosti $M_S = \max_{\omega} \left| \frac{1 + \frac{G(\omega)}{R}}{1 + Q(\omega)G(\omega)} \right|$.

Kao vrednost mere robustnosti usvojeno je $M_S = 2.5$, razlog je mogućnost direktnog poređenja kontrolera dobijenih linearizacijom PID_{c1} i optimizovanih kontrolera. U ovom radu je kao mera performanse korišćen je IT³AE, tj. $J(G(s), Q(s)) = \int_0^{+\infty} |t^3 \Delta f_{\Delta P_d}(t)| dt$

Optimizacioni postupak se sprovodi tako što se za dato podešavanje kontrolera $\hat{Q}(s)$ izračuna vrednost mere performanse $J(G(s), \hat{Q}(s))$ i mere robustnosti $M_S(G(s), \hat{Q}(s))$. Na osnovu izračunatih vrednosti se iterativno sprovodi optimizacioni postupak. Cilj minimizirati $J(G(s), \hat{Q}(s))$ pod nelinearnim ograničenjem $M_S(G(s), \hat{Q}(s)) = M_S$. Nakon konvergencije optimizacionog postupka rezultujući kontroler $Q^*(s)$ je bar lokalno optimalan po pitanju mere performanse uz ostvarenje specifikacije robustnosti.

Prednost ovog pristupa je jednostavnost implementacije i garancija performansi i robustnosti. Međutim, prilikom optimizacije neophodno računati step odziv sistema na poremećaj što nije poželjno.

1.3.3 Optimizacija u frekvencijskom domenu

U ovoj sekciji usvojena je PID struktura kontrolera, odnosno:

$$Q(s) = \frac{K_d s^2 + K s + K_i}{s(T_f s + 1)}, \quad (16)$$

gde se vremenska konstanta filtra usvaja u skladu sa jednačinom (14), tj. $T_f = \frac{Kd}{M_n + \frac{1}{R}}$. Kao i u prethodnoj sekciji usvaja se ograničenje $M_S = 2.5$.

Prilikom optimizacije u frekvencijskom domenu podrazumeva rešavanje sledećeg optimizacionog problema [2]:

$$\max(k) \quad (17)$$

$$|1 + L(\omega)|^2 - \frac{1}{M_S^2} = 0 \quad (18)$$

$$\frac{\partial |1 + L(\omega)|^2}{\partial \omega} = 0 \quad (19)$$

$$\left| \frac{k_i G_p(\omega)}{\omega(1 + L(\omega))} \right| = Q, \quad Q = 1.01 \quad (20)$$

$$\partial \left| \frac{k_i G_p(\omega)}{\omega(1 + L(\omega))} \right|^2 / \partial \omega|_{\omega=\omega_x} = 0, \quad (21)$$

, gde je $L(\omega) = (Q(\omega) - \frac{1}{R})G_m(\omega)$. Uz manje modifikacije optimizacionih kriterijuma problem se može svesti na direktnu optimizaciju $Q(s)G(s)$.

2 Komparativna analiza projektovanih kontrolera

2.1 Diskusija

U ovoj sekciji su predstavljeni rezultati simulacija pomoću kojih su verifikovani isprojektovani kontroleri. Primenom analitičke tehnike projektovanja implementirani su PID_{c_1} i 2 linearizovana PID kontrolera ono tačke $s = 0$, odnosno $s = \frac{1}{\lambda}$. Na bazi optimizacionog pristupa isprojektovana su 2 kontrolera, jedan na osnovu optimizacije u vremenskom domenu, a drugi na osnovu optimizacije u frekvencijskom domenu.

Simulacije su najpre sprovedene u nominalnom režimu rada bez prisustva šuma. Nakon toga ispitana je robustnost kontrolera promenom parametara modela za $\pm 50\%$. Poslednja simulacija ispituje uticaj šuma uvođenjem istog u nominalnom režimu rada.

Svi razmatrani kontroleri su uspešno potisnuli devijaciju frekvencije uz zadovoljavajuće performanse i robustnost na promenu parametara modela. Rešenje na bazi PID_{c_1} pokazuje najveći stepen robustnosti, bez obzira na promenu vrednosti parametara modela metrike performanse ostaju neizmenjene. Međutim, ako se u obzir uzme IAE, IE i ITAE najbolje pokazuju kontroleri dobijeni optimizacijom. Optimizacija u vremenskom domenu je rezultovala neznatno robustnijim kontrolerom.

Na slikama (Sl. 3) - (Sl. 7) mogu se videti frekvencijske karakteristike funkcije osetljivosti $S(\omega)$ i komplementarne osetljivosti $T(\omega)$. Može se primetiti da primena optimizacionih tehnika garantuje praćenje specifikacija, prilikom projektovanja je usvojeno $M_S = 2.5$.

Rezultati simulacija su tabelarno prikazani u sekciji (2.2.1).

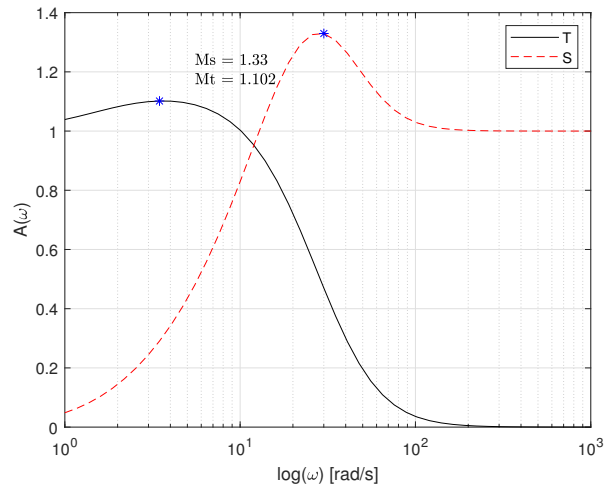
Radi testiranja rada kontrolera u prisustvu poremećaja simuliran je jedinični inverzni step ΔP_d . Zbog linearne prirode sistema nije ispitivan uticaj pozitivne step promene poremećaja.

Analizom grafika iz sekcije (2.2) može se uočiti sledeće:

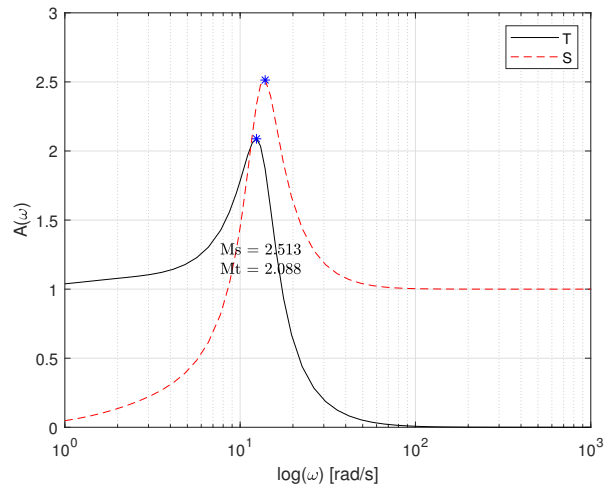
- Rešenje na bazi PID_{c_1} pokazuje najveći stepen robustnosti na promenu parametara modela. Generisano upravljanje je najmanje varijacije među projektovanim kontrolerima.
- Primena optimizacionih tehnika rezultuje kontrolerima sa značajno boljim indikatorima performanse, što je u skladu sa očekivanjima.
- Linearizacija PID_{c_1} , u okolini $s = 0$ i $s = \frac{1}{\lambda}$, rezultuje u skoro identičnim metrikama performanse.

Slike (Sl. 6) i (Sl. 7) demonstriraju prednost optimizacionih tehnika. Rezultujući kontroleri u potpunosti ispunjuju projektno ograničenje $M_S = 2.5$.

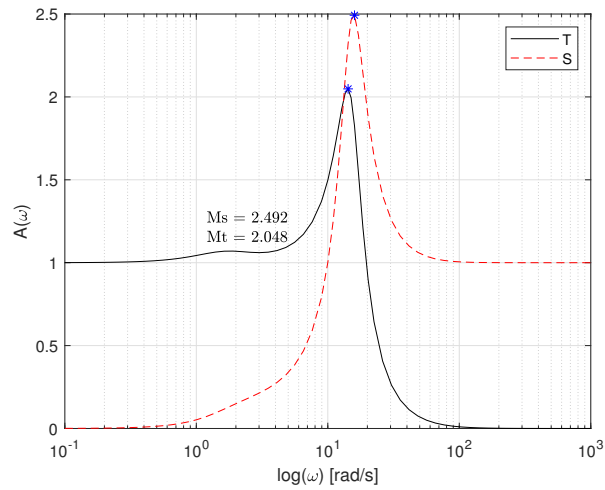
2.2 Rezultati simulacije



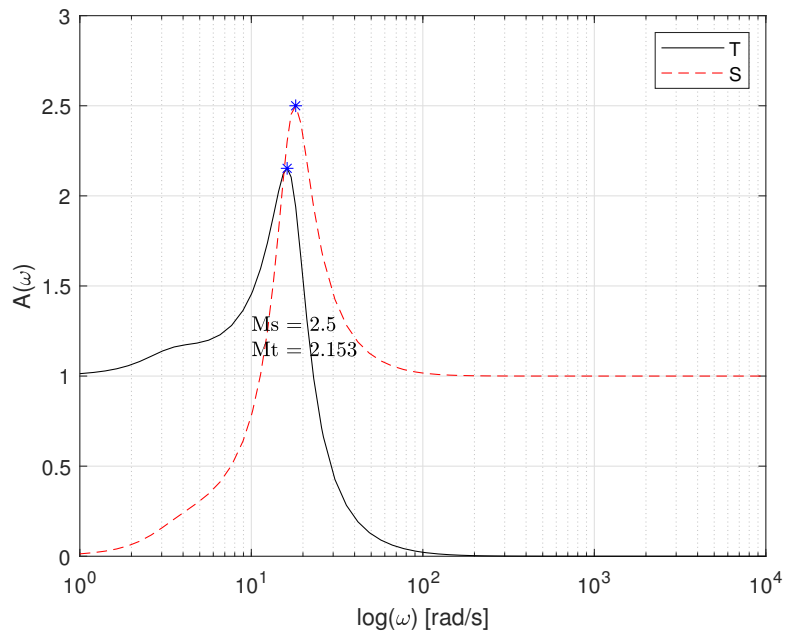
Slika 3: Prikaz fukcije osetljivosti $S(\omega)$ i komplementarne osetljivosti $T(\omega)$ za PID_{c1}



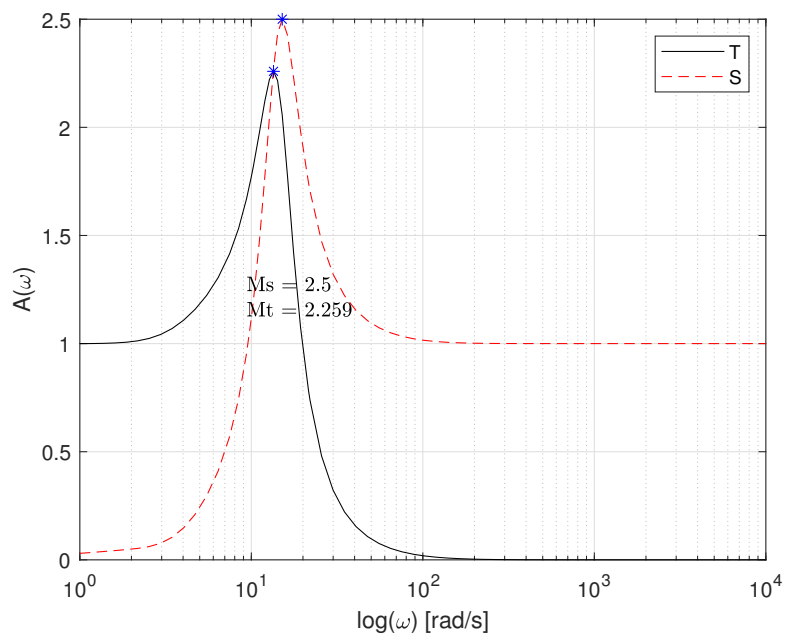
Slika 4: Prikaz fukcije osetljivosti $S(\omega)$ i komplementarne osetljivosti $T(\omega)$ za PID_{s=0}



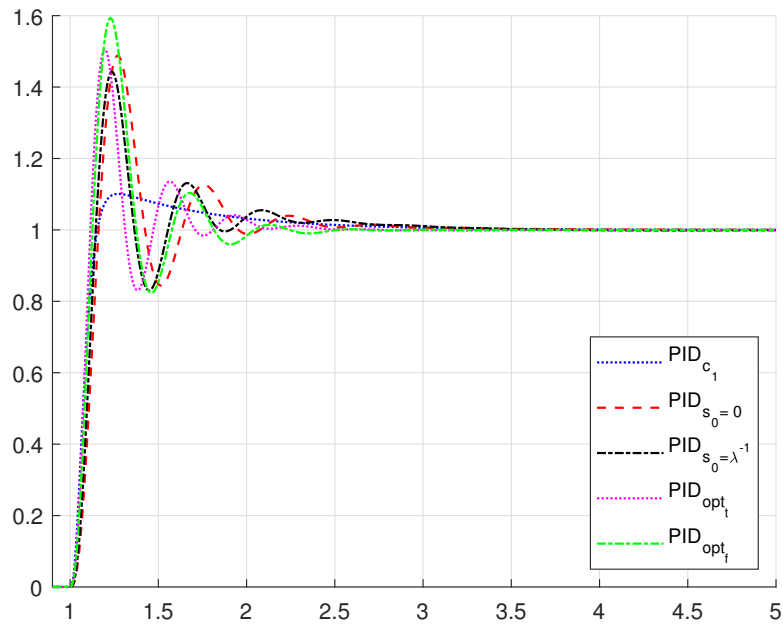
Slika 5: Prikaz fukcije osetljivosti $S(\omega)$ i komplementarne osetljivosti $T(\omega)$ za PID_{s=1/λ}



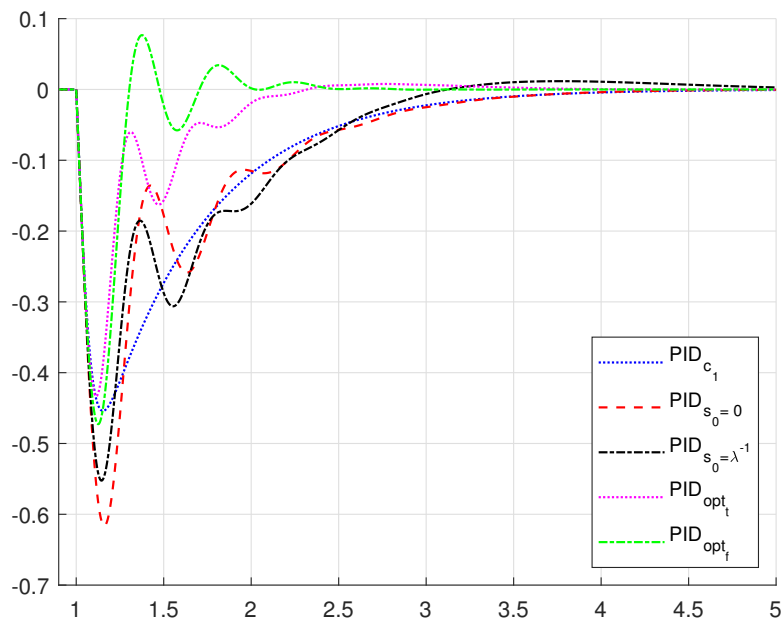
Slika 6: Prikaz fukcije osetljivosti $S(\omega)$ i komplementarne osetljivosti $T(\omega)$ za PID_t



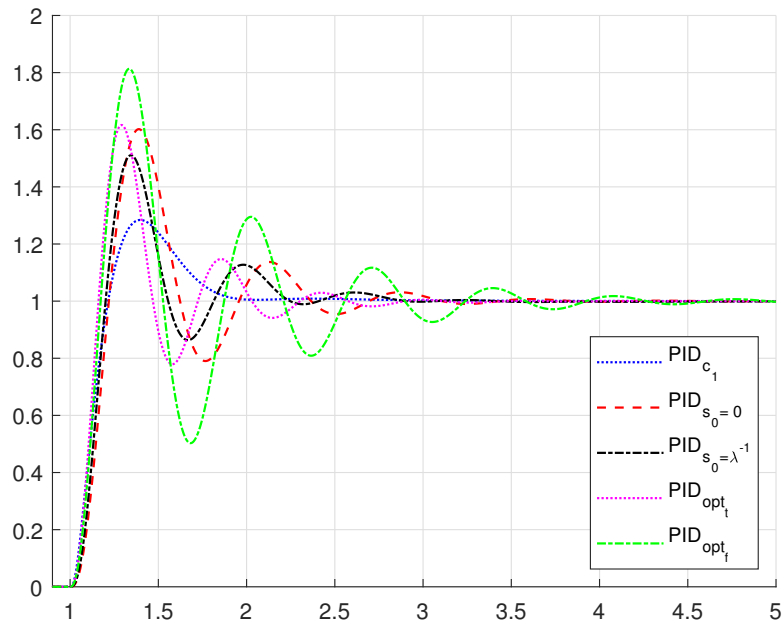
Slika 7: Prikaz fukcije osetljivosti $S(\omega)$ i komplementarne osetljivosti $T(\omega)$ za PID_f



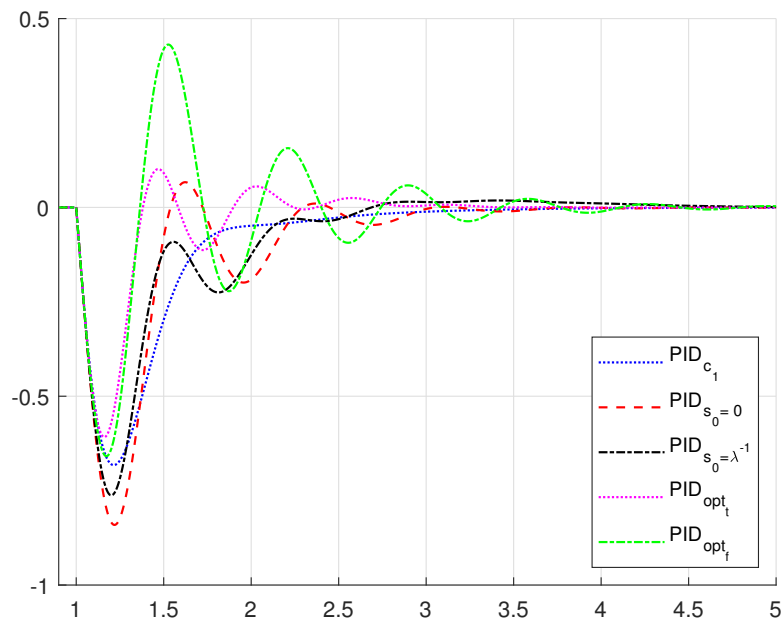
Slika 8: Poređenje odziva na promenu reference



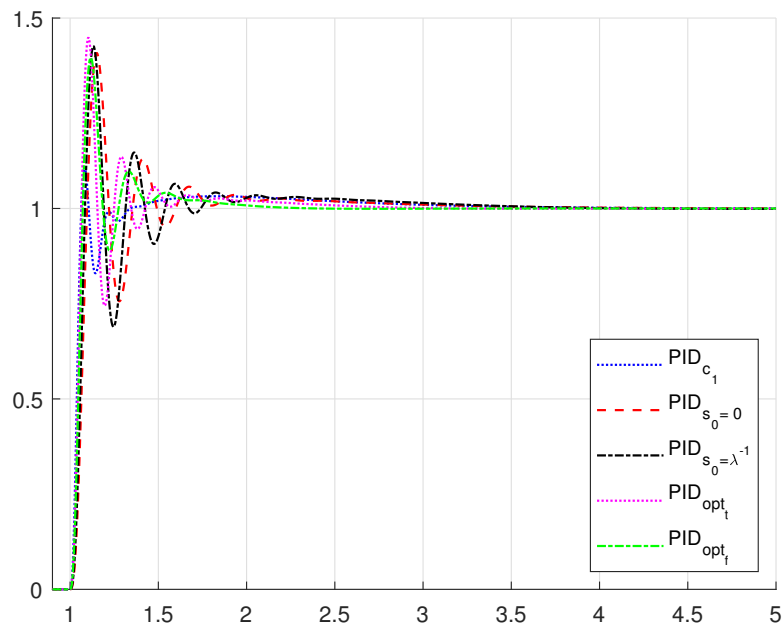
Slika 9: Poređenje odziva na poremećaj



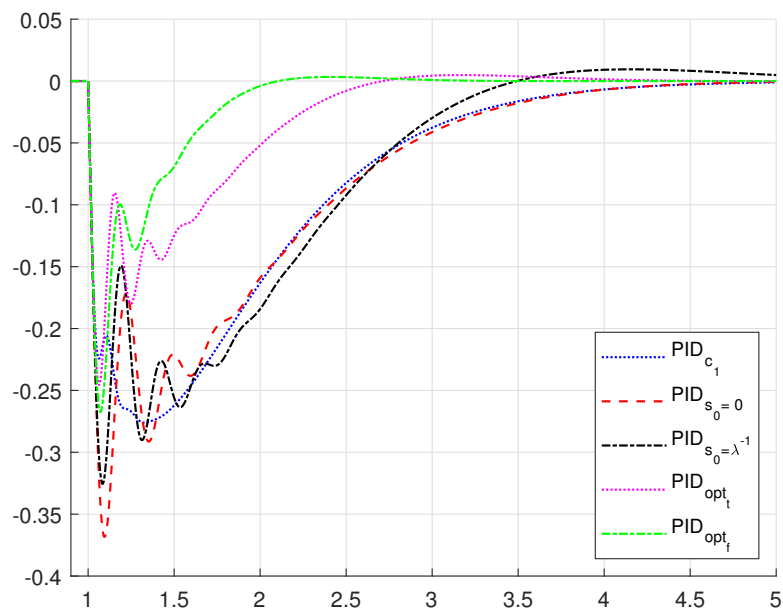
Slika 10: Poređenje odziva na promenu reference, parametri uvećani za 50%



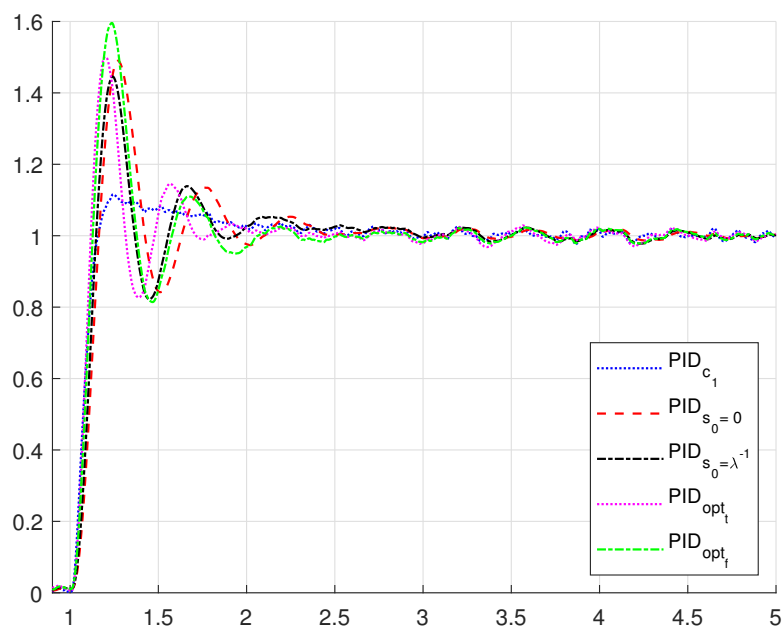
Slika 11: Poređenje odziva na poremećaj, parametri uvećani za 50%



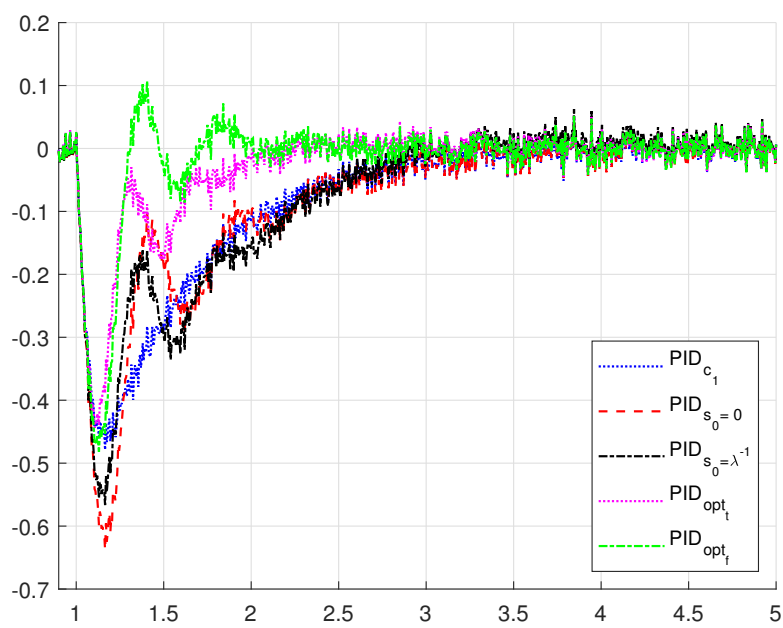
Slika 12: Poređenje odziva na promenu reference, parametri smanjeni za 50%



Slika 13: Poređenje odziva na poremećaj, parametri smanjeni za 50%



Slika 14: Poređenje odziva na promenu reference u prisustvu šuma



Slika 15: Poređenje odziva na poremećaj, u prisustvu šuma

2.2.1 Tabelarni prikaz rezultata simulacije

Poređenje kontrolera, nominalni režim				
	IAE	IE	ITAE	TVd
PID _c	67.9387	-67.9387	112.8425	0.9080
PID _{s₀=0}	67.9410	-67.9387	112.8597	1.4884
PID _{s₀=$\frac{1}{\lambda}$}	70.0435	-63.7952	120.1797	1.3725
PID _t	28.3491	-25.4812	40.2509	1.0999
PID _f	22.2346	-15.3272	28.0032	1.3082

Poređenje kontrolera, parametri uvećani za 50%				
	IAE	IE	ITAE	TVd
PID _c	67.9387	-67.9387	99.8695	1.3648
PID _{s₀=0}	71.6303	-67.9387	106.2790	2.3576
PID _{s₀=$\frac{1}{\lambda}$}	73.2516	-63.7947	116.3983	1.8473
PID _t	39.2494	-25.4812	54.8455	1.8282
PID _f	76.6396	-15.3272	131.9700	3.4350

Poređenje kontrolera, parametri smanjeni za 50%				
	IAE	IE	ITAE	TVd
PID _c	67.9387	-67.9387	125.9439	0.5896
PID _{s₀=0}	67.9606	-67.9387	126.0952	1.0112
PID _{s₀=$\frac{1}{\lambda}$}	69.0071	-63.7961	130.3229	1.0326
PID _t	27.3529	-25.4812	42.9804	0.7117
PID _f	16.1923	-15.3272	21.4720	0.6153

Poređenje kontrolera u prisustvu šuma				
	IAE	IE	ITAE	TVd
PID _c	81.9753	-67.7478	209.9080	28.8642
PID _{s₀=0}	82.2774	-67.6408	211.8215	29.0482
PID _{s₀=$\frac{1}{\lambda}$}	84.0861	-63.5301	216.8843	28.9761
PID _t	45.5459	-25.3101	149.3210	28.9472
PID _f	41.1739	-15.0836	141.4896	29.0092

3 Zaključak

Rezultati ovog rada jasno ukazuju na prednosti i ograničenja različitih tehnika projektovanja kontrolera u elektroenergetskim sistemima. Velika prednost analitičkog projektovanja se ogleda u postojanju podesivih parametara λ i N . Međutim, rezultujući kontroleri su često višeg reda. Ukoliko je neophodno koristiti rešenje na bazi klasičnog PID linearizacijom PID_c dobija se PID kontroler prihvatljivih performansi.

S druge strane, optimizacija, bilo u vremenskom ili frekvencijskom domenu, nudi znatno efikasnije upravljanje frekvencijom. Optimizovani kontroleri, koji su razvijeni korišćenjem tehnika optimizacije performansi, postigli su bolje rezultate u pogledu smanjenja integrala greške, što ih čini pogodnijim za složene sisteme. Ukoliko je neophodna veća robustnost to se može postići jednostavnom modifikacijom specifikacija otimizacionog problema.

Simulacijama je pokazano da su optimizovani kontroleri nadmašili analitički projektovane kontrolere u smislu brzine potiskivanja poremećaja. Na osnovu ovih rezultata, može se zaključiti da optimizacija pruža značajne prednosti u situacijama kada su potrebni visoki nivoi performansi i fleksibilnosti u projektovanu sistema upravljanja.

Iako su rezultati simulacija pokazali jasne prednosti optimizacije, postoji i nekoliko izazova vezanih za implementaciju ovih metoda u praksi. Naime, proces optimizacije zahteva veći broj simulacija i složenije algoritme, što povećava vreme potrebno za projektovanje kontrolera. Pored toga pronađeno rešenje ne mora biti globalni optimum. Međutim, često je dovoljno imati lokalno optimalnu parametrizaciju razmatranog kontrolera.

Još jedno važno pitanje je robustnost kontrolera u prisustvu nesigurnosti u modelu sistema. U ovom radu nije sprovedena dublja analiza robustnosti u smislu najgore kombinacije parametara modela, što predstavlja prostor za dalje unapređenje ovog rada. Dalje istraživanje može uključiti implementaciju frakcionog kontrolera i poređenje sa implementiranim algoritmima.

Na kraju, rezultati ovog rada ukazuju na to da iako analitičko projektovanje kontrolera pruža solidnu osnovu za regulaciju frekvencije, optimizacione tehnike nude elegantno rešenje u pogledu performansi i robustnosti. Primena ovih modernih tehnika postaje neophodna u savremenim sistemima upravljanja, gde je od velikog značaja ostvariti najbolje moguće performanse pod ograničenjem robustnosti.

Literatura

- [1] *Novel tuning rules for PIDC and PID load frequency controllers considering robustness and sensitivity to measurement noise*, Marko Č. Bošković, Tomislav B. Šekara, Milan R. Rapaić
- [2] *Optimal tuning of fractional PIDC^α controller in the frequency domain*, Tomislav B. Šekara, Milan R. Rapaić, Mihailo P. Lazarević
- [3] *Distribuirani i frakcioni sistemi upravljanja - beleške sa predavanja*, Tomislav B. Šekara